

## Les amplificateurs de transimittance

(Note : une immittance est une impédance ou une admittance )

Parallèlement au développement des circuits numériques dont les microprocesseurs sont les représentants les plus médiatiques , les circuits linéaires ont fait depuis quelques années des progrès considérables et ont atteint en particulier en haute fréquences des performances remarquables. Analog Devices , MAXIM, Linear Technology pour ne citer que les constructeurs les plus connus ont largement participé à ce développement.

L'amplificateur opérationnel idéal n'est qu'un exemple de circuit idéal utilisable .Quatre solutions sont possibles :

- $V_s = G V_1$  avec  $Z_e = \infty$  et  $Z_s = 0$  est l'ampli op parfait
  - Mais  $I_s = G_1 \cdot I_1$  avec  $Z_e = 0$  et  $Z_s = \infty$  serait l'ampli de courant parfait
  - $V_s = Z \cdot I_1$  avec  $Z_e = 0$  et  $Z_s = 0$  est l'amplificateur de transimpédance
  - Et  $I_s = G V_1$  avec  $Z_e = \infty$  et  $Z_s = \infty$  est l'amplificateur de transadmittance ou transconductance.
- Tous ces circuits ont fait l'objet de réalisations en technologie intégrée sur silicium.

### L'amplificateur de Norton

C'est l'amplificateur de transimpédance dont la grandeur de sortie est une tension proportionnelle à la différence des courants d'entrée.

$$V_s = Z(I_+ - I_-)$$

La structure de base est celle de la figure ci joint , elle est réalisée avec des transistors bipolaires par le circuit ci dessous.

Les deux transistors D1 et T1 ont même tension base émetteur donc même courant collecteur ( ceci n'est vrai que s'ils ont même tension collecteur, un schéma plus complexe permet de satisfaire à cette condition , voir plus loin ). Z est la charge de collecteur de T2, pour qu'elle soit la plus grande possible il est fait appel à une source de courant .Le gain de l'étage étant alors grand, la bande passante est fortement réduite par l'effet Miller, pour y remédier le transistor T2 est en réalité un montage cascode T2 T'2 . La tension de sortie est prélevée par un collecteur commun.

Ce schéma est celui , très simplifié, du boîtier LM3900 de National Semiconductor .

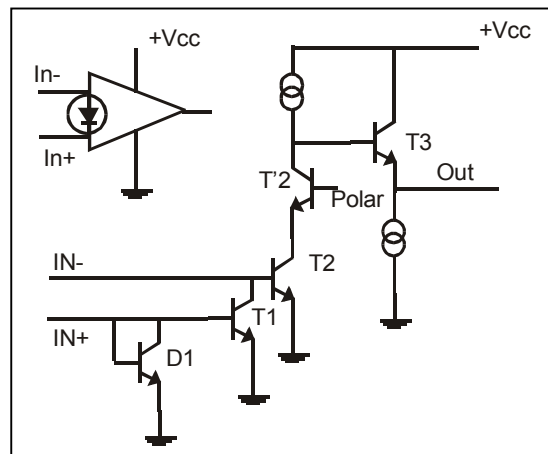
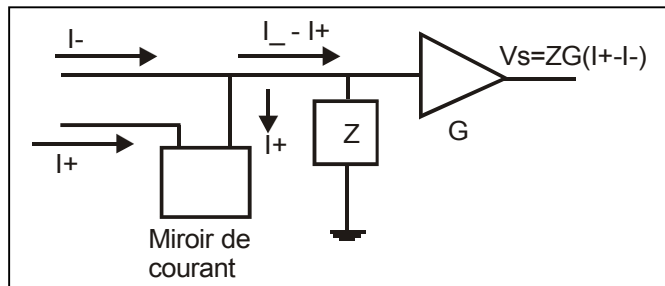
Ce circuit est limité aux fréquences assez basses, son gain est de 70dB à fréquence zéro. Les schémas utilisant ce boîtier sont très différents de ceux auxquels on est habitué avec les ampli op de tension. ( Consulter par exemple les notes d'application accessibles sur le site du constructeur ) La figure ci dessous représente par exemple un amplificateur de tension alternative. R3 est la résistance de polarisation. Le courant qui la traverse

$$\text{est approximativement } I_+ = \frac{V_{CC} - V_{D1}}{R_3}$$

Le courant sur l'entrée - est de même :

$$I_- = \frac{V_s - V_D}{R_2} \quad V_D \text{ étant une tension de diode , base émetteur de T2 .}$$

Mais  $I_- = I_+ + I_B$  soit: si  $I_B$  est négligeable ( fort  $\beta$  pour T2 ) :



$$\frac{V_S - V_{D2}}{R_2} = \frac{V_{cc} - V_D}{R_3} \text{ et si les tensions de diodes peuvent être négligés } V_S = V_{cc} \frac{R_2}{R_3}$$

Si le gain interne est très grand on peut considérer que l'impédance d'entrée est nulle ( donc  $v_+=0$  ) et qu'en régime linéaire  $I_+=I_-=0$  ( Amplificateur de transimpédance idéal ) . Le courant sur l'entrée + étant constant , donc nul en variations , le courant  $i$  est nul aussi d'où le schéma équivalent et en alternatif :

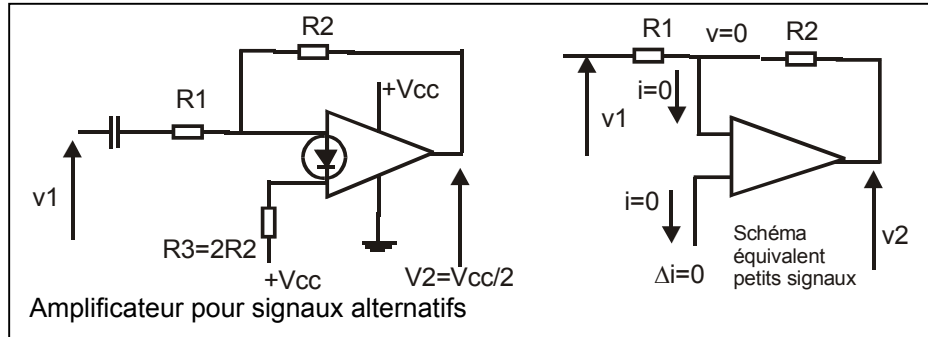
$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} = 0$$

c'est à dire :

$$v_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_1$$

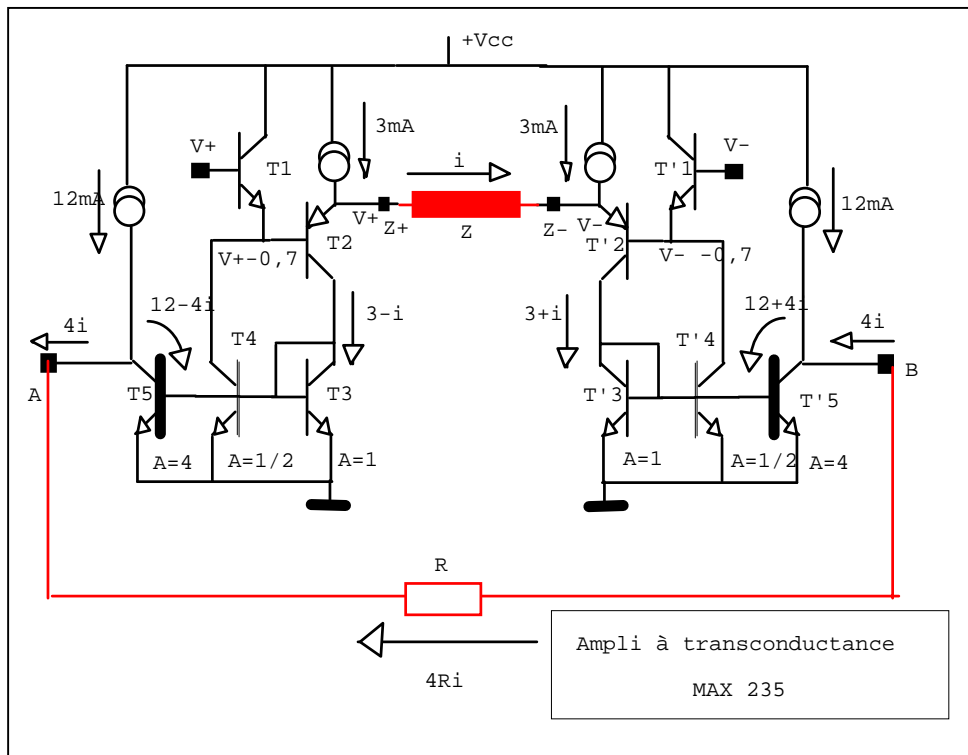
De nombreux circuits , amplificateurs de transconductance ou de transimpédance

sont commercialisés. Nous citerons deux exemples empruntés aux catalogues de MAXIM et BURR - BROWN .



### Le MAX 235 de MAXIM

Le circuit MAX 235 de MAXIM a pour structure interne approchée le schéma ci dessous :



Il faut pour bien en comprendre le fonctionnement se rappeler que deux transistors bipolaires identiques et de même surface ont même courant collecteur s'ils ont la même tension base émetteur. Si leurs surfaces ne sont pas égales les courants sont proportionnels à cette surface.

Le circuit possède deux entrées  $V_+$  et  $V_-$ . Le potentiel sur l'émetteur de T1 est  $V_+ - 0,7$  mais le transistor T2 PNP remonte le potentiel de la même quantité , la tension d'entrée  $V_+$  se retrouve donc sur l'émetteur de T2 . De même  $V_-$  se retrouve sur l'émetteur de T'2.

Soit  $i$  le courant circulant dans l'impédance  $Z$  connectée entre les bornes  $Z_+$  et  $Z_-$

$$i = \frac{(V_+ - V_-)}{Z}$$

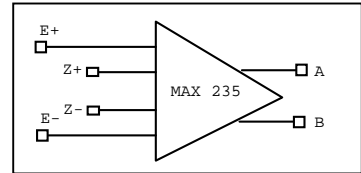
Compte tenu des deux sources de courant internes de 3mA les courants de collecteur de T3 et T'3 sont respectivement  $3-i$  et  $3+i$ .

Les transistors T3 T4 T5 ont même tension base émetteur donc des courants proportionnels à leurs surfaces, ces surfaces étant respectivement de 1 1/2 et 4 pour T3 T4 T5, il en est de même pour T'3 T'4 T'5. Le courant collecteur de T5 est donc le quadruple de celui de T3 soit  $12-4i$ , compte tenu de la source interne de 12mA, le courant de sortie a pour valeur  $4i$ . Coté T'5 le courant de sortie est de même valeur mais de signe opposé. Ainsi si une charge R est connectée à l'extérieur entre les deux bornes de sortie, la tension différentielle de sortie  $4Ri$ .

$$V_A - V_B = \frac{4R}{Z}(V_+ - V_-)$$

Ce circuit peut être utilisé comme amplificateur sélectif ou filtre, en effet il accepte des impédances extérieures Z quelconques. Dans les schémas il est représenté comme le montre la figure ci contre.

Le MAX 236 a une structure identique mais une sortie unique



### Second exemple :Circuit OPA660 de Burr Brown

Tous les transistors du schéma ci dessous sont supposés identiques ou parfaitement complémentaires et de gain en courant élevé. L'entrée pol reçoit un courant extérieur de polarisation La borne E est mise à la masse et un signal est appliqué en B.

T1 T2 T7 ont le même Vbe donc le même courant Ipol. Mais T2 et T3 ont le même courant or T3 et T4 ont le même Vbe, il en résulte que T4 et T7 ont le même courant Ipol.

Considérons le transistor T5, son courant collecteur vaut :

$$I_{C5} = I_{pol} = I_0 \exp\left(\frac{V_P - V_B}{\psi}\right)$$

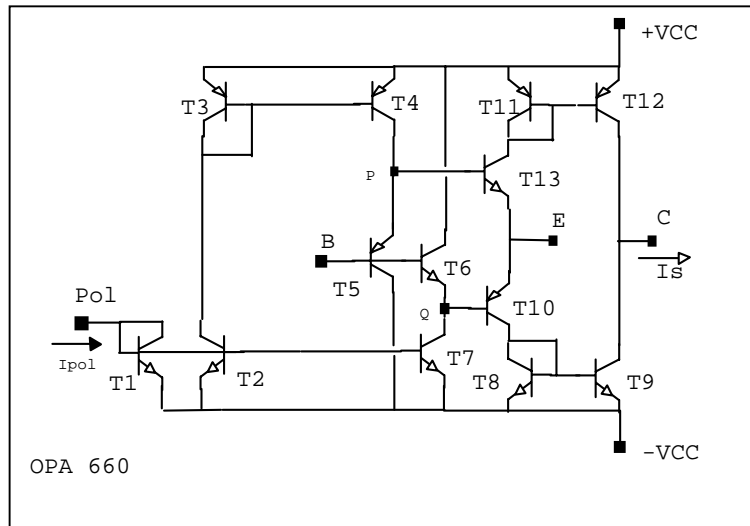
T6 est traversé par le même courant :

$$I_{C6} = I_{pol} = I_0 \exp\left(\frac{V_B - V_Q}{\psi}\right)$$

On tire de ces deux équations :

$$I_0 \exp\frac{V_P}{\psi} = I_{pol} \exp\left(\frac{V_B}{\psi}\right)$$

$$\text{et } I_0 \exp\frac{-V_Q}{\psi} = I_{pol} \exp\left(\frac{-V_B}{\psi}\right)$$



Or E étant à la masse le transistor T13 est parcouru par un courant  $I_0 \exp\frac{V_P}{\psi}$  et T10 par

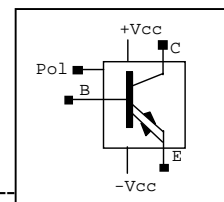
$I_0 \exp\frac{-V_Q}{\psi}$  T12 est parcouru par le même courant que T13 et T9 par le courant de T10. Le

courant sortant par la borne C est  $I_{C12}-I_{C9}$  soit  $I_S = I_0 \left( \exp\frac{V_B}{\psi} - \exp\frac{-V_B}{\psi} \right) = 2I_0 \text{sh}\left(\frac{V_B}{\psi}\right)$

Pour de faibles valeurs de la tension d'entrée le sh peut être développé au premier ordre et :

$$I_S = 2\frac{I_0}{\psi} V_B \quad \text{Il s'agit bien d'un amplificateur de transconductance. On}$$

trouvera parfois pour ce composant la représentation ci contre.

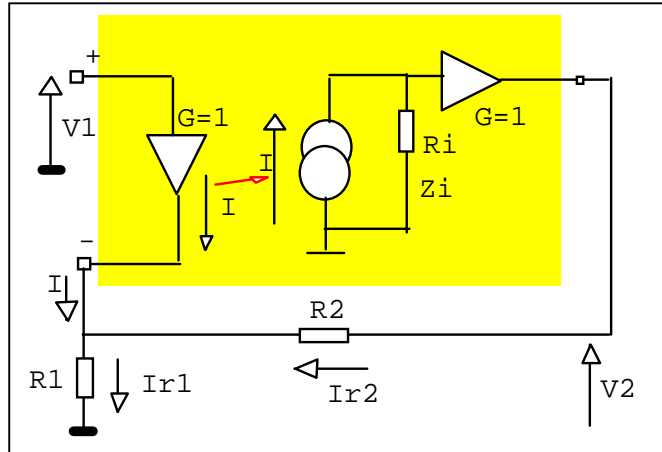


## Les amplificateurs à contre réaction de courant

Tout électronicien sait que pour augmenter la bande passante d'un amplificateur il faut réduire son gain. Par analogie avec ce qui se passe dans d'autres domaines de la physique il est naturel de penser que ce fait est incontournable. En réalité il n'en est pas ainsi, en modifiant la structure du circuit il est possible de réaliser des amplificateurs dont la bande passante ne se réduit pas lorsque l'on augmente le gain, du moins dans certaines limites.

La structure de base d'un amplificateur à contre réaction de courant est représentée ci dessous. Le circuit possède 2 entrées non identiques, une entrée + de haute impédance et une entrée - commandée en courant.

L'entrée + est reliée à un amplificateur interne de gain 1 d'impédance d'entrée infinie et d'impédance de sortie nulle. Le courant de sortie de cet ampli qui ressort du circuit par la borne - est recopié en interne et traverse une résistance Ri de forte valeur. La tension aux bornes de cette résistance est recopiée en sortie par un second ampli idéal de gain 1



A ce circuit sont généralement associées deux résistances extérieures R1 et R2.

Le courant I sortant de l'accès - a pour valeur :

$$I = I_{R1} - I_{R2}$$

différence entre les courants circulant dans les deux résistances. Ce courant traverse Ri donc :

$$V_2 = R_i \left( \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2 - V_1}{R_2} \right)$$

En résolvant par rapport à V2 :

$$\frac{V_2}{V_1} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_i}} \right)$$

Si la résistance interne Ri est très grande devant les composants extérieurs cette expression se simplifie en :

$$\frac{V_2}{V_1} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

C'est l'expression du gain d'un ampli op parfait en gain positif. Il faut remarquer alors que le courant I sortant de l'accès - est nul. Un ampli à contre réaction de courant parfait prend une position d'équilibre telle que le courant sortant de l'accès - soit nul. C'est l'équivalent du V+=V- de l'ampli op parfait.

Cependant la résistance Ri de forte valeur est associée inévitablement à une capacité parasite. Pour Ri=10MΩ et C=1pF la constante de temps correspondante est de 10μS et on est en droit de s'attendre à une fréquence de coupure associée de 15kHz seulement. En réalité il n'en est rien comme montre le calcul suivant:

Pour tenir compte de cette capacité il suffit de remplacer dans les expressions suivantes Ri

par Ri//C soit :  $Z_i = \frac{R_i}{1 + jR_i C \omega}$

L'expression du gain devient alors :

$$\frac{V_2}{V_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_i}{R_i + R_2}\right) \left[ \frac{1}{1 + j \frac{R_i C R_2 \omega}{R_i + R_2}} \right]$$

Ce qui fait apparaître la fréquence de coupure :

$$\omega_c = \frac{R_i + R_2}{C R_i R_2} \quad \text{mais } R_i \gg R_2 \text{ et cette expression se simplifie en : } \omega_c = \frac{1}{C R_2} \text{ qui ne}$$

dépend plus de Ri. Pour modifier le gain  $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  sans toucher à la bande passante il suffit de ne modifier que R2 .

Pour obtenir une large bande passante encore faut il que les éléments internes , copie de courant et amplis de gain unité suivent. En pratique il n'y a pas de problème jusqu'à 100 ou 200Mhz .

Les circuits de ce type disponibles sur le marché ont des fréquences de coupures comprises entre 50 et 500Mhz environ. Ils sont destinés à des applications HF ,attaque de câbles par exemple ,et sont prévus pour des gains assez faibles, 20 dB au plus.

Parmi les circuits commercialisés nous citerons entre autres ; le 5004 de HARRIS (qui a été un pionnier dans ce domaine ) LT1223 de LINEAR TECHNOLOGY AD810 (80Mhz) AD8001 (800Mhz) de ANALOG DEVICES , E2020 de ELANTEC.

### Multiplicateurs et mélangeurs

L'amplification n'est pas la seule fonction linéaire réalisée par des circuits intégrés. Le produit de deux tensions est également une opération importante et essentielle pour le calcul analogique . Un multiplicateur et appelé multiplicateur 4 quadrants lorsqu'il est capable de faire le produit de deux tensions quel que soit leur signe .

L'opération

multiplication peut être effectué par différentes méthodes ,mais il est fait très souvent appel à une structure à transistors appelée cellule de Gilbert.

C'est un double étage différentiel; à transistors dont les collecteurs sont câblés en croix

Le montage ci contre est un multiplicateur 4 quadrants ,c'est le schéma du célèbre multiplicateur MC1995

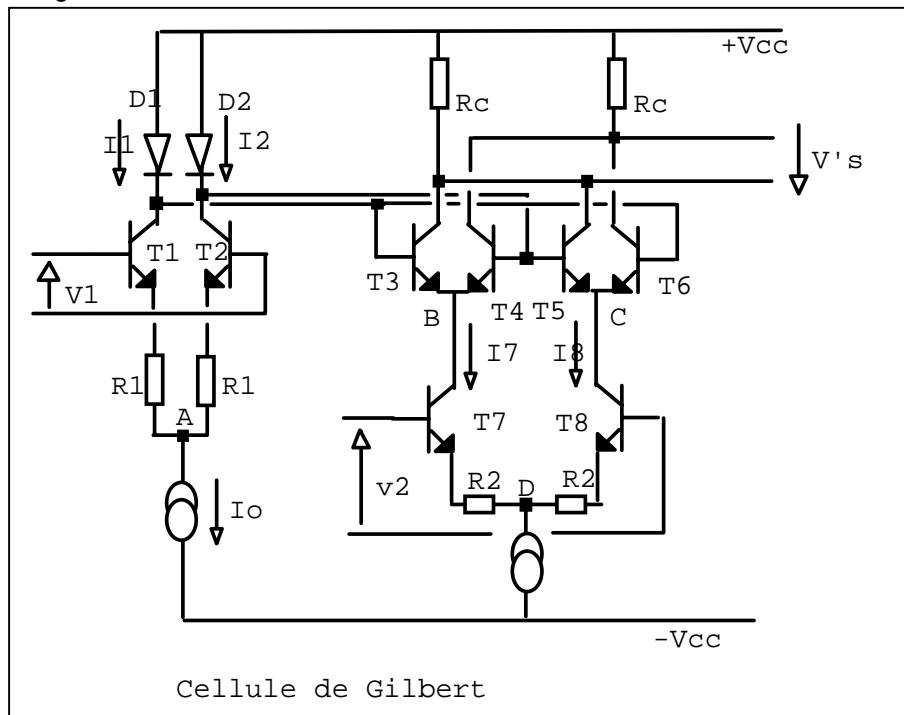
Pour les diodes D1 et D2 identiques on peut écrire :

$$I_1 = I_{10} \exp(\alpha \cdot V_1)$$

$$I_2 = I_{10} \exp(\alpha \cdot V_2)$$

$$\text{ou } \alpha = \frac{q}{KT}$$

donc:



$$\frac{I_1}{I_2} = \exp(\alpha \cdot (V_{D1} - V_{D2}))$$

De la même façon en exprimant les courants I3 et I4 des transistors T3 et T4 :

$$\frac{I_3}{I_4} = \exp(\alpha \cdot (V_{BE3} - V_{BE4}))$$

mais entre le +Vcc et le point B  $V_{cc} - V_B = V_{D1} + V_{BE3} = V_{D2} + V_{BE4}$

soit  $V_{D1} - V_{D2} = V_{BE4} - V_{BE3}$  compte tenu des relations précédentes :  $\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_4}{I_3}$

En utilisant de la même façon T5 et T6 :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_5}{I_6}$$

La tension de sortie vaut :  $V'_S = R_C [I_{C35} - I_{C46}]$  avec  $I_{C35} = I_3 + I_5$  et  $I_{C46} = I_4 + I_6$

Considérons maintenant les circuits d'entrée en considérant que les gains des transistors sont très grands.

En négligeant l'écart entre les VBE des deux transistors les potentiels sont indiqués sur la figure ci contre.

$$v_1 = V_P - V_Q = R_1 (I_1 - I_2)$$

De même pour T7 et T8

$$v_2 = R_2 (I_3 + I_4 - I_5 - I_6)$$

Considérons maintenant le produit :

$$-\frac{v_1 v_2}{R_1 R_2} = (I_2 - I_1)(I_3 + I_4 - I_5 - I_6)$$

compte tenu des relations établies plus haut cette relation peut aussi s'écrire ( en inversant les signes des termes qui s'annulent )

$$-\frac{v_1 v_2}{R_1 R_2} = (I_2 + I_1)(I_3 - I_4 + I_5 - I_6)$$

mais d'après le résultat précédent :

$$(I_3 - I_4 + I_5 - I_6) = \frac{V'_S}{R_C}$$

c'est à dire que :

$$-\frac{v_1 v_2}{R_1 R_2} = -\frac{V'_S}{R_C} (I_1 + I_2) = -\frac{V'_S}{R_C} I_0$$

Finalement le circuit est bien un multiplieur

$$: V'_S = -\frac{R_C}{R_1 R_2 I_0} v_1 v_2$$

Avec  $R_1 = R_2 = R_C = 10k\Omega$  et  $I_0 = 10mA$  cette expression devient  $V'_S = -v_1 v_2 / 10$

Un tel multiplieur peut être utilisé pour réaliser de nombreux circuits de calcul:

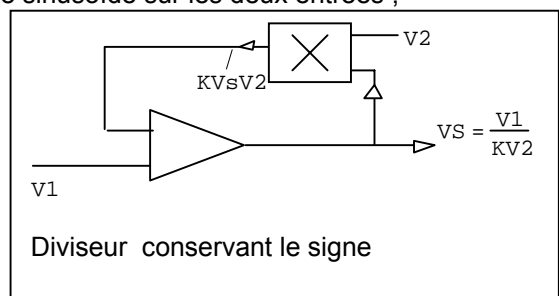
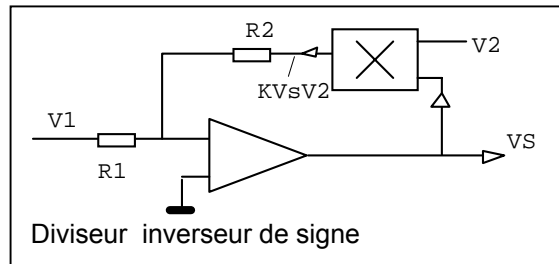
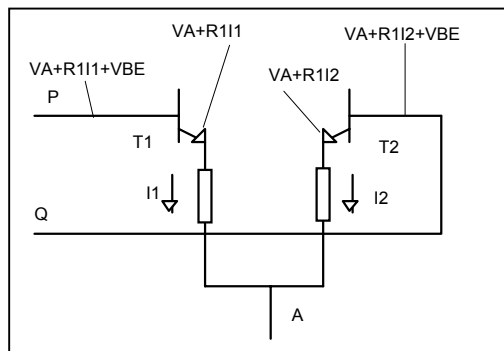
- Un doubleur de fréquence en injectant une sinusoïde sur les deux entrées ;
- Un diviseur en plaçant le multiplieur dans la boucle de réaction d'un ampli op

Sur le schéma ci contre :

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{-KV_2 V_S}{R_2}$$

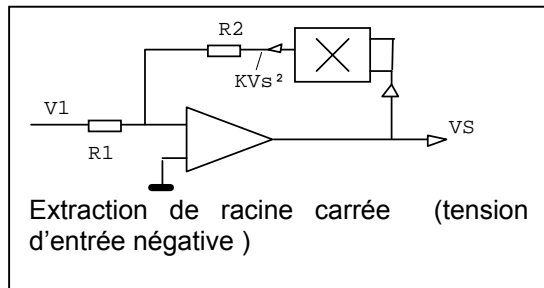
$$\text{soit } \rightarrow V_S = -\frac{R_2}{R_1 K} \frac{V_1}{V_2}$$

Le second montage donne un quotient



positif mais n'autorise pas le réglage du coefficient .

Un extracteur de racines carrées ( pour une tension d'entrée négative ) figure ci dessous .



$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{-KV_S^2}{R_2}$$

$$\text{soit } \rightarrow V_S = \frac{1}{\sqrt{K}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \sqrt{-V_1}$$

### Fonction mélangeur :

Un multiplicateur est utilisé en télécommunications pour effectuer les opérations de modulation ou de façon plus générale le mélange de fréquences .. Appliquons en effet aux entrées d'un tel circuit deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes. Le signal de sortie contient deux termes dont les fréquences sont la somme et la différence des fréquences d'entrée. :

$$V_S = A(a \cdot \cos \omega_1 t) \cdot (b \cdot \cos \omega_2 t) = A \frac{ab}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$