

## Amplificateur Opérationnel

L'amplificateur opérationnel est un composant de base utilisé pratiquement partout en électronique analogique dans une bande de fréquence relativement importante. Généralement, en théorie, on utilise une description idéalisée de l'amplificateur opérationnel en le supposant parfait.

### 1 Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est un composant de type circuit intégré à base d'un substrat de silicium sur lequel sont diffusés des transistors, des résistances, des capacités, des diodes...

Initialement, les AOP ont été conçus pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : ils permettaient d'implémenter facilement les opérations mathématiques de base comme l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation et d'autres. Par la suite, l'amplificateur opérationnel est utilisé dans bien d'autres domaines comme : amplification, mesure, régulation, filtrage génération de fonctions...

La plupart des AOP se présente sous la forme d'un circuit intégré à 8 broches cf figure 1.

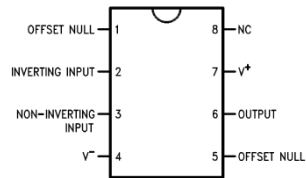


Figure 1 : AOP LM741 Texas Instrument

Le circuit interne du LM741 comporte une vingtaine de transistors bipolaires, une dizaine de résistances et une capacité de compensation de 30 pF.

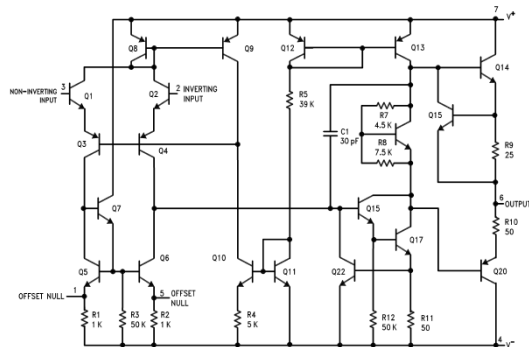


Figure 2 : Circuit interne d'un AOP LM 741

L'architecture d'un AOP est constituée d'un premier étage à amplificateur différentiel (effectuant la différence entre les deux tensions d'entrée), suivi ensuite d'autres étages permettant d'accroître les performances du système (gain, impédances d'entrée et sortie, linéarité, etc.).

## Amplificateur Opérationnel

### 1.1 Représentation symbolique

Dans les schémas électroniques, les amplificateurs opérationnels sont représentés par un symbole graphique. On peut utiliser indifféremment l'un des symboles de la figure 3.

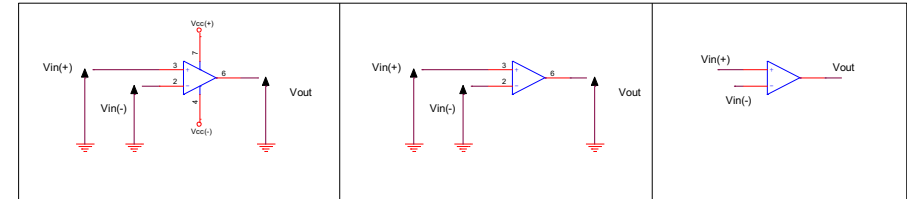


Figure 3 : Représentation symbolique d'un AOP

L'entrée notée « + » s'appelle l'entrée non inverseuse et l'entrée notée « - » est l'entrée inverseuse qui provoque une opposition de phase entre la sortie et l'entrée.

L'alimentation se fait en général à l'aide d'une source à point milieu pris comme référence de tension (masse). La sortie peut évoluer pratiquement de  $\pm V_{cc}$ . Ces alimentations sont absolument nécessaires, car elles fournissent l'énergie requise pour assurer l'amplification.

### 1.2 Caractéristique de sortie

En régime linéaire, l'AOP utilise une contre-réaction sur l'entrée inverseuse. La contre-réaction sur l'entrée inverseuse permet d'effectuer une **contre-réaction négative** : toute augmentation de la tension de sortie va diminuer la tension différentielle d'entrée de l'AOP. La tension de sortie de l'AOP est proportionnelle à la différence des tensions appliquées sur les entrées non inverseuse et inverseuse.

$$v_{out} = A_0 (v_{in+} - v_{in-}) = A_0 \varepsilon = A_0 v_d \quad [1.1]$$

Le coefficient  $A_0$  représente l'amplification différentielle en boucle ouverte de l'AOP. On retrouve cette caractéristique dans les data-sheets sous la rubrique **Large signal differential voltage amplification**.

En continu, la valeur de ce coefficient est de l'ordre de  $10^5$  à  $10^6$  suivant les circuits.

En régime saturé, l'AOP fonctionne en « mode comparateur » car il utilise une contre-réaction sur l'entrée non inverseuse. La contre-réaction sur l'entrée non inverseuse permet d'effectuer une **contre-réaction positive** : toute augmentation de la tension de sortie va augmenter la tension différentielle d'entrée de l'AOP.

Le gain différentiel de l'amplificateur étant infini, la tension de sortie  $v_{out}$  ne peut valoir que  $+V_{cc}$  ou  $-V_{cc}$  suivant le signe de la tension différentielle  $\varepsilon$ .

$$\begin{aligned} \text{si } \varepsilon > \varepsilon_m &\Rightarrow v_{out} = +V_{cc} : \text{zone de saturation positive} \\ \text{si } \varepsilon < \varepsilon_m &\Rightarrow v_{out} = -V_{cc} : \text{zone de saturation négative} \end{aligned} \quad [1.2]$$

## Amplificateur Opérationnel

On représente généralement l'ampli-op par la caractéristique de transfert statique (Figure 4) qui fait apparaître les trois zones de fonctionnement de l'AOP suivant les valeurs de la tension d'entrée.

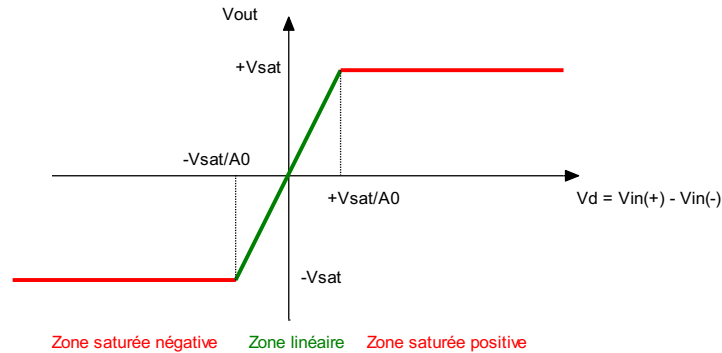


Figure 4

En fonctionnement en régime linéaire, la structure de l'AOP va modifier sa tension de sortie pour assurer un potentiel quasiment nul ( $\epsilon = v_d \approx 0$ ) sur son entrée différentielle.

### 1.3 Résistance d'entrée – Résistance de sortie

#### 1.3.1 Impédance différentielle d'entrée

On nomme ainsi l'impédance équivalente qui relie les deux entrées notées (+) et (-). Dans la bande passante de l'amplificateur (fréquence d'utilisation  $f < f_0$ ) c'est une résistance que l'on notera  $R_{in}$  dont l'ordre de grandeur s'échelonne entre 100 k $\Omega$  et 10 M $\Omega$  selon la technologie.

La valeur de résistance d'entrée  $R_{in}$  apparaît sous la dénomination *Input résistance* dans les datasheets.

On observe également l'existence d'une impédance de mode commun qui relie l'entrée (+) [ou (-)] à la masse, l'autre entrée n'étant pas connectée. Dans la bande passante de l'amplificateur, c'est une résistance  $R_{mc}$  qui est de l'ordre de 50 à 500 M $\Omega$  qui, compte tenu de sa valeur très élevée par rapport à  $R_{in}$  et aux impédances que l'on connecte sur l'amplificateur, n'intervient pratiquement pas dans les résultats numériques. On la néglige donc systématiquement.

#### 1.3.2 Impédance de sortie

C'est l'impédance interne du générateur de tension contrôlé par la tension différentielle d'entrée  $A_0 \epsilon = A_0 v_d$ . Dans la bande passante de l'amplificateur, c'est une résistance  $R_{out}$  qui est de l'ordre de 10 à 100  $\Omega$ . On doit noter que sa valeur dépend de l'amplitude de la tension de sortie. Plus cette tension est élevée plus  $R_{out}$  est faible.

Sa valeur apparaît sous la dénomination *Output résistance* dans les datasheets.

## Amplificateur Opérationnel

### 1.3.3 Schéma équivalent

Vue de l'entrée, l'AOP est équivalent à une résistance d'entrée  $R_{in}$ . Vu de sa sortie, il peut être représenté par un générateur équivalent de Thévenin. Ce dernier est donc une source réelle de tension de force électromotrice  $A_0 \epsilon = A_0 v_d$  et de résistance interne (résistance de sortie dans ce cas)  $R_{out}$  (Figure 5).

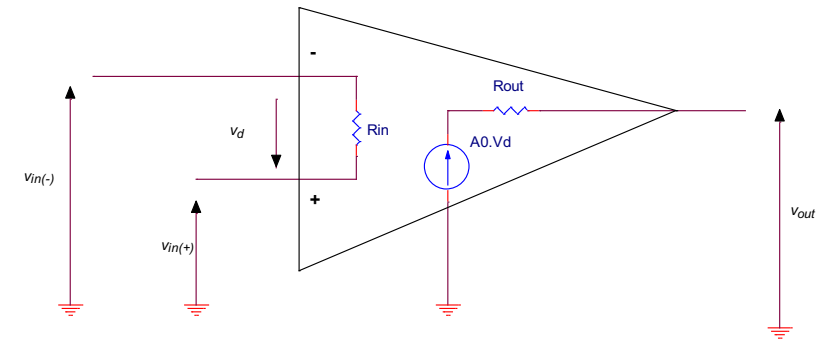


Figure 5

### 1.3.4 Alimentation

La non existence de la borne masse permet d'alimenter l'amplificateur opérationnel de différentes manières. Les plus courantes sont :

➤ L'alimentation symétrique  $+V_{cc} = +V_{cc}$ ,  $-V_{cc} = -V_{cc}$  (voir figure 6). Au repos, les potentiels des entrées  $v_{in(+)}$  et  $v_{in(-)}$ , ainsi que le potentiel de sortie  $v_{out}$  sont à zéro. Leur évolution est positive ou négative. Lorsque la tension de sortie  $v_{out}$  est positive, le courant de sortie  $i_{out}$  débité dans la charge  $R_L$  est sortant. Il est entrant dans le cas contraire.

➤ L'alimentation dissymétrique  $+V_{cc} = +V_{cc}$ , masse ( $-V_{cc} = 0$ ).

Les entrées  $v_{in(+)}$  et  $v_{in(-)}$  ainsi que la sortie  $v_{out}$  sont au potentiel  $+V_{cc} / 2$  au repos et en régime linéaire. Ce mode de fonctionnement impose des liaisons capacitives en entrée et en sortie.

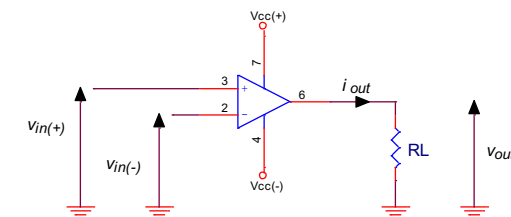


Figure 6

**1.3.5 Saturation en courant**

La structure interne d'un AOP assure une protection contre les court-circuits, en limitant la valeur maximale du courant à  $i_{out}$  (de l'ordre de 20 à 80mA pour un AOP d'instrumentation par opposition avec un AOP de puissance).

En pratique, on peut déterminer la valeur de ce courant de saturation en connectant une charge résistive variable (potentiomètre) en sortie de l'AOP. En faisant diminuer cette charge, à partir d'une certaine valeur, apparaît un écrêtage (symétrique ou non) du signal, correspondant à une saturation en courant du système.

**2 L'amplificateur opérationnel idéal**

On appelle amplificateur opérationnel idéal (ou parfait), un amplificateur de tension dont les caractéristiques sont :

- Gain différentiel  $A_0$  infini
- Gain de mode commun nul ( $A_c = 0$ )
- Impédance d'entrée infinie ( $R_{in} = \infty$ )
- Impédance de sortie nulle ( $R_{out} = 0$ )
- Bande passante de 0 Hz à l'infini
- Tension de décalage nulle ( $V_{offset} = 0$ ).

Néanmoins l'hypothèse AOP idéal qui a conduit à cette relation, suppose l'utilisation de résistances :

- Inférieures à l'impédance différentielle d'entrée  $R_{in}$  qui a été considérée comme infinie,
- Supérieures à l'impédance de sortie  $R_{out}$  qui a été considérée comme nulle.

Enfin, la structure interne du composant autorise des valeurs de courant de l'ordre de quelques mA. Dès lors les niveaux de tension maximum en entrée étant compris entre  $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$ , avec  $|V_{cc}|$  de l'ordre de 3 à 15 volts, les résistances seront dans la gamme du k $\Omega$ .

La caractéristique de l'AOP idéal est représentée sur la figure 7 :

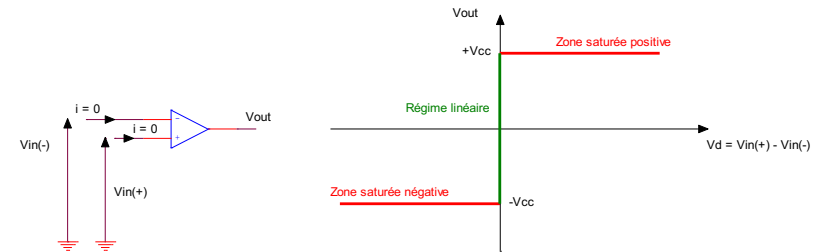


Figure 7

Deux types de fonctionnement sont à étudier :

- En régime linéaire avec des circuits de contre-réaction  $v_{out} = A_0 v_d = A_0(v_{in+} - v_{in-}) \Rightarrow$  montages amplificateurs, montages opérationnels, filtres actifs, etc.
- En commutation  $v_{out} = \pm V_{cc} \Rightarrow$  comparateur de tension, bascules, etc.

Pour alléger les notations, on posera :

$$\begin{cases} v_{in(+)} = v_{(+)} \\ v_{in(-)} = v_{(-)} \end{cases}$$

Et parfois :

$$\begin{cases} R_i = R_{in} \\ R_o = R_{out} \end{cases}$$

**2.1 Fonctionnement en régime linéaire**

**2.1.1 Méthode d'étude**

La mise en équations la plus adaptée à ces montages est la méthode des nœuds (potentiels nodaux).

Calculer  $v_{(+)}$ , puis  $v_{(-)}$  en utilisant le *théorème de Millman et/ou le théorème de superposition*, et égaliser  $v_{(+)} = v_{(-)}$ , les entrées de l'AOP étant équipotentielles.

On peut aussi utiliser la relation du pont diviseur en tension.

**2.1.2 Montage suiveur (unity gain follower)**

**2.1.2.1 Schéma**

Le montage est présenté à la figure 8. Le circuit est bien linéaire car il y a une contre réaction de la sortie sur l'entrée (-) et l'entrée (+) est indépendante de la sortie :

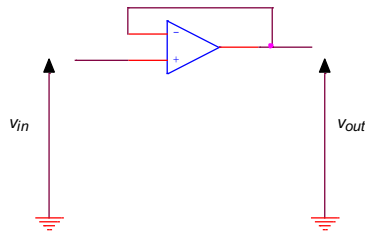


Figure 8

**2.1.2.2 Equations**

En supposant l'AOP idéal en fonctionnement en régime linéaire  $\varepsilon = v_{in(+)} - v_{in(-)} = 0$ . On a les relations :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= v_d = v_{(+)} - v_{(-)} = 0 \\ \text{Or } v_{in} &= v_{(+)} \text{ et } v_{(-)} = v_{out} \\ \Rightarrow A_{v0} &= \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 \end{aligned} \quad [2.1]$$

**2.1.2.3 Intérêt**

Le suiveur de tension est typiquement utilisé dans un circuit où l'on cherche à « découpler » les impédances, c'est à dire à empêcher une impédance de créer des perturbations sur un montage en aval.

Ce montage a plusieurs avantages :

- Gain unitaire ;
- Impédance d'entrée infinie ;
- Impédance de sortie infinie ;

Une démonstration permet de mettre en évidence que le montage suiveur permet de réaliser des adaptations en tension d'un générateur de tension avec une résistance interne selon la figure 9.

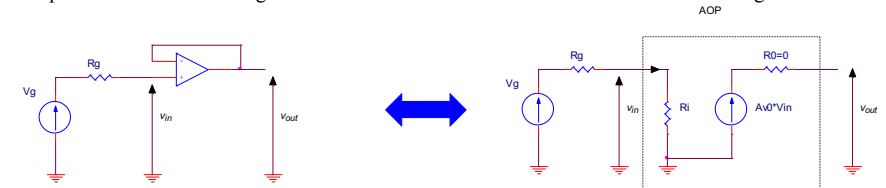


Figure 9

La relation du pont diviseur en tension permet d'écrire :

$$v_{in} = \frac{R_i}{R_i + R_g} v_g = v_g \quad [2.2]$$

La résistance d'entrée étant très élevée ( $R_i \gg R_g$ ), il n'y aura pas d'affaiblissement important de la tension  $v_g$ .

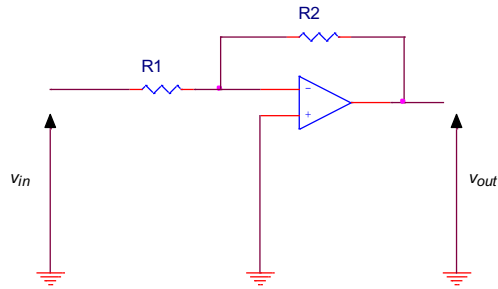
On parle aussi d'adaptateur d'impédance car l'impédance du générateur connecté à l'entrée peut être très élevée et qu'il sera possible par l'intermédiaire du suiveur de connecter une charge présentant une faible impédance.

**2.1.3 Montage inverseur (inverting amplifier)**

**2.1.3.1 Schéma**

On place d'abord une résistance entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'AOP : cette résistance est appelée résistance de contre-réaction. Puis on place une seconde résistance entre l'entrée inverseuse et l'entrée effective du montage.

Il s'agit du montage proposé en figure 10.



**Figure 10**

**2.1.3.2 Equations**

L'application du théorème de Millman sur l'entrée (-) sachant que l'entrée (+) est reliée à la masse conduit à la relation suivante :

$$v_{(-)} = \frac{\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_{out}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \approx v_{(+)} = 0 \Leftrightarrow \frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_{out}}{R_2} = 0 \quad [2.3]$$

$$\Rightarrow A_{v0} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Le signal de sortie sera de signe opposé, c'est à dire en opposition de phase par rapport au signal d'entrée (déphasage angulaire pur égal à  $\pi$ ).

**2.1.3.3 Valeur pratique des résistances**

Le choix de ces deux résistances va permettre de déterminer le gain.

Il faut s'assurer de limiter le courant circulant dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$  car il est fourni par l'AOP et le générateur d'entrée.

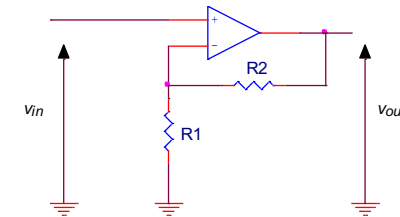
Les courants de polarisation interne à l'AOP varient avec la température, le temps et la tension d'alimentation et produisent une dérive.

Les effets des dérives peuvent être minimisés en connectant une résistance de l'entrée non inverseuse à la masse égale à  $R_1/R_2$ . On rappelle qu'il faut éviter d'utiliser des valeurs de résistances supérieures aux  $M\Omega$ .

**2.1.4 Montage non inverseur (non inverting amplifier)**

**2.1.4.1 Schéma**

Il s'agit du montage proposé sur la figure 11. Sur ce schéma,  $v_{in}$  désigne l'entrée et  $v_{out}$  la sortie.



**Figure 11**

**2.1.4.2 Equations**

L'application du pont diviseur en tension sur l'entrée (-) sachant que l'entrée (+) est reliée à la tension d'entrée  $v_{in}$  conduit :

$$v_{(+)} = v_{in}$$

$$v_{(-)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \approx v_{(+)} = v_{in} \quad [2.4]$$

$$\Rightarrow A_{v0} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

**2.1.5 Montage additionneur (adder)**

**2.1.5.1 Schéma**

On reconnaît sur la figure 12 un montage à contre réaction d'où un fonctionnement de l'AOP en régime linéaire.

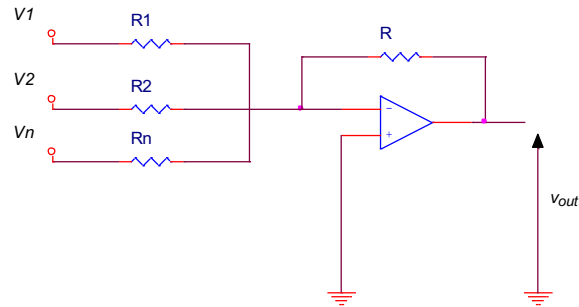


Figure 12

**2.1.5.2 Equations**

L'application du théorème de Millman sur l'entrée (-) sachant que l'entrée (+) est reliée à la masse conduit à la relation suivante :

$$v_{(-)} = \frac{\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \dots + \frac{v_n}{R_n} + \frac{v_{out}}{R}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R}} = v_{(+)} = 0 \Leftrightarrow \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \dots + \frac{v_n}{R_n} + \frac{v_{out}}{R} = 0 \quad [2.5]$$

$$\Rightarrow v_{out} = - \left[ \frac{R}{R_1} v_1 + \frac{R}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R}{R_n} v_n \right]$$

Si toutes les résistances sont égales, alors on obtient :

$$v_{out} = -[v_1 + v_2 + \dots + v_n] \quad [2.6]$$

Ce montage est utilisé afin de sommer (additionner) des signaux. C'est un genre de « mélangeur » de signaux. Il peut effectuer un mélange en apportant ou non un gain. Si on regarde bien, ce montage ressemble grandement à un inverseur de tension.

**2.1.6 Montage soustracteur (subtractor)**

**2.1.6.1 Schéma**

Le montage est celui proposé sur la figure 13.

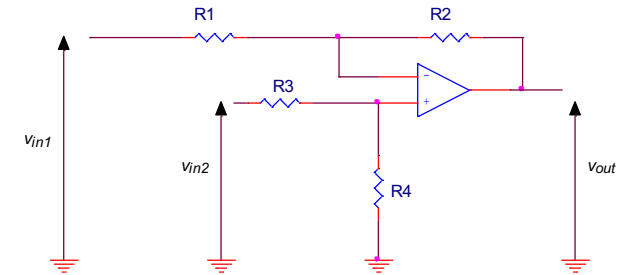


Figure 13

**2.1.6.2 Equations**

En appliquant la formule du pont diviseur de tension constitué de R3 et R4, il vient :

$$v_{(+)} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_{in2}$$

Le théorème de superposition appliqué sur l'entrée (-) fournit :

$$v_{(-)} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_{in1} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} v_{out}$$

D'où, en admettant  $v_{(+)} = v_{(-)}$  :

$$v_{(-)} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_{in1} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} v_{out} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_{in2}$$

$$\Rightarrow v_{out} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \left[ \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_{in2} - \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_{in1} \right]$$

$$\Leftrightarrow v_{out} = \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_{in2} - \frac{R_2}{R_1} v_{in1}$$

Lorsque toutes les résistances sont égales, on obtient alors :

$$v_{out} = v_{in2} - v_{in1} \quad [2.7]$$

La première limitation de ce circuit réside dans le fait que l'impédance d'entrée vue par les montages en amont (d'où proviennent les tensions d'entrée  $v_{in1}$  et  $v_{in2}$ ) n'est pas infinie, il « consomme » donc du courant, ce qui peut être gênant si ces derniers ont déjà du mal à en fournir (capteurs par exemple).

## Amplificateur Opérationnel

La deuxième limitation concerne l'amplification différentielle. Si on considère deux signaux  $v_{in1}$  et  $v_{in2}$  présentant une très forte dynamique de signal de mode commun. La résistance  $R_I$  conditionne l'impédance de l'entrée inverseuse (-), donc  $R_I$  doit assez grande pour assurer l'adaptation en impédance avec le générateur  $v_{in1}$ , ce qui est contradictoire avec la condition de forte amplification. Il s'en suit qu'un tel montage s'avèrera limité dans des applications d'amplification de signaux différentiels faibles. On utilisera le montage amplificateur d'instrumentation.

### 2.1.6.3 Remarque technologique

Pour des raisons technologiques, il est quasiment impossible de réaliser un montage répondant à la relation [2.7]. Les amplificateurs opérationnels sont donc plutôt caractérisés par la relation ci-dessous :

$$v_{out} = A_d(v_{in2} - v_{in1}) + A_c \left( \frac{v_{in2} + v_{in1}}{2} \right) \quad [2.8]$$

Le terme  $A_c$  est l'amplification en mode commun. Ce terme peut devenir particulièrement gênant lorsqu'il s'agit d'extraire une information  $v_{in2} - v_{in1}$  de quelques millivolts.

Les constructeurs s'efforcent de faire en sorte que le rapport  $A_d / A_c$  soit le plus grand possible. On définit alors le rapport de réjection de mode commun évalué en décibels :

$$CMRR = 20 \log \left( \frac{A_d}{A_c} \right) \quad [2.9]$$

Un rapport CMRR mesure la capacité d'un système de mesure différentiel à rejeter le signal de la tension en mode commun. Par exemple, si on mesure un thermocouple dans un environnement bruyant, le bruit de l'environnement apparaît sur les connecteurs des deux sorties. Par conséquent, ce bruit est un signal de tension en mode commun qui est rejeté par un nombre égal au CMRR du montage différentiel à AOP.

C'est aussi le cas dans le domaine audio où on peut véhiculer un signal en mode différentiel (le signal et l'inverse du signal). L'intérêt est qu'à la réception on va pouvoir faire la différence des deux signaux et une fois de plus, rendre le bruit (en mode commun) inaudible (c'est donc fonction de la qualité sonore que l'on désire obtenir et de la sensibilité de l'oreille humaine).

Un autre cas concerne la transmission de données. Pour l'ADSL les signaux sont également transmis en mode différentiel. On transmet sur un spectre qui va de 20kHz à 1,1MHz. Les signaux en partie haute du spectre sont fortement atténués par la paire cuivre qui véhicule le signal. Au passage, la paire cuivre collecte du bruit en mode commun

## Amplificateur Opérationnel

### 2.1.7 Montage amplificateur d'instrumentation

#### 2.1.7.1 Schéma

En montant un tampon à grande impédance en amont de chaque entrée du montage précédent, le système résultant à 3 AOP représente un amplificateur pour appareil de mesure à très grande résistance d'entrée et taux de réjection de mode commun élevé.

Le montage est celui proposé sur la figure 14.

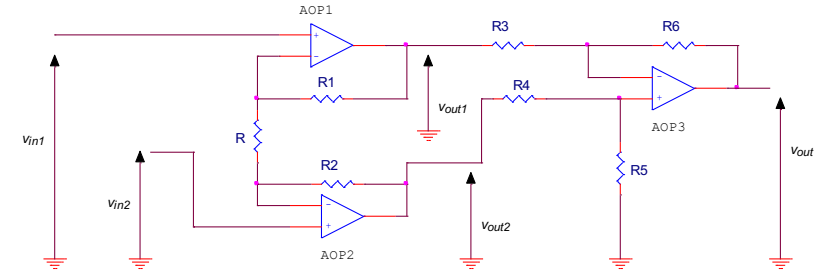


Figure 14

Les bornes de connexion de la résistance R sont accessibles à l'utilisateur et permet de programmer le gain. On retrouve l'amplificateur d'instrumentation chez de nombreux constructeurs : LM118, LM627, OPA637, AD628.

#### 2.1.7.2 Equations

On considère les trois AOP idéals ;  $v_{(+)} = v_{(-)}$ .

En appliquant le théorème de Millman sur l'entrée (-) de l'AOP1, il vient :

$$v_{in1} = v_{(+)} = \frac{v_{in2} + \frac{v_{out1}}{R_1}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1}} \Leftrightarrow v_{in1} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{v_{in2}}{R} + \frac{v_{out1}}{R_1}$$

Soit :

$$v_{out1} = \left( 1 + \frac{R_1}{R} \right) v_{in1} - \frac{R_1}{R} v_{in2} \quad [2.10]$$

### Amplificateur Opérationnel

La démarche est identique pour déterminer l'expression de la tension de sortie de l'AOP2 :

$$v_{out2} = \left(1 + \frac{R_2}{R}\right)v_{in2} - \frac{R_2}{R}v_{in1} \quad [2.11]$$

En appliquant la formule du pont diviseur en tension sur l'entrée (+) de l'AOP3, il vient :

$$v_{3(+)} = \frac{R_5}{R_5 + R_4}v_{out2}$$

Le théorème de Millman appliqué sur l'entrée (-) de l'AOP3 fournit :

$$v_{3(-)} = \frac{\frac{v_{out1}}{R_3} + \frac{v_{out}}{R_6}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6}} \Leftrightarrow v_{3(-)} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6}\right) = \frac{v_{out1}}{R_3} + \frac{v_{out}}{R_6}$$

D'où, en admettant  $v_{3(+)} = v_{3(-)}$ :

$$v_{out} = \frac{R_5}{R_5 + R_4} \left(1 + \frac{R_6}{R_3}\right)v_{out2} - \frac{R_6}{R_3}v_{out1} \quad [2.12]$$

Si  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ , alors

$$v_{out} = v_{out2} - v_{out1} \quad [2.13]$$

En injectant les résultats déterminés en [2.10] et [2.11], on obtient :

$$v_{out} = v_{out2} - v_{out1} = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R}\right)v_{in2} - \frac{R_2}{R}v_{in1}\right] - \left[\left(1 + \frac{R_1}{R}\right)v_{in1} - \frac{R_1}{R}v_{in2}\right]$$

$$v_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_1}{R}\right)v_{in2} - \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_1}{R}\right)v_{in1}$$

Avec  $R_1 = R_2$ , on en déduit :

$$v_{out} = \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right)v_{in2} - \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right)v_{in1} \quad [2.14]$$

On démontre ainsi que seul le signal utile de faible amplitude est amplifié sans risque de saturation en tension au niveau du premier étage, alors que le signal de mode commun est supprimé.

L'amplification différentielle est donc :

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_{in2} - v_{in1}} = 1 + \frac{2R_1}{R} \quad [2.15]$$

### Amplificateur Opérationnel

La relation [2.14] peut alors s'écrire sous la forme :

$$v_{out} = A_d(v_{in2} - v_{in1}) \quad [2.16]$$

Connaissant l'amplification différentielle nécessaire, on peut exprimer la résistance R par :

$$R = 2 \left(\frac{R_1}{A_d - 1}\right) \quad [2.17]$$

#### 2.1.7.3 Plage de mode commun

Dans tous les montages différentiels, il faudra prendre garde à un paramètre : la plage de mode commun admissible par les composants.

Un ampli d'instrumentation est composé d'amplificateurs opérationnels alimentés par des tensions continues. La tension d'entrée va en général être limitée par les tensions positive et négative d'alimentation.

C'est surtout vrai pour les amplis d'instrumentation dont les entrées sont des entrées d'amplis opérationnels, avec toutes les restrictions que cela impose. Par exemple, il sera hors de question de faire rentrer un signal ayant une tension de mode commun de 20V sur un ampli d'instrumentation alimenté en  $\pm 15V$ .

Les amplificateurs d'instrumentation sont en général relativement lents (coût de la précision en statique), car les capteurs délivrent souvent des signaux variant lentement. Par conséquent, si on doit amplifier des signaux rapides entachés de tensions de mode commun haute fréquence, il faudra utiliser des amplificateurs opérationnels haute performance, et appairer les résistances.



**2.1.8 Montage intégrateur**

**2.1.8.1 Objectif**

Il faut trouver une relation analogue à celle ci-dessous :

$$y = \int f(t) dt$$

Les deux composants passifs fonction du temps sont l'inductance et la capacité. Pour rappel, la relation temporelle pour l'inductance est la suivante

$$v(t) = L \frac{di}{dt} \Rightarrow i(t) = \frac{1}{L} \int v(t) dt$$

La relation temporelle pour la capacité est donnée ci-dessous. On notera que ce composant est le plus utilisé en électronique.

$$i(t) = C \frac{dv}{dt} \Rightarrow v(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad [2.18]$$

Un intégrateur se définit par un dispositif qui effectue l'opération mathématique appelée intégration, puisque sa tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de sa tension d'entrée.

Il suffit de faire parcourir le courant dans la maille d'entrée et de sortie ce qui est obtenu en utilisant un montage inverseur en intercalant un condensateur entre la sortie de l'AOP et l'entrée inverseuse (-).

**2.1.8.2 Schéma**

Le montage théorique est représenté sur la figure 15.

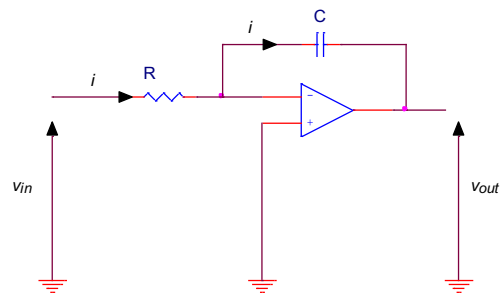


Figure 15

**2.1.8.3 Equations**

En appliquant les lois temporelles des circuits électriques, il vient :

$$v_{in}(t) = Ri(t)$$

$$\text{Or } i(t) = C \frac{dv}{dt} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \quad [2.19]$$

$$\text{Soit } v_{out}(t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt = -\frac{1}{RC} \int v_{in}(t) dt$$

Retenons que ce montage est utilisé souvent pour obtenir une rampe de tension de sortie (une tension qui croît ou décroît linéairement) à partir d'une tension constante d'entrée.

**2.1.8.4 Remarque**

Le montage précédent n'est pas stable dans la réalité, à cause des imperfections de l'AOP. En particulier, il est sensible aux courants continus de polarisation ainsi qu'à la tension de décalage.

Si l'on veut intégrer sur une durée relativement longue, il est impératif de compenser le courant de polarisation (ou le courant d'offset) sinon il chargera en permanence le condensateur jusqu'à saturation de la sortie de l'AOP.

Il est souvent intéressant de réduire le gain aux très basses fréquences pour diminuer les dérives (en continu le gain de l'intégrateur est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel : A<sub>0</sub> très élevé). Le montage modifié est donné en figure 16.

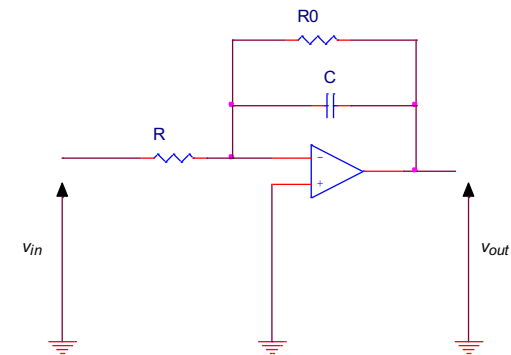


Figure 16

La résistance montée en // avec le condensateur réduit l'effet des décalages d'entrée aux basses fréquences lorsque le condensateur se comporte comme un circuit ouvert. Sans cette résistance qui doit valoir au moins 10 fois la valeur de R, la sortie du montage risque de saturer rapidement.

## Amplificateur Opérationnel

Il ne s'agit plus d'un intégrateur pur, mais en choisissant correctement  $R_0$ , le montage se comporte comme un intégrateur à hautes fréquences.

### 2.1.9 Montage dérivateur

#### 2.1.9.1 Objectif

Il faut trouver une relation analogue à celle ci-dessous :

$$y = \frac{dx}{dt}$$

On pourra utiliser la relation temporelle de la capacité donnée en [2.19]. On reprend le montage intégrateur en inversant la position de la capacité et de la résistance pour obtenir un dérivateur.

Il faudra garder en mémoire que dériver un signal n'est pas sans risque car tout bruit superposé va engendrer des variations de pente très importantes qui ne reflètent pas la variation du signal.

#### 2.1.9.2 Schéma

Le montage dérivateur est représenté sur la figure 17.

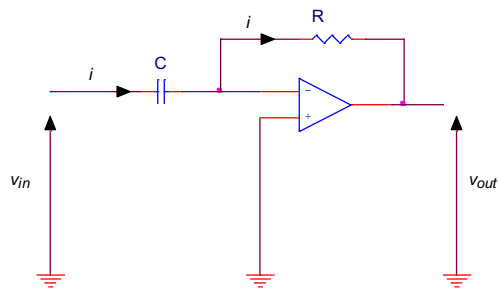


Figure 17

#### 2.1.9.3 Equations

En appliquant les lois temporelles des circuits électriques, il vient :

$$v_m(t) = v_c(t)$$

$$\text{Or } i(t) = C \frac{dv_c}{dt} = C \frac{dv_m}{dt} \quad [2.20]$$

$$\text{Soit } v_{out} = -Ri(t) = -RC \frac{dv_m}{dt} = -\tau \frac{dv_m}{dt}$$

#### 2.1.9.4 Remarque technologique

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage intégrateur, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (amplification du bruit, risque d'oscillations), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

## Amplificateur Opérationnel

On peut limiter le gain en HF, pour éviter les inconvénients signalés, en insérant une résistance  $R_1$  en série avec le condensateur C.

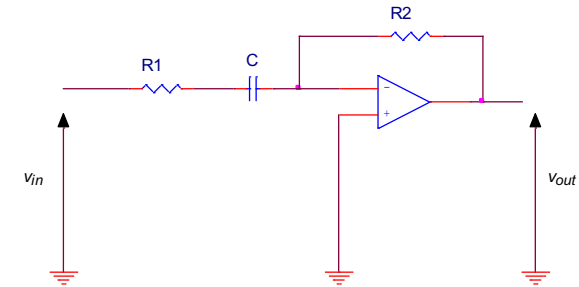


Figure 18

Le gain HF est alors limité à  $-\frac{R_2}{R_1}$ .

### 2.1.10 Montage logarithmique

#### 2.1.10.1 Schéma

On considère le montage représenté sur la figure 19 pour lequel on utilise une diode dans la boucle de rétroaction négative.

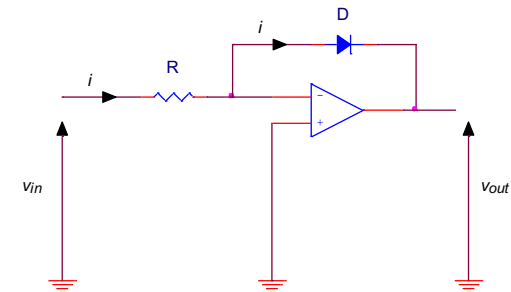


Figure 19

#### 2.1.10.2 Equations

L'équation courant-tension d'une diode s'écrit :

$$i_d = I_s \left[ e^{\frac{qv_d}{nkT}} - 1 \right] = I_s \left[ e^{\frac{v_d}{U_T}} - 1 \right] \approx I_s e^{\frac{v_d}{U_T}} \quad [2.21]$$

## Amplificateur Opérationnel

En supposant un fonctionnement en régime linéaire et si la tension d'entrée est positive pour avoir une conduction de la diode, on peut écrire :

$$v_{(+)} = 0 = v_{(-)} \Rightarrow \begin{cases} i = i_d = \frac{v_{in}}{R} = I_s \left[ e^{\frac{q v_d}{k T}} - 1 \right] \\ v_{out} = -v_d \end{cases}$$

Si  $v_{in} > 0 \Rightarrow i_d \approx I_s e^{\frac{v_d}{U_T}}$  [2.22]

D'où  $v_{out} = -U_T \ln\left(\frac{v_{in}}{R I_s}\right)$

### 2.1.10.3 Remarque technologique

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations précises. En effet, les constantes  $U$ , et  $I_s$  sont en fait dépendantes de la température avec une sensibilité bien plus importante pour  $I_s$  que pour  $U$ . La tension  $U$ , est définie par l'expression  $U = kT/q$ , alors que  $I_s$  est proportionnel à  $kT^3$  et double tous les dix degrés.

De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant

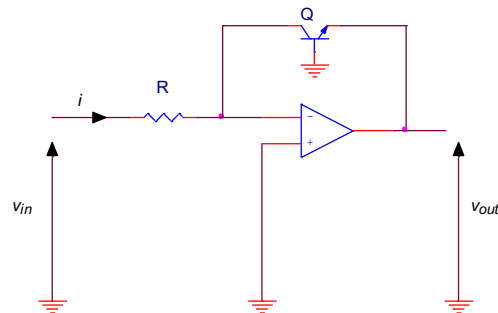


Figure 20

## Amplificateur Opérationnel

### 2.1.11 Montage anti-logarithmique ou exponentiel

#### 2.1.11.1 Schéma

On considère le montage représenté sur la figure 21 pour lequel on utilise une diode dans la boucle de rétroaction négative.

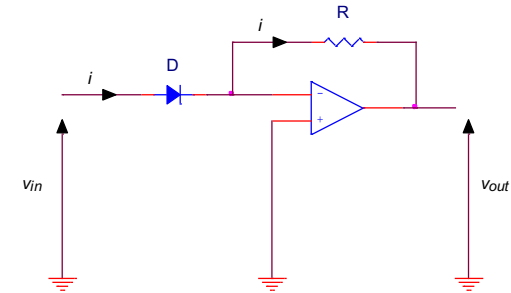


Figure 21

#### 2.1.11.2 Equations

En supposant un fonctionnement en régime linéaire et si la tension d'entrée est positive pour avoir une conduction de la diode, on peut écrire :

$$v_{(+)} = 0 = v_{(-)} \Rightarrow \begin{cases} i = -\frac{v_{out}}{R} \\ i \approx I_s e^{\frac{v_d}{U_T}} \text{ si } v_{in} > 0 \end{cases}$$

D'où :

$$v_{out} = -R I_s e^{\frac{v_{out}}{U_T}} \quad [2.23]$$

On remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor PNP, linéaire sur une plus grande plage de courant. En remplaçant le transistor PNP par un NPN, on peut travailler avec des tensions d'entrées négatives.

En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes.

L'utilité de tels montages est moins pertinente avec l'introduction massive du traitement numérique.

**2.2 Filtrage**

Le filtrage traite un signal pour modifier son spectre de fréquence, modifier sa phase, extraire une partie de l'information liée à ce signal, éliminer ou affaiblir des fréquences parasites indésirables, isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

Il existe plusieurs catégories de filtres analogiques :

- Les filtres passifs RLC, toujours stables, mais sensibles à la charge en entrée et en sortie (GHz);
- Les filtres actifs utilisant des transistors ou AOP (alimentation) dont la stabilité est à surveiller, mais peu sensibles à la charge (qqs 10 MHz);
- Les filtres à capacités commutées, non traités ici (qqs 10 MHz) ;
- Les filtres passifs à résonateurs et à lignes imprimées, non traités ici (GHz).

**2.2.1 Types de filtres**

Le type de filtre caractérise la position relative en fréquence de la bande transmise (passe-bas, passe-haut, passe-bande, réjecteur, passe-tout). Un filtre d'ordre n est composé de cellules élémentaires du premier et/ou du second ordre (propriétés des fonctions de transfert).

Donc, si n est pair, il faudra n/2 cellules du second ordre et si n est impair, il faudra (n-1)/2 cellules du second ordre et une cellule du premier ordre.

Par ailleurs, il est possible de raisonner sur un prototype passe-bas du premier ou second ordre et d'appliquer des transformations mathématiques pour obtenir les filtres passe-haut, passe-bande et réjecteur du second ordre.

**2.2.2 Cellule du premier ordre**

**2.2.2.1 Filtre passe bas du premier ordre**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_n}} \quad [2.24]$$

L'expression du module et de l'argument :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)| = \frac{|H_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_n} \text{ si } H_0 > 0 \end{array} \right. \quad [2.25]$$

On étudie le comportement du filtre dans le domaine des basses fréquences, puis à la pulsation de coupure et enfin dans le domaine des hautes fréquences. Dans l'étude qui suit, les gains sont normalisés à l'unité.

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 \log 1 = 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan 0 = 0 \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.26]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx -20 \log \sqrt{2} = -3 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan 1 = -\frac{\pi}{4} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.27]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 \log \frac{\omega}{\omega_n} = 0 \text{ dB pente de } -20\text{dB/décade} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \infty = -\frac{\pi}{2} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.28]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :

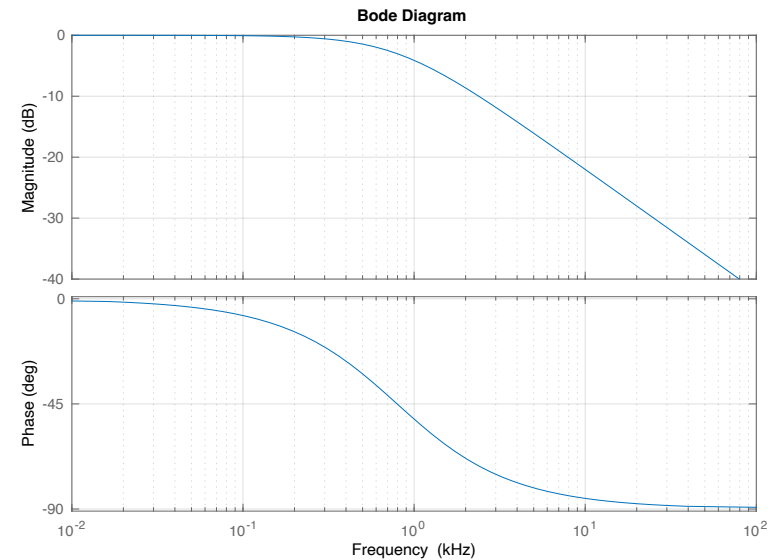


Figure 22

**Application circuit passif RC**

Le schéma de montage est donné sur la figure 23

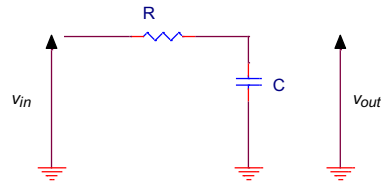


Figure 23

En appliquant la relation du pont diviseur en tension, il vient :

$$V_{out} = \frac{Z_c}{Z_r + Z_c} V_{in}$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{jC\omega} \frac{1}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}} \quad [2.29]$$

Avec  $\omega_n = \frac{1}{RC} = 2\pi f_n$

**Application circuit actif**

Le schéma de montage est donné sur la figure 24

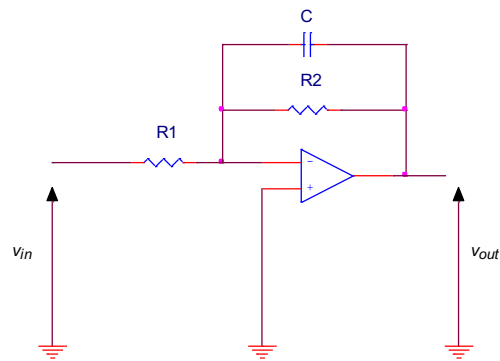


Figure 24

En appliquant la relation établie pour un amplificateur inverseur, il vient :

$$V_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} V_{in}$$

Posons :  $s = j\omega$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC} = \frac{R_2}{1 + sR_2C} \quad [2.30]$$

$$\text{Soit : } H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C} = \frac{H_0}{1 + \frac{s}{\omega_n}}$$

Avec  $\omega_n = \frac{1}{R_2C} = 2\pi f_n$  et  $H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$

L'intérêt de ce filtre est de posséder une amplification supérieure à l'unité dans la bande passante et une faible impédance de sortie (contre-réaction tension-courant).

**2.2.2.2 Filtre passe haut du premier ordre**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(j\omega) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_n}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}} \quad [2.31]$$

Pour transformer un filtre passe-bas en un filtre passe haut (et réciproquement) on fait subir à la variable complexe  $s = j\omega$  la transformation définie par la relation suivante ;

$$j\frac{\omega}{\omega_n} \rightarrow j\frac{\omega_n}{\omega} \Leftrightarrow \frac{s}{\omega_n} \rightarrow \frac{\omega_n}{s} \quad [2.32]$$

L'expression du module et de l'argument est donnée ci-dessous :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{\frac{\omega}{\omega_n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \\ \varphi(j\omega) &= \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega}{\omega_n} \end{aligned} \right. \quad [2.33]$$

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 \log \frac{\omega}{\omega_n} \text{ droite de pente } +20dB / \text{décade} \\ \varphi(j\omega) = \arctan \frac{\omega}{\omega_n} = \arctan \infty = \frac{\pi}{2} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.34]$$

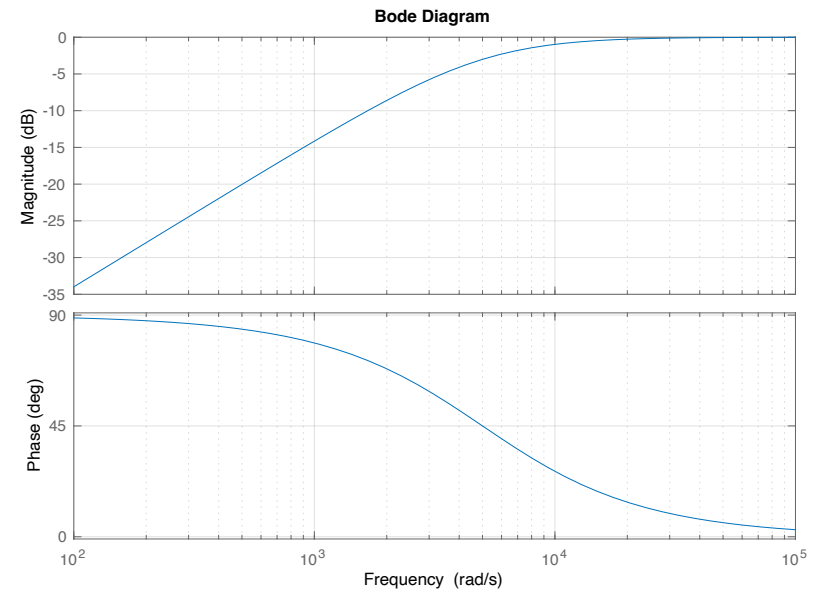
Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx -20 \log \sqrt{2} = -3 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan 1 = \frac{\pi}{4} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.35]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 \log \frac{\omega}{\omega_n} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_n} = 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = \arctan \frac{0}{1} = 0 \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.36]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :



**Figure 25**

**Application circuit passif RC**

Le circuit est identique à celui du filtre passe-bas mais les positions de la résistance et du condensateur sont inversées. Le schéma de montage est donné sur la figure 26.

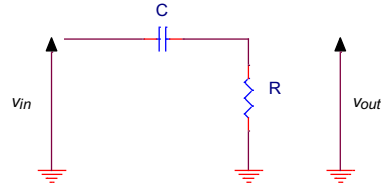


Figure 26

En appliquant la relation du pont diviseur en tension, il vient :

$$V_{out} = \frac{Z_r}{Z_r + Z_c} V_{in}$$

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_n}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_n}} \quad [2.37]$$

Avec  $\omega_n = \frac{1}{RC} = 2\pi f_n$

**Application circuit actif**

Le schéma de montage est donné sur la figure 27

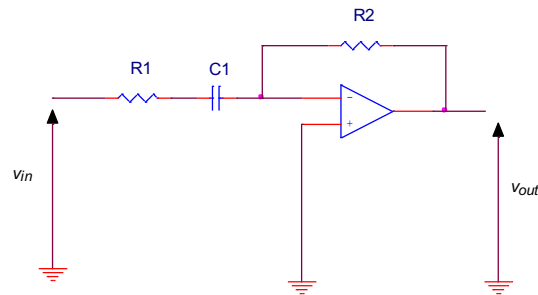


Figure 27

En appliquant la relation établie pour un amplificateur inverseur, il vient :

$$V_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} V_{in}$$

Posons :  $s = j\omega$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC} = \frac{1 + sR_1C}{sC}$$

$$Z_2 = R_2$$

Soit :

$$H(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{sR_2C}{1 + sR_1C} = -\frac{\omega_{n2}}{1 + \frac{s}{\omega_{n1}}}$$

[2.38]

Avec  $\omega_{n1} = 2\pi f_{n1} = \frac{1}{R_1C}$  et  $\omega_{n2} = 2\pi f_{n2} = \frac{1}{R_2C}$

Nous obtenons une fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-haut du 1<sup>er</sup> ordre, avec deux pulsations caractéristiques  $\omega_1$  et  $\omega_2$ . Si  $R_2 = R_1$ , on retrouve simplement l'opposé de la fonction de transfert d'un circuit passif RC passe-haut.

Pour obtenir un fonctionnement correct, il sera donc nécessaire de disposer d'une résistance en // avec une capacité sur l'entrée non inverseuse.

**2.2.2.3 Filtre déphaseur du premier ordre**

Un filtre déphaseur a une amplitude unité pour toutes les fréquences, mais sa réponse en phase varie avec la fréquence.

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(j\omega) = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_n}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_n}} \quad [2.39]$$

L'expression du module et de l'argument est donnée ci-dessous :

$$\begin{cases} |H(j\omega)| = 1 \text{ ou } |H(j\omega)|_{dB} = 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -2 \arctan \frac{\omega}{\omega_n} \end{cases} \quad [2.40]$$

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\varphi(j\omega) \approx 0 \text{ rd} \quad [2.41]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\varphi(j\omega) \approx -\frac{\pi}{2} \text{ rd} \quad [2.42]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\varphi(j\omega) \approx -\pi \text{ rd} \quad [2.43]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :

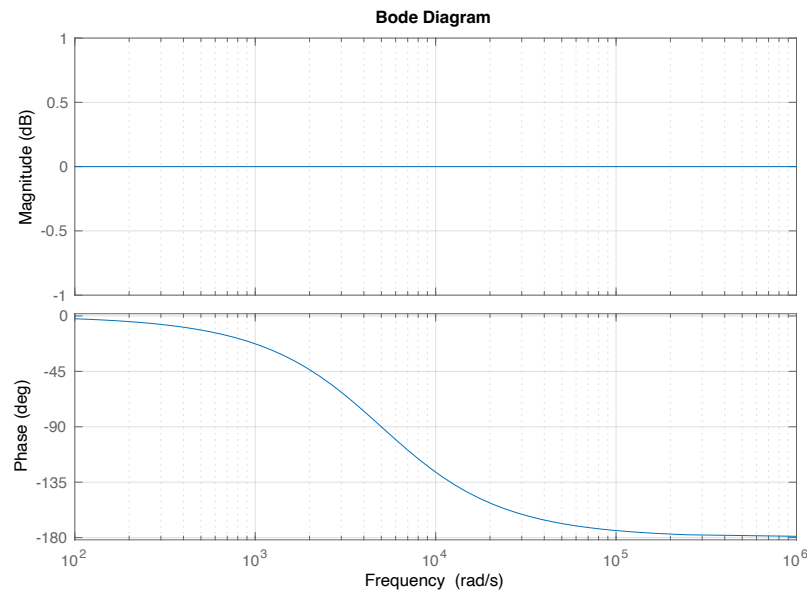


Figure 28

**Application**

Le schéma de montage est donné sur la figure 29

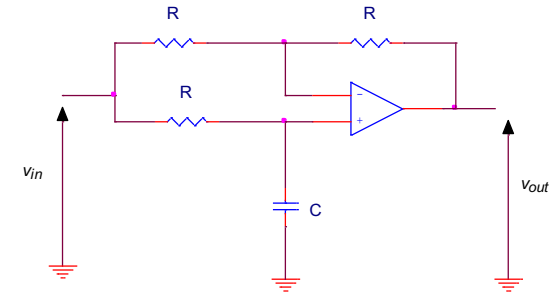


Figure 29

En appliquant la formule du pont diviseur de tension constitué de  $R$  et  $C$ , il vient :

$$v_{(+)} = \frac{1}{sC} \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{sC}\right)} v_{in} = \frac{1}{1 + sRC} v_{in}$$

Le théorème de superposition appliqué sur l'entrée (-) fournit :

$$v_{(-)} = \frac{R}{R+R} v_{in} + \frac{R}{R+R} v_{out}$$

D'où, en admettant  $v_{(+)} = v_{(-)}$  :

$$v_{(-)} = v_{(+)} \Leftrightarrow \frac{1}{2} v_{in} + \frac{1}{2} v_{out} = \frac{1}{1 + sRC} v_{in}$$

$$v_{out} = \frac{1 + sRC}{1 + sRC} v_{in}$$

Soit

$$H(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} \quad [2.44]$$

Le gain du montage étant nul quelque soit la fréquence, ce circuit a pour seule fonction de déphaser le signal de sortie vis à vis de l'entrée. On parle donc de *filtre passe-tout* ou *déphasseur*.



**2.2.3 Cellule du deuxième ordre**

**2.2.3.1 Filtre passe bas**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2\frac{\zeta}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad [2.45]$$

L'expression du module et de l'argument :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}} \text{ ou } |H(j\omega)|_{dB} = -20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} \text{ pour } \frac{\omega}{\omega_n} < 1 \text{ ou } \varphi(j\omega) = -\pi + \arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{\frac{\omega^2}{\omega_n^2} - 1} \text{ pour } \frac{\omega}{\omega_n} > 1 \end{array} \right. \quad [2.46]$$

On étudie le comportement du filtre dans le domaine des basses fréquences, puis à la pulsation de coupure et enfin dans le domaine des hautes fréquences. Dans l'étude qui suit, les gains sont normalisés à l'unité.

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx -20 \log 1 = 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan 0 = 0 \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.47]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} = -20 \log(2\zeta) \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \infty = -\frac{\pi}{2} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.48]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = -40 \log \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -\pi + \arctan 0 = -\pi \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.49]$$

Pour le module de la fonction de transfert, nous calculons maintenant les coordonnées du maximum (si résonance) et la bande passante définie à -3 dB.

Posons :

$$x = \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 \Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1-x)^2 + 4\zeta^2 x}} \quad [2.50]$$

Expression à la résonance

$$\frac{d|H|}{dx} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2} \text{ uniquement pour } 1-2\zeta^2 > 0 \text{ soit } \zeta < \frac{\sqrt{2}}{2} \quad [2.51]$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega_{res})| = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \text{ ou } |H(j\omega_{res})| = -20 \log \left[ 2\zeta\sqrt{1-\zeta^2} \right] \\ \varphi(\omega) = -\arctan \left[ \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right] \end{array} \right. \quad [2.52]$$

L'expression de la pulsation de coupure est donnée ci-dessous :

$$|H(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_c = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2 + \sqrt{(2\zeta^2-1)^2 + 1}} \quad [2.53]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :

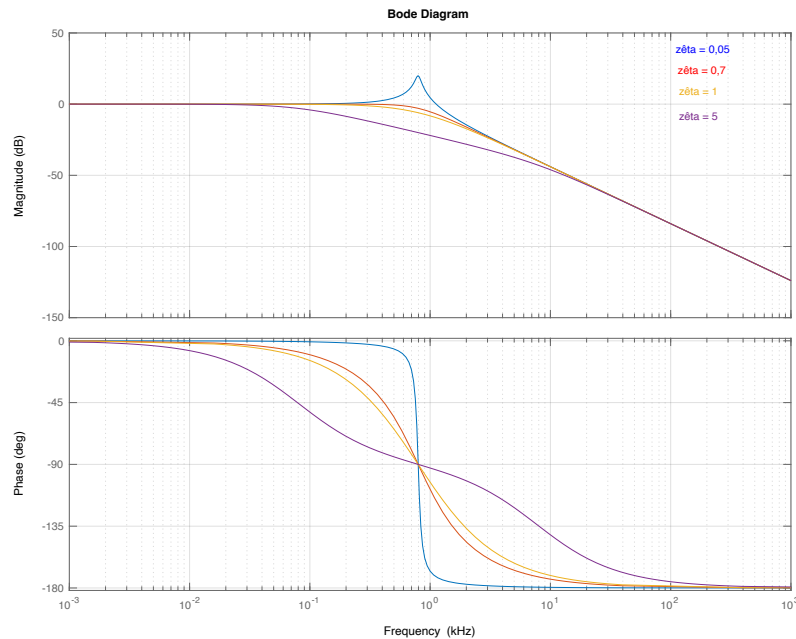


Figure 30

**2.2.3.2 Filtre passe haut**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2}}{1 + 2\frac{\zeta}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad [2.54]$$

Pour transformer un filtre passe-bas en un filtre passe haut (et réciproquement) on fait subir à la variable complexe  $s = j\omega$  la transformation définie par la relation suivante ;

$$j\frac{\omega}{\omega_n} \rightarrow j\frac{\omega_n}{\omega} \Leftrightarrow \frac{s}{\omega_n} \rightarrow \frac{\omega_n}{s} \quad [2.55]$$

L'expression du module et de l'argument :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{\frac{\omega^2}{\omega_n^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}} \\ \varphi(j\omega) &= \pi - \arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} \quad \text{pour } \frac{\omega}{\omega_n} < 1 \end{aligned} \right. \quad [2.56]$$

Où :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)|_{dB} &= 20 \log \left( \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right) - 20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} \\ \varphi(j\omega) &= \arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{\frac{\omega^2}{\omega_n^2} - 1} \quad \text{pour } \frac{\omega}{\omega_n} > 1 \end{aligned} \right. \quad [2.57]$$

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)|_{dB} &\approx 20 \log \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 - 20 \log 1 = 40 \log \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right) \\ \varphi(j\omega) &= \pi \text{ rd} \end{aligned} \right. \quad [2.58]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)|_{dB} &\approx -20 \log (2\zeta) \\ \varphi(j\omega) &= \pi - \arctan \infty = \frac{\pi}{2} \text{ rd} \end{aligned} \right. \quad [2.58]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{aligned} |H(j\omega)|_{dB} &= 20 \log \left( \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right) - 20 \log \left( \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right) = 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) &= \arctan \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{\frac{\omega^2}{\omega_n^2}} = 0 \text{ rd} \end{aligned} \right. \quad [2.59]$$

Pour le module de la fonction de transfert, nous calculons maintenant les coordonnées du maximum (si résonance) et la bande passante définie à -3 dB.

Posons :

$$x = \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{x^2}{\sqrt{(1-x)^2 + 4\zeta^2 x}} \quad [2.60]$$

Expression à la résonance

$$\frac{d|H|}{dx} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-2\zeta^2}} \text{ uniquement pour } 1-2\zeta^2 > 0 \text{ soit } \zeta < \frac{\sqrt{2}}{2} \quad [2.61]$$

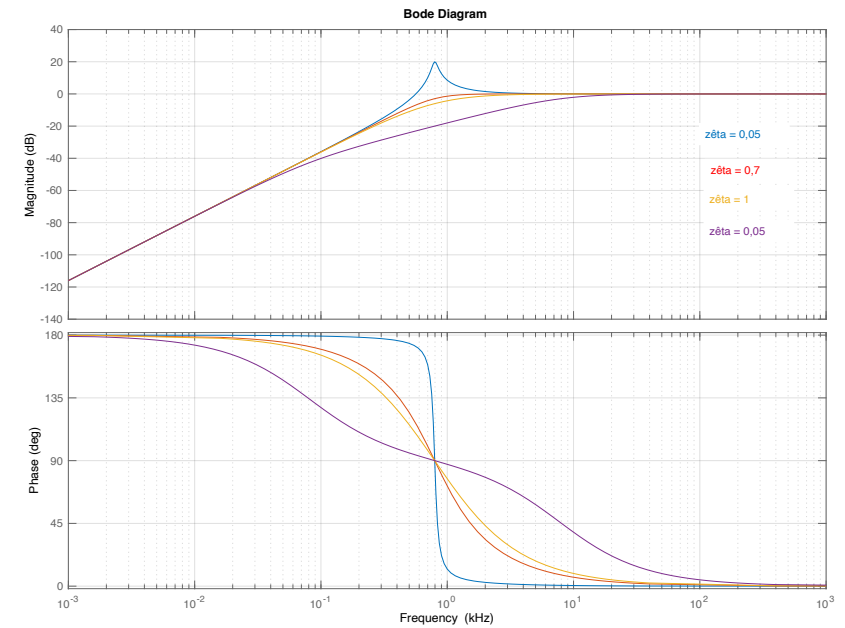
D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega_{res})| = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \text{ ou } |H(j\omega_{res})|_{dB} = -20 \log \left[ 2\zeta\sqrt{1-\zeta^2} \right] \\ \varphi(\omega) = \pi + \arctan \left[ \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right] \end{array} \right. \quad [2.62]$$

L'expression de la pulsation de coupure est donnée ci-dessous :

$$|H(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_c = \omega_n \sqrt{2\zeta^2 - 1 + \sqrt{(2\zeta^2 - 1)^2 + 1}} \quad [2.63]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :



**Figure 31**

**2.2.3.3 Filtre passe bande**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(s) = \frac{2 \frac{\zeta}{\omega_n} s}{1 + 2 \frac{\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad [2.64]$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$H(s) = \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_n}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} = \frac{1}{1 + Q \left( \frac{s}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{s} \right)} \quad [2.65]$$

Avec  $Q = \frac{1}{2\zeta}$  = facteur de qualité

Pour transformer un filtre passe-bas premier ordre en passe-bande second ordre on applique la relation suivante ;

$$\frac{s}{\omega_n} \rightarrow Q \left( \frac{s}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{s} \right) \quad [2.66]$$

L'expression du module et de l'argument :

$$\begin{cases} |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2}} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \left[ Q \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right) \right] \end{cases}$$

Où :

$$\begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} = -20 \log \sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \left[ Q \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right) \right] \end{cases} \quad [2.67]$$

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} \approx 20 \log \left( \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} \right) = 20 \log \frac{1}{Q} + 20 \log \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right) \\ \varphi(j\omega) = \arctan \left( \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} \right) \approx \frac{\pi}{2} rd \end{cases} \quad [2.68]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} = 0 dB \\ \varphi(j\omega) = 0 rd \end{cases} \quad [2.69]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\begin{cases} |H(j\omega)|_{dB} = -20 \log \left( Q \frac{\omega}{\omega_n} \right) = 20 \log \frac{1}{Q} - 20 \log \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right) \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \left( Q \frac{\omega}{\omega_n} \right) \approx -\frac{\pi}{2} rd \end{cases} \quad [2.70]$$

Pour le module de la fonction de transfert, nous calculons maintenant les coordonnées du maximum (si résonance) et la bande passante définie à -3 dB.

Posons :

$$x = \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \Rightarrow |H(j\omega)| = \sqrt{1 + Q^2 \left( x - \frac{1}{x} \right)^2} \quad [2.71]$$

Expression à la résonance

$$\frac{d|H|}{dx} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \omega_n$$

D'où :

$$\begin{cases} |H(j\omega_{res})| = 1 \text{ ou } |H(j\omega_{res})|_{dB} = 0 dB \\ \varphi(\omega) = 0 rd \end{cases} \quad [2.72]$$

L'expression des pulsations de coupure haute et basse est donnée ci-dessous :

$$|H(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow$$

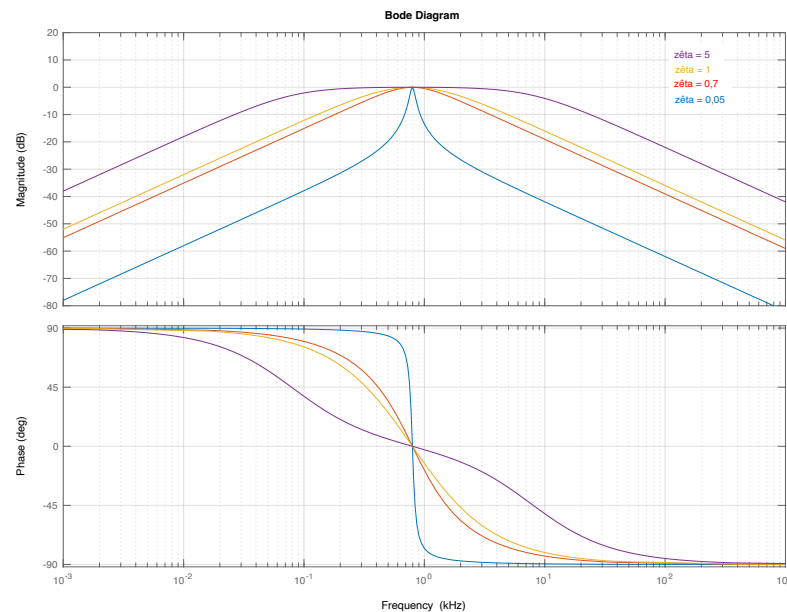
$$\omega_b = \omega_n \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} - \frac{1}{2Q^2} \sqrt{1 + 4Q^2}} \text{ et } \omega_h = \omega_n \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} + \frac{1}{2Q^2} \sqrt{1 + 4Q^2}} \quad [2.73]$$

$$\varphi(j\omega_b) = +\frac{\pi}{4} \text{ rd et } \varphi(j\omega_h) = -\frac{\pi}{4} \text{ rd}$$

Expression de la largeur de bande relative à -3 dB :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_n} = \frac{1}{Q} = 2\zeta \quad [2.74]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :



**Figure 32**

**2.2.3.4 Filtre coupe bande (réjecteur)**

L'expression de la fonction de transfert vérifie une relation de la forme :

$$H(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 1}{1 + 2\frac{\zeta}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad [2.75]$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$H(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 1}{1 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q\left(\frac{s}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{s}\right)}} \quad [2.76]$$

Avec  $Q = \frac{1}{2\zeta} = \text{facteur de qualité}$

Pour transformer un filtre passe-bas premier ordre en coupe-bande second ordre on applique la relation suivante ;

$$\frac{s}{\omega_n} \rightarrow \frac{1}{Q\left(\frac{s}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{s}\right)} \quad [2.77]$$

La fonction de transfert peut alors s'écrire :

$$H(j\omega) = \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}} = \frac{1}{jQ\left(\frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{s}\right)} \quad [2.78]$$

Avec  $Q = \frac{1}{2\zeta} = \text{facteur de qualité}$

L'expression du module et de l'argument :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2}}} \\ \varphi(j\omega) = \arctan \left[ \frac{1}{Q \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)} \right] \end{array} \right.$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} = -20 \log \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2}} \\ \varphi(j\omega) = \arctan \left[ \frac{1}{Q \left( \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)} \right] \end{array} \right. \quad [2.79]$$

Comportement du filtre en basse fréquence  $\omega \ll \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan \left( \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} \right) \approx 0 \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.80]$$

Comportement du filtre à la pulsation de coupure  $\omega = \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega_{rej})|_{dB} \rightarrow -\infty \\ \varphi(j\omega_{rej}) \rightarrow -\frac{\pi}{2} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.81]$$

Comportement du filtre en haute fréquence  $\omega \gg \omega_n$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega)|_{dB} \approx 0 \text{ dB} \\ \varphi(j\omega) = \arctan \left( \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} \right) \approx 0 \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.82]$$

Pour le module de la fonction de transfert, nous calculons la bande passante définie à -3 dB.

Posons :

$$x = \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left( x - \frac{1}{x} \right)^2}} \quad [2.83]$$

Expression des pulsations de coupure basse et haute :

$$|H(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_b = \omega_n \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} - \frac{1}{2Q^2} \sqrt{1 + 4Q^2}} \text{ et } \omega_h = \omega_n \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} + \frac{1}{2Q^2} \sqrt{1 + 4Q^2}} \quad [2.84]$$

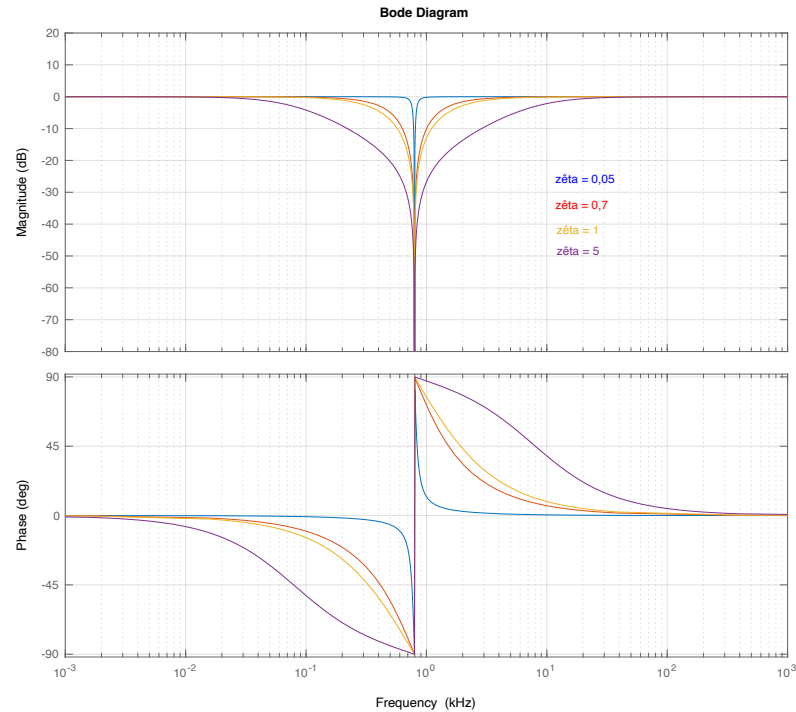
D'où

$$\left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega_b)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \varphi(\omega_b) = -\frac{\pi}{4} \text{ rd} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} |H(j\omega_h)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \varphi(\omega_h) = +\frac{\pi}{4} \text{ rd} \end{array} \right. \quad [2.85]$$

Expression de la largeur de bande relative à -3 dB :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_n} = \frac{1}{Q} = 2\zeta \quad [2.86]$$

Le diagramme de Bode est représenté sur la figure ci-dessous :



**Figure 33**

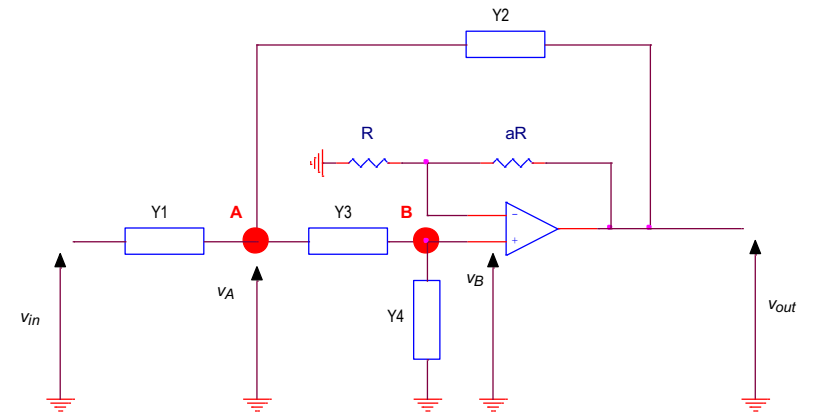
**2.2.4 Structures de filtres**

La structure d'un filtre décrit la méthode de réalisation choisie. Ici, quelques filtres actifs à contre réaction simple ou multiple du second ordre sont présentés.

**2.2.4.1 Filtre à source contrôlée (structure de Sallen-Key)**

La structure de **Sallen-Key** utilise ici une source de tension avec **gain K**, commandée par une tension. Les composants passifs  $Y_i$  de la structure sont des admittances (conductances et capacités). Il est plus facile sur l'étude des filtres du deuxième ordre de travailler avec les admittances.

Le schéma de montage est donné sur la figure 34.



**Figure 34**

En appliquant la formule du pont diviseur en tension sur l'entrée (-) de l'AOP, il vient :

$$v_{(-)} = \frac{R}{R + aR} v_{out} = v_{(+)} = v_B$$

L'amplificateur non inverseur a donc un gain :

$$K = \frac{v_{out}}{v_B} = 1 + \frac{aR}{R} \tag{2.87}$$

Le théorème de Millman appliqué au noeud A et aux noeuds d'entrée de l'amplificateur idéal donne :

$$v_A = \frac{Y_1 v_{in} + Y_2 v_{out} + Y_3 v_B}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

$$v_B = v_{(+)} = \frac{Y_3 v_A + Y_4 \cdot 0}{Y_3 + Y_4}$$

$$v_{(-)} = \frac{v_{out}}{K}$$

D'où, en admettant  $v_{(+)} = v_{(-)}$  :

$$v_A = \frac{Y_3 + Y_4}{Y_3} \frac{v_{out}}{K} = \frac{Y_1 v_{in} + Y_2 v_{out} + Y_3 v_B}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

Soit la fonction de transfert de **Sallen-Key** :

$$H(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{KY_3 Y_3}{Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_3(Y_1 + Y_2(1 - K))} \quad [2.88]$$

La valeur particulière  $K = 1$ , qui correspond à un étage suiveur de tension, élimine l'influence du gain de la source contrôlée du dénominateur de la fonction de transfert.

Au numérateur comme au dénominateur de la fonction de transfert (équation 2. 88) figurent des produits d'admittances. Il sera donc possible de réaliser des fonctions de transfert de second ordre. Le type de fonction de transfert (passe-bas, passe-haut, passe-bande) étant défini par les composants  $1/R$  et/ou  $C$  utilisés pour les admittances.

On peut établir le tableau suivant pour caractériser le type de filtre.

Type	$Y_1(s)$	$Y_2(s)$	$Y_3(s)$	$Y_4(s)$
Passe-bas	$1/R_1$	$sC_2$	$1/R_3$	$sC_4$
Passe-haut	$sC_1$	$1/R_2$	$sC_3$	$1/R_4$
Passe-bande	$1/R_1$	$1/R_2$	$sC_3$	$1/R_4 + sC_4$

Tableau 1

Ce tableau montre l'identification des composants passifs en fonction du type de filtre. Il faut constater que la réalisation d'un filtre réjecteur est impossible avec cette topologie.

**2.2.4.2 Filtre à contre réaction multiple (structure de Rauch)**

Elle est conforme au schéma ci-dessous où les dipôles (résistances et condensateurs) sont représentés via leurs admittances de manière à appliquer le théorème de Millman :

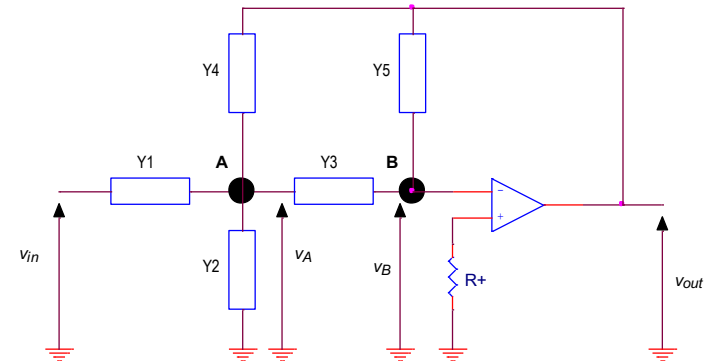


Figure 35

Le théorème de Millman appliqué au noeud A et au noeud B d'entrée de l'amplificateur idéal donne :

$$v_A = \frac{Y_1 v_{in} + Y_2 \cdot 0 + Y_3 v_B + Y_4 v_{out}}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

$$v_B = v_{(-)} = \frac{Y_3 v_A + Y_5 v_{out}}{Y_3 + Y_5}$$

D'où, en admettant  $v_{(+)} = v_{(-)}$  :

$$v_A = -\frac{Y_5}{Y_3} v_{out} = \frac{Y_1 v_{in} + Y_2 \cdot 0 + Y_3 v_B + Y_4 v_{out}}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

Soit la fonction de transfert de **Rauch** :

$$H(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad [2.89]$$



## Amplificateur Opérationnel

On peut établir le tableau suivant pour caractériser le type de filtre.

Type	$Y_1(s)$	$Y_2(s)$	$Y_3(s)$	$Y_4(s)$	$Y_5(s)$	$R^+$
Passe-bas	$1/R_1$	$sC_2$	$1/R_3$	$1/R_4$	$sC_5$	$R_3 + R_1 // R_4$
Passe-haut	$sC_1$	$1/R_2$	$sC_3$	$sC_4$	$1/R_5$	$R_5$
Passe-bande	$1/R_1$	$1/R_2$	$sC_3$	$sC_4$	$1/R_5$	$R_5$

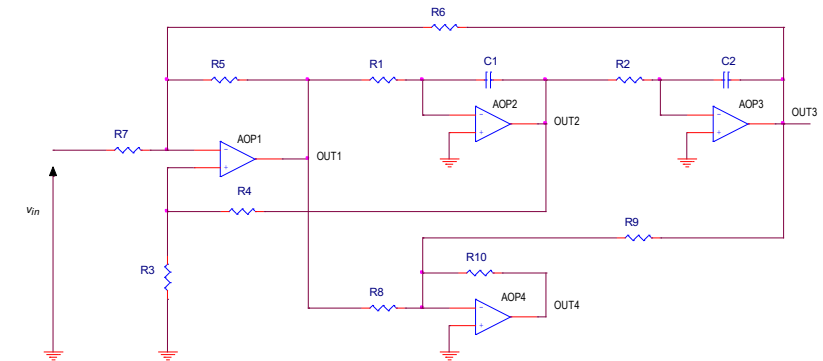
**Tableau 2**

Ce tableau montre l'identification des composants passifs en fonction du type de filtre. Il faut constater que la réalisation d'un filtre réjecteur est impossible avec cette topologie.

## Amplificateur Opérationnel

### 2.2.4.3 Filtre à variable d'état (filtre universel)

Ce circuit est capable de fournir simultanément les réponses de passe-haut (OUT1), passe-bande (OUT2), passe-bas (OUT3) et coupe-bande (OUT4). Il utilise un additionneur-soustracteur, deux intégrateurs et un additionneur.



**Figure 36**

Les caractéristiques du filtre sont :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_5}{R_6}} \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad [2.90]$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{R_5 + R_3}{R_6 + R_7} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \sqrt{\frac{R_5 R_2 C_2}{R_6 R_1 C_1}}$$

En prenant  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_5 = R_6$ , alors :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{RC}} \quad [2.91]$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{R_5}{2R_7} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Ce qui montre que les résistances  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_7$  agissent uniquement sur le coefficient d'amortissement, indépendamment de la fréquence  $f_n$ .

L'intérêt d'un tel filtre est encore plus flagrant dans le cas de capacités commutées ren remplacement des résistances  $R_1$ ,  $R_2$ .

**2.3 Fonctionnement en commutation**

**2.3.1 Méthode d'étude**

L'AOP est employé en comparateur de tension :

$$\begin{cases} v_{(+)} > v_{(-)} \Rightarrow v_{out} = +V_{sat} \\ v_{(+)} < v_{(-)} \Rightarrow v_{out} = -V_{sat} \end{cases} \quad [2.92]$$

On calcule  $v_{(+)}$ , puis  $v_{(-)}$  et le basculement à la sortie a lieu pour  $v_{(+)} = v_{(-)}$ .

**2.3.2 Comparateurs analogiques**

**2.3.2.1 Comparateur de tension simple**

Le montage comparateur est un circuit de détection du signe de la tension différentielle en entrée de l'AOP. La tension de sortie indique si une tension d'entrée est supérieure ou inférieure à une tension de seuil.

L'AOP est utilisé en boucle ouverte. Le gain de l'AOP étant très grand, la sortie ne peut être qu'à  $+V_{sat}$  ou  $-V_{sat}$  (saturation de la sortie pour une différence même minime entre les entrées non inverseuse et inverseuse). On réalise ainsi une bascule qui change d'état chaque fois que l'entrée différentielle  $v_d$  passe par zéro.

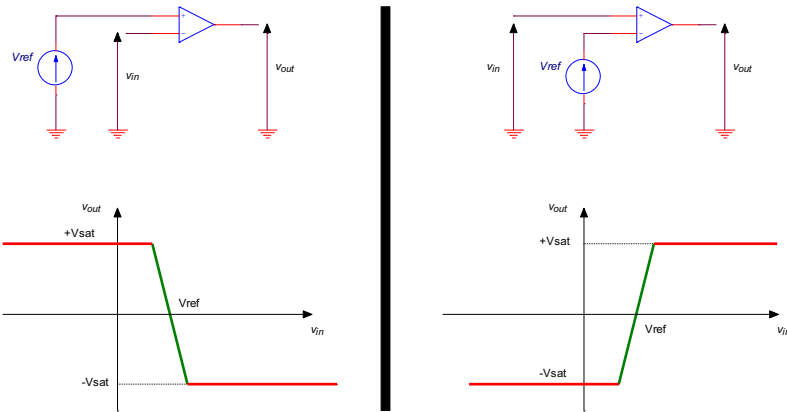


Figure 37

Méthode d'étude pour le montage de la figure 37.b :

$$\begin{cases} v_{(+)} = v_{in} \\ v_{(-)} = V_{ref} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_{in} > V_{ref} \Rightarrow v_{out} = +V_{sat} \\ v_{in} < V_{ref} \Rightarrow v_{out} = -V_{sat} \end{cases} \quad [2.93]$$

On peut par exemple imaginer pour le montage de la figure 37.b un système de déclenchement d'alarme. La tension  $v_{in(t)}$  représente un signal analogique fourni par un capteur (signal lumineux capté par une diode infrarouge). Tant que le signal est faible (luminosité faible), le signal en sortie est à  $-V_{sat}$ . Cette commande inhibe le déclenchement d'un circuit d'alarme placé en sortie. Dès qu'il atteint une tension seuil, la sortie de l'AOP bascule à  $+V_{sat}$ , provoquant le déclenchement de l'alarme.

Il est à noter que le signal  $v_{out}$  ne peut pas varier à une cadence supérieure à celle du *Slew Rate*. L'AOP a besoin de se désaturer ce qui augmente le temps de réponse.

Le temps de montée (slew-rate) correspond au temps que met la tension en sortie pour monter ou pour descendre d'une certaine quantité sur une durée donnée, et est spécifié par le constructeur pour un gain de 1. Dans les documents constructeurs (datasheet) les données techniques qui expriment le « temps de réaction » ou temps de montée/descente peuvent porter plusieurs noms : *rising/falling time*, ou *slew-rate*.

Quand on veut faire travailler un *comparateur de tension à grande vitesse, mieux vaut ne pas utiliser un AOP, mais un AOP conçu spécialement pour fonctionner en comparateur de tension rapide* (MAX961, AD790 ou LT1016 par exemple). Les constructeurs conçoivent donc des AOP limités à l'usage des comparateurs.

Si on utilise des signaux de fortes amplitudes, il faudra veiller à ne pas dépasser la limite du signal de mode commun supportable. On peut utiliser le montage ci-dessous pour contourner le problème.

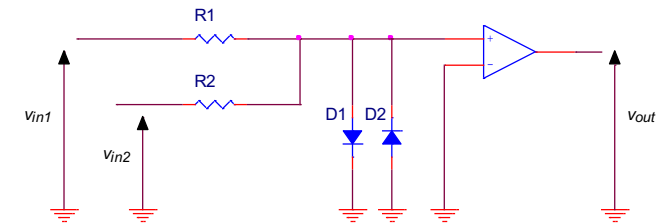
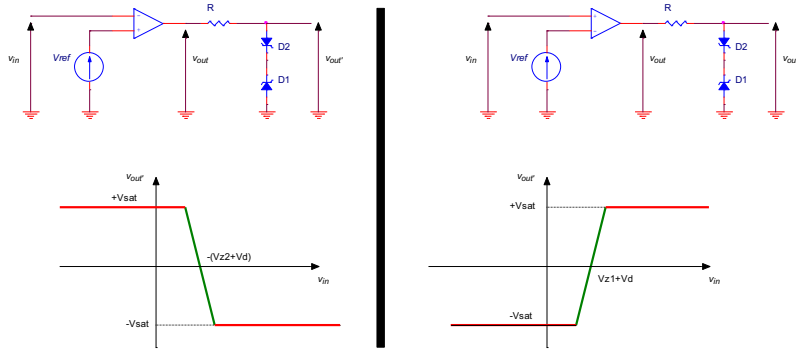


Figure 38

**2.3.2.2 Fixation des niveaux de la tension de sortie**

Pour limiter la tension de sortie indépendante des tensions de saturation, une résistance R et deux diodes Zener dos à dos verrouillent la sortie du comparateur. On choisit la résistance pour que les diodes Zener fonctionnent au courant Zener recommandé.



**Figure 39**

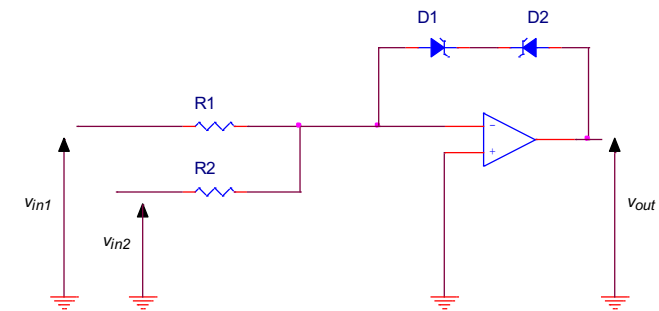
L'application du signal d'entrée à la borne non inverseuse et de la référence  $V_{ref}$  à la borne inverseuse donne un comparateur non inverseur (figure 39.b). Le cas contraire donne un comparateur inverseur.

$$\begin{cases} v_{in} = v_{(+)} > V_{ref} \Rightarrow v_{out} = +V_Z + 0,6 \\ v_{in} = v_{(-)} > V_{ref} \Rightarrow v_{out} = -(V_Z + 0,6) \end{cases} \quad [2.94]$$

Autre avantage de l'ajout de diodes Zener : la limite de  $v_{out}$  peut être nettement plus abrupte que celle de  $v_{sat}$ . Son désavantage est la piètre réponse en régime transitoire des diodes Zener.

On préfère utiliser le montage donné en figure 40.

On souhaite disposer de niveaux de sortie stable et d'éviter le problème de saturation de l'AOP.



**Figure 40**

Ce montage ne peut fonctionner qu'en comparateur inverseur afin d'assurer une contre réaction  $\Rightarrow$  l'AOP ne peut pas atteindre la saturation :

$$\begin{cases} v_{in} > 0 \Rightarrow v_{out} = -V_Z - 0,6 \\ v_{in} < 0 \Rightarrow v_{out} = +V_Z + 0,6 \end{cases} \quad [2.95]$$

On peut aussi n'utiliser qu'une seule diode Zener et un commutateur à 4 diodes.

**2.3.3 Comparateur négatif à hystérésis ou triggers de Schmitt**

Le montage est celui donné en figure 41.

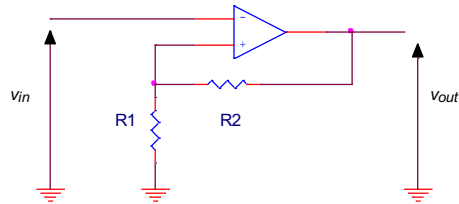


Figure 41

On exprime les tensions sur les entrées  $v_{(+)}$  et  $v_{(-)}$  :

$$\begin{cases} v_{(-)} = v_{in} \\ v_{(+)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \end{cases} \quad [2.96]$$

Le basculement à la sortie a lieu pour  $v_{(+)} = v_{(-)}$ . Or la sortie peut avoir deux états  $v_{out} = +V_{sat}$  et  $v_{out} = -V_{sat}$ . Il y a donc deux valeurs de seuil pour  $v_{in}$  :

$$\begin{cases} v_{in2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = -V_{seuil} \\ v_{in1} = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = +V_{seuil} \end{cases} \quad [2.97]$$

Pour que l'AOP bascule, il faut :

- soit que la tension  $v_{(-)}$  soit supérieure à  $v_{(+)}$  alors  $v_{out} = -V_{sat}$ ,
- soit que la tension  $v_{(-)}$  soit inférieure à  $v_{(+)}$  alors  $v_{out} = +V_{sat}$ .

$V_{seuil}$  constitue donc le seuil de notre comparateur, mais du fait que ce dernier est du à la boucle de réaction, il varie en fonction de  $v_{out}$ .

On peut résumer cela par des graphiques  $v_{out} = f(v_{in})$ . Lorsque  $v_{in}$  croît et atteint la valeur de  $V_{seuil}$ , la tension  $v_{(-)} = v_{(+)}$  et la sortie se met à basculer à la valeur  $-V_{sat}$ .

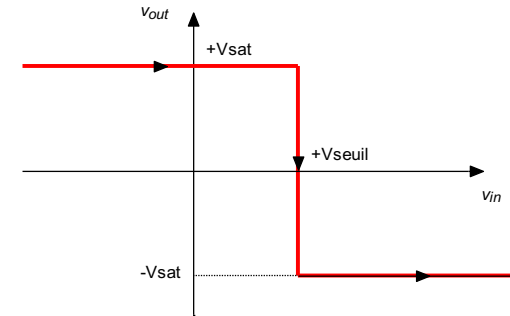


Figure 42

Si la tension  $v_{in}$  décroît alors, il n'y aura pas de changement de l'état de la sortie tant que  $v_{(-)}$  n'aura pas atteint la valeur de seuil  $-V_{seuil}$ . A partir de cette valeur de seuil, la sortie bascule à nouveau au niveau  $+V_{sat}$ .

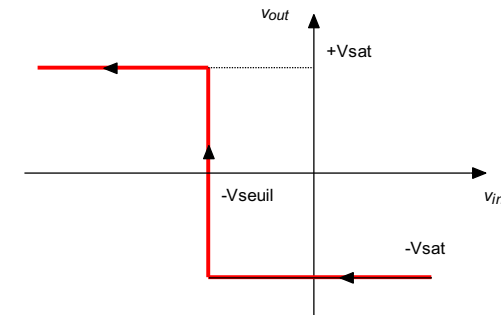


Figure 43

Si l'on assemble ces deux courbes, on obtient un phénomène dit *d'hystérésis* qui caractérise le principe fondamental de ce montage. Les points de basculement diffèrent selon le sens d'évolution de  $v_{in}$  :

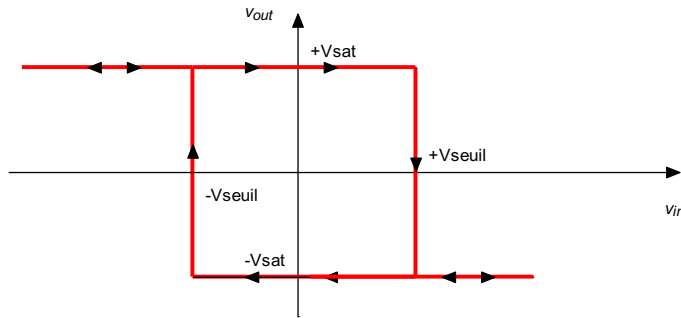


Figure 44

Ce trigger est dit inverseur car le signal d'entrée est appliqué à l'entrée inverseuse de l'AOP, ce qui fait basculer ce dernier à  $-V_{sat}$  lorsque l'on dépasse le seuil positif, et à  $+V_{sat}$  lorsque l'on passe en dessous du seuil négatif.

Le principal intérêt de ce montage réside dans la disparation du phénomène de multi-basculement du comparateur autour du seuil. Si le signal d'entrée franchit un seuil, ce dernier bascule directement à son opposé, et de fait, même si l'entrée est bruitée, elle ne fait plus basculer l'AOP.

**2.3.4 Comparateur positif à hystérésis ou triggers de Schmitt**

Le montage est celui donné en figure 45.

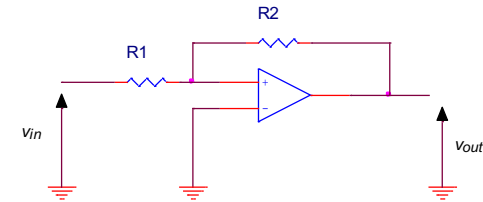


Figure 45

On exprime les tensions sur les entrées  $v_{(+)}$  et  $v_{(-)}$  en appliquant soit le théorème de superposition ou le théorème de Millman :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{(-)} = 0 \\ v_{(+)} = \frac{\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_{out}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 v_{in} + R_1 v_{out}}{R_1 + R_2} \end{array} \right. \quad [2.98]$$

Le basculement à la sortie a lieu pour  $v_{(+)} = v_{(-)}$ . Or la sortie peut avoir deux états  $v_{out} = +V_{sat}$  et  $v_{out} = -V_{sat}$ . Il y a donc deux valeurs de seuil pour  $v_{in}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in2} = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat} = -V_{seuil} \\ v_{in1} = +\frac{R_1}{R_2} V_{sat} = +V_{seuil} \end{array} \right. \quad [2.99]$$

Lorsque  $v_{in}$  croît et atteint la valeur de  $+V_{seuil}$ , la tension  $v_{(+)} = v_{(-)}$  et la sortie se met à basculer à la valeur  $+V_{sat}$ .

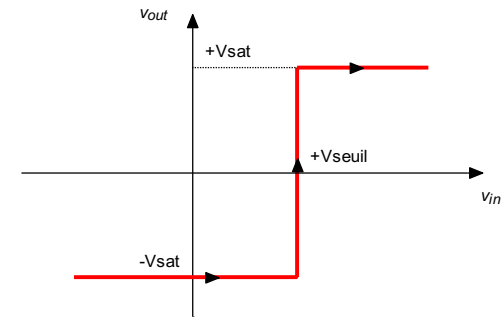


Figure 46

Si la tension  $v_{in}$  décroît alors, il n'y aura pas de changement de l'état de la sortie tant que  $v_{(+)}$  n'aura pas atteint la valeur de seuil  $-V_{seuil}$ . A partir de cette valeur de seuil, la sortie bascule à nouveau au niveau  $-V_{sat}$ .

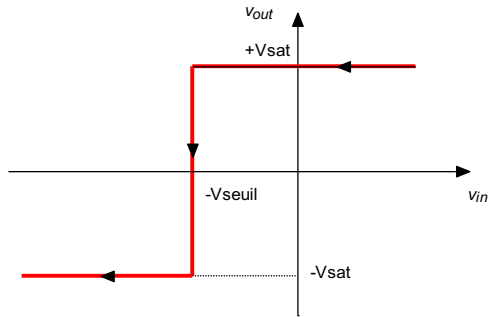


Figure 47

Si l'on assemble ces deux courbes, on obtient un phénomène dit d'hystérésis qui caractérise le principe fondamental de ce montage. Les points de basculement diffèrent selon le sens d'évolution de  $v_{in}$  :

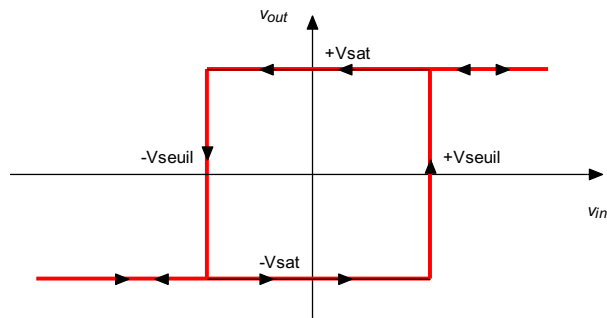


Figure 48

**2.3.5 Intérêt des montages comparateur à hystérésis**

Le principal intérêt de ce montage réside dans la disparation du phénomène de multi basculement du comparateur simple autour du seuil.

Si le signal d'entrée franchit un seuil, ce dernier bascule directement à son opposé, et de fait, même si l'entrée est bruitée, elle ne fait plus basculer l'AOP autour du seuil.

Les deux graphiques ci-dessous parlent bien (évolution des tensions d'entrée et de sortie en fonction du temps) :

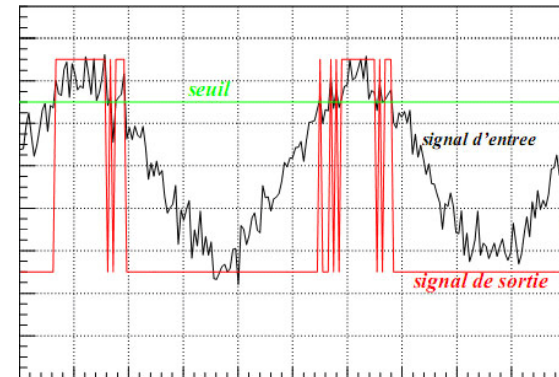


Figure 49 : Formes d'ondes comparateur simple

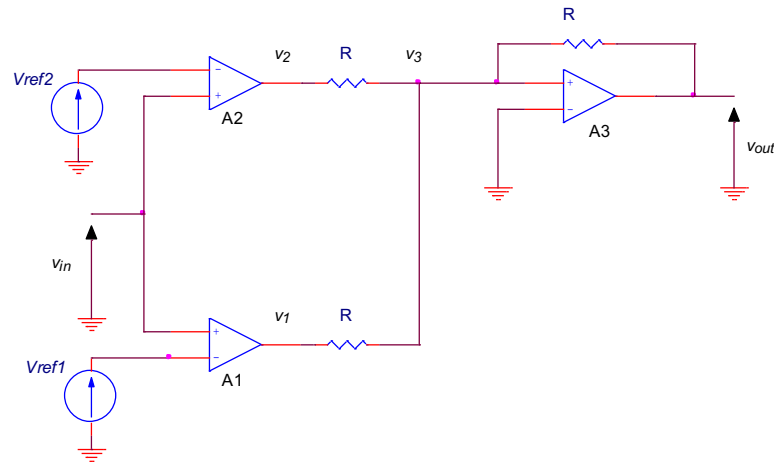


Figure 50 : Formes d'ondes Trigger de Schmitt non inverseur

**2.3.6 Comparateur de Schmitt de précision**

La tension de seuil du comparateur de Schmitt est liée à la tension de saturation  $\pm V_{sat}$  qui n'est pas un paramètre stable.

On peut mettre en œuvre le schéma ci-dessous pour pallier à ce problème :



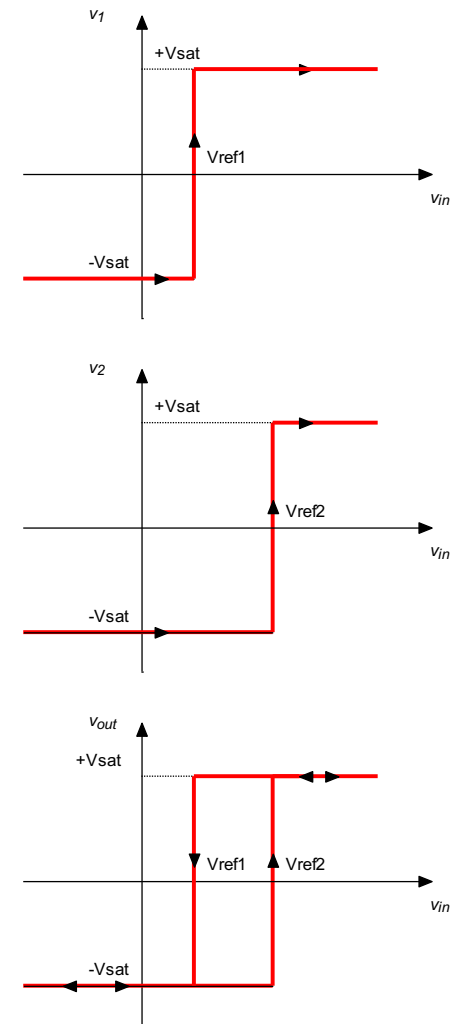
**Figure 51**

On utilise deux AOP1&2 en simple comparateur fixe et l'AOP3 en bascule de Schmitt non inverseuse sommative.

On exprime la tension sur l'entrée  $v_{(+)}$  de l'AOP3 en appliquant le théorème de Millman :

$$v_{(+)} = v_3 = \frac{\frac{v_1}{R} + \frac{v_2}{R} + \frac{v_{out}}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \frac{1}{3}(v_1 + v_2 + v_{out}) \quad [2.100]$$

On obtient un phénomène dit *d'hystérésis* qui caractérise le principe fondamental de ce montage. Les points de basculement diffèrent selon le sens d'évolution de  $v_{in}$  :

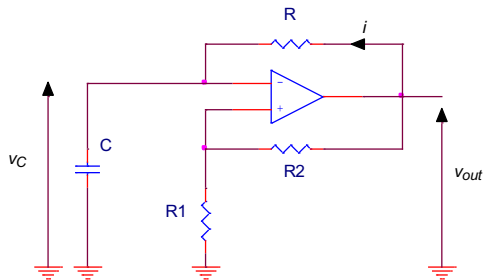


**Figure 52**

**2.3.7 Multivibrateurs astables**

**2.3.7.1 Montage de base**

Le montage est celui donné en figure 53.



**Figure 53**

Ce circuit comporte deux boucles de contre-réaction : une négative via la résistance **R** et le condensateur **C**, ainsi qu'une positive via un pont diviseur de tensions au travers de **R1** & **R2**.

Si l'on ne considère que la réaction positive, on reconnaît aisément un **trigger de Schmitt inverseur**. On compare la tension  $v_{(+)}$  à la tension aux bornes de la capacité **C**, il y aura donc une notion de temps à prendre en compte (charge/décharge de **C**). De plus, à cause de la réaction positive par **R2**, la tension  $v_{out}$  ne peut être que  $\pm V_{sat}$ . Il s'ensuit que le potentiel  $v_{(+)}$  ne peut prendre que deux valeurs :

$$v_{(+)} = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = \pm kV_{sat} \quad [2.101]$$

Le condensateur **C** se charge à travers la résistance **R**, sous la tension  $\pm V_{sat}$ . L'équation différentielle régissant l'évolution de  $v_{(-)}$  est :

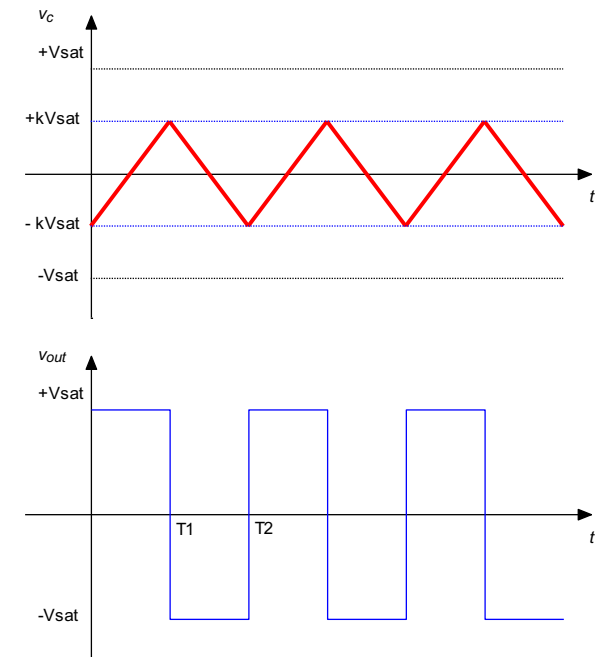
$$v_{(-)} = v_C(t) = -Ri_c(t) + v_{out} = -RC \frac{dv_C(t)}{dt} + v_{out} \quad [2.102]$$

$$\Leftrightarrow RC \frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t) = v_{out} = \pm V_{sat}$$

On fait l'hypothèse qu'à  $t = 0$  :  $v_{out} = +V_{sat}$  et  $v_C(0) = +kV_{sat}$ . L'équation régissant l'évolution de la tension  $v_C(t)$  est :

$$v_C(t) = -V_{sat} (1+k) e^{-\frac{t}{\tau}} + V_{sat} \quad [2.104]$$

Le graphique ci-dessous montre l'évolution des tensions d'entrée et de sortie en fonction du temps. On a linéarisé la charge et décharge du condensateur **C** :



**Figure 54**

Il y a basculement de la sortie lorsque la tension  $v_C(t)$  atteint le seuil  $+kV_{sat}$  au bout d'un temps  $T_1$  (voir figure 54). Dans ce cas, le condensateur se décharge de manière exponentielle vers le niveau  $-V_{sat}$  à partir de la tension initiale  $+kV_{sat}$ . Il y a alors de nouveau basculement de la sortie lorsque la tension  $v_C(t)$  atteint le niveau  $-kV_{sat}$  et ainsi de suite.

On détermine  $T_1$  en écrivant que la tension aux bornes du condensateur  $v_C(T_1) = +kV_{sat}$  soit :

$$v_C(T_1) = -V_{sat} (1+k) e^{-\frac{T_1}{\tau}} + V_{sat}$$

D'où, après simplification, par  $V_{sat}$  :

$$T_1 = \tau \ln \left( \frac{1+k}{1-k} \right)$$

$$\text{avec } k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

[2.105]



Ce résultat montre que la valeur de  $T_1$  est indépendante de l'alimentation.

Le fonctionnement est symétrique,  $T_1 = T_2$ . La durée de charge est identique à la durée de décharge.

$$T = T_1 + T_2 = 2T_1 = 2\tau \ln\left(\frac{1+k}{1-k}\right) \quad [2.106]$$

**2.3.7.2 Montage astable à rapport cyclique variable**

La période dépend donc de tous les éléments du circuit :  $R$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C$ . Le signal de sortie est un signal rectangulaire symétrique (rapport cyclique de 50%). Afin de modifier ce rapport, le montage ci-dessous peut être mis en oeuvre :

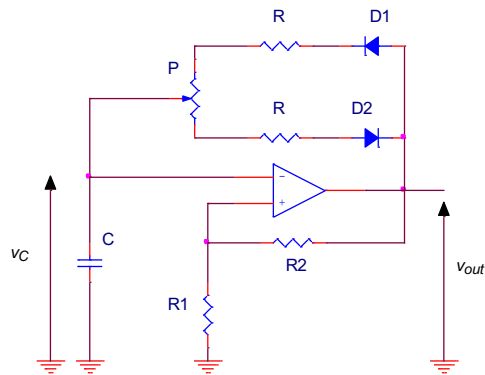


Figure 55

Ce circuit permet d'avoir une maille de charge différente de celle de décharge, et, de fait, des constantes de temps caractéristiques différentes. La charge se fait via  $D_1$  (qui est passante lorsque la sortie est à  $+V_{sat}$ ),  $R$  et  $(1-\alpha)P$ . La décharge via  $D_2$  (qui est passante lorsque la sortie bascule à  $-V_{sat}$ ),  $R$  et  $\alpha P$ .

On joue ainsi sur le temps de charge et de décharge du condensateur, et donc sur le rapport cyclique de  $v_{out}$ , via le potentiomètre.

On peut retrouver ce montage sans potentiomètre et avec deux résistances différentes pour les mailles de charge et de décharge, on aura alors un rapport cyclique fixe.

$$T = (2R + P)C \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad [2.107]$$

Ce montage astable peut être utilisé, entre autres, pour la génération de signaux comme les signaux triangulaires. On parle d'astable car il ne possède aucun état stable (basculements infinis entre  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$ ).

**2.3.8 Multivibrateur bistable**

Le montage est celui donné en figure 56.

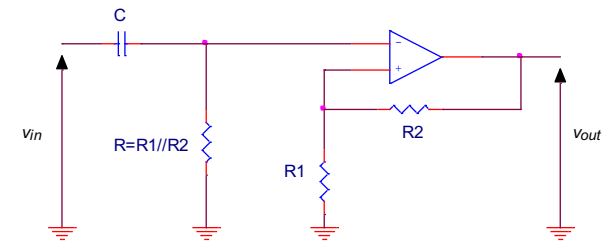


Figure 56

Ce n'est rien d'autre qu'un comparateur à hystérésis attaqué par des impulsions à travers le réseau dérivateur RC.

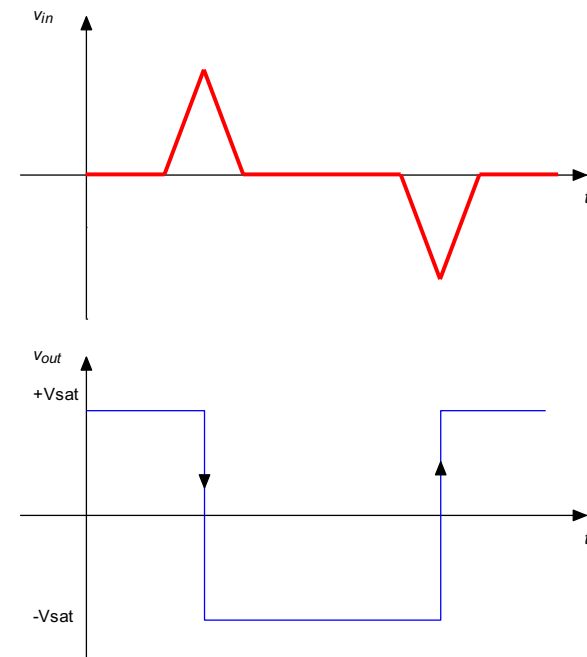


Figure 57

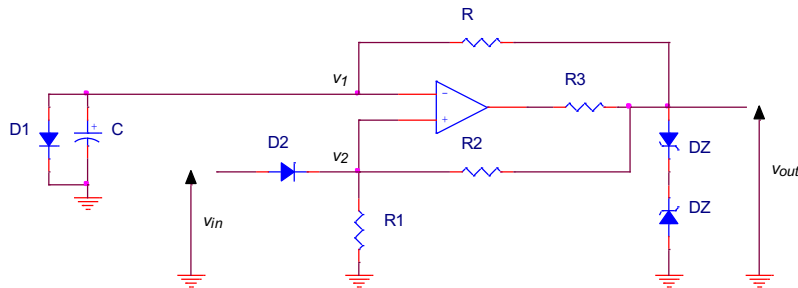
Il bascule pour des impulsions de polarités alternativement opposées (des impulsions de même polarité restent sans effet après le basculement). Un bistable conserve l'information qui a été

appliquée sur son entrée et constitue donc une *cellule mémoire*. Une bascule constitue également un *diviseur de fréquence*.

**2.3.9 Multivibrateur monostable**

**2.3.9.1 Montage de base**

Le montage est une combinaison de l'astable et du bistable. Il est donné en figure 58.



**Figure 58**

Pour limiter la tension de sortie indépendante des tensions d'alimentation, une résistance  $R_3$  et deux diodes Zener dos à dos verrouillent la sortie du comparateur. On choisit la résistance pour que les diodes Zener fonctionnent au courant Zener recommandé.

Par rapport au montage astable, on a ajouté une diode  $D_1$  de verrouillage entre les bornes de C pour qu'il fonctionne comme un multivibrateur monostable.

Une étroite impulsion négative  $v_{in}$  de déclenchement est appliquée à la borne non inverseuse via la diode  $D_2$ .

On suppose qu'il est à l'état stable avec la sortie égale à  $V_0 = V_Z + V_D$  et le condensateur verrouillé à la tension  $V_1 = 0,7 \text{ volts}$  de mise en conduction de la diode  $D_1$ .

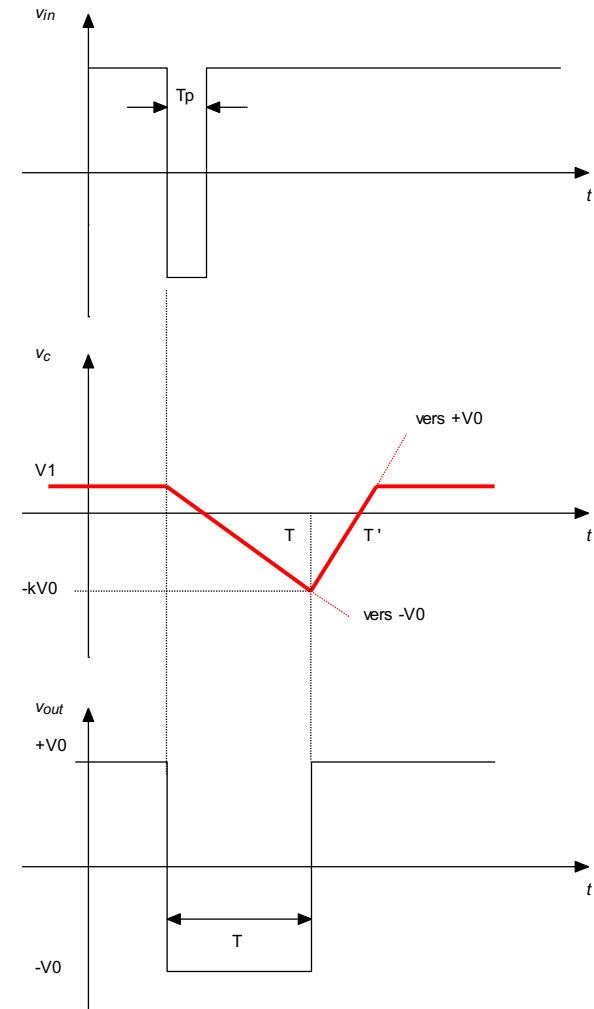
Si l'amplitude de l'impulsion de déclenchement est supérieure à  $kV_0 - V_1$ , la sortie  $v_{out}$  du comparateur passe à  $-V_0$ . Le condensateur se charge exponentiellement selon la constante de temps  $\tau = RC$  via  $R$  vers  $-V_0$  parce que la diode  $D_1$  est polarisée en inverse. Lorsque la tension  $v_c$  devient plus négative que  $-kV_0$ , la sortie du comparateur revient à  $+V_0$ .

Le condensateur commence à se charger vers  $+V_0$  via  $R$  jusqu'à ce que  $v_c$  atteigne  $V_1$  et que  $C$  soit de nouveau verrouillé à  $v_c = V_1$ .

La largeur d'impulsion est donnée par la relation ci-dessous :

La largeur  $T_p$  de l'impulsion de déclenchement doit être nettement inférieure à la largeur  $T$  de l'impulsion générée. La diode  $D_2$  n'est pas essentielle, sa fonction est d'éviter que des pointes de bruit dans la ligne de déclenchement ne dérangent le fonctionnement du système.

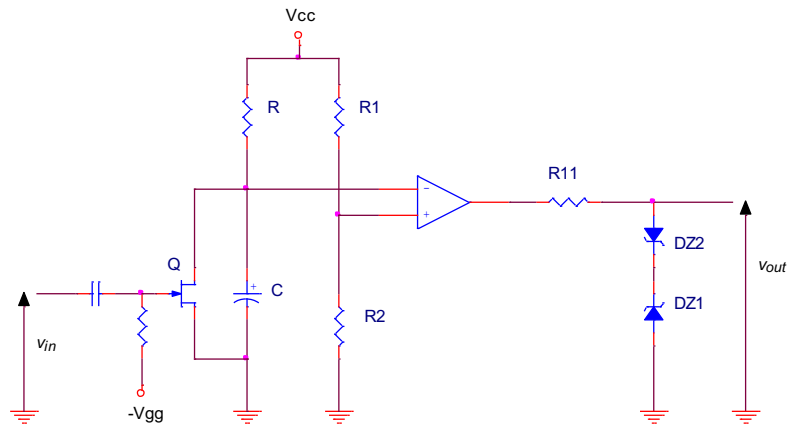
On remarque que la tension  $v_c$  du condensateur n'atteint sa valeur de repos  $V_1$  que pour  $T' > T$ , donc, durant le temps  $T' - T$  de recouvrement le circuit ne peut être redéclenché. Autrement dit, le prochain signal de déclenchement de synchronisation doit être retardé de l'impulsion d'entrée précédente d'au moins  $T'$  secondes.



**Figure 59**

**2.3.9.2 Multivibrateur monostable redéclenchable**

Le montage est donné en figure 60.



**Figure 60**

A l'état de repos (avant l'impulsion de déclenchement), le transistor FET est bloqué par la tension  $-V_{GG}$  grille source polarisée en inverse de Q. Le condensateur se charge jusqu'à la tension d'alimentation  $V_{CC}$  de manière que la tension à la borne inverseuse du comparateur égale à  $v_c = V_{CC}$ . La tension d'entrée non inverseuse est constante et égale  $kV_{CC}$ . Comme  $v_c > kV_{CC}$ , la sortie du comparateur est à son niveau bas,  $v_{out} = -V_0$ .

On suppose qu'à l'instant  $t = 0$ , on applique une impulsion  $v_i$  positive de déclenchement d'amplitude d'environ  $V'$ . Le transistor FET conduit avec un grand courant constant et décharge rapidement le condensateur C linéairement vers la masse. Pour une petite tension,  $v_c$  ne décroît plus linéairement, mais tend exponentiellement vers zéro selon une constante de temps  $r_{DS(on)}C$ .

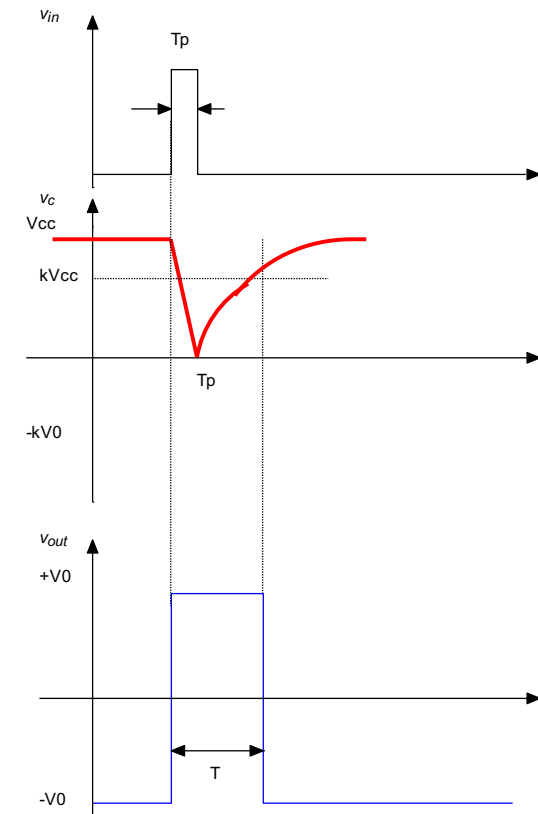
La figure 61 représente la forme de  $v_c$  et celle de  $v_{out}$ . Dès que  $v_c$  décroît au-dessous de  $kV_{CC}$ , la sortie du comparateur passe au niveau haut,  $v_{out} = +V_0$ .

On suppose que la largeur  $T_p$  de l'impulsion est assez grande pour que  $v_c \cong 0$  à la fin du signal d'entrée. Alors, à  $t = T_p$ , le condensateur se charge exponentiellement vers  $V_{cc}$  selon la constante de temps  $RC$ . Lorsque  $v_c = kV_{cc}$ ,  $v_{out}$  reste à  $-V_0$ , ce qui génère l'impulsion positive de déclenchement de largeur  $T$  représentée à la figure 61. On montre que :

$$T = RC \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad [2.108]$$

Pour obtenir cette équation, on a supposé que  $T \gg T_p$ . L'approximation est meilleure lorsqu'on ajoute  $T_p$  au deuxième membre de l'équation [2.108].

La figure 61 représente la forme de  $v_c$  et celle de  $v_{out}$ .



**Figure 61**

On remarque que contrairement à la plupart des multivibrateurs monostables, il n'est pas nécessaire d'attendre l'écoulement d'un certain temps de recouvrement pour le redéclencher. Si une deuxième impulsion positive d'entrée apparaît à un instant quelconque  $t'$  (inférieur ou supérieur à  $T$ ), le FET à jonction annule la tension C.

**2.4 Générateur de signaux**

**2.4.1 Générateur de signaux carrés et triangulaires**

Il est constitué d'un trigger suivi d'un intégrateur, la sortie étant bouclée sur l'entrée. Comme l'intégrateur inverse la phase, la sortie de cet étage est réinjectée à la borne inverseuse. Pour que le trigger fonctionne correctement il faut  $R_1 < R_2$ .

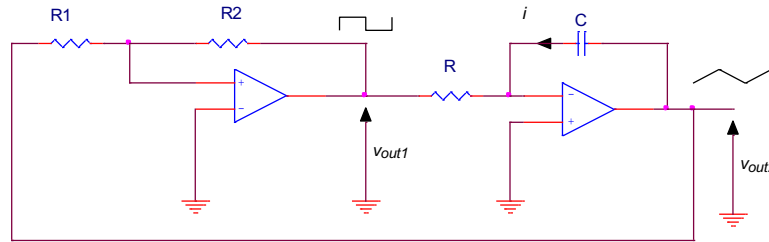


Figure 62

La sortie  $v_{out1}$  ne peut être qu'à  $\pm V_{sat}$ . Le condensateur C se charge et se décharge sous une tension constante  $\pm V_{sat}$  ; la tension de sortie  $v_{out2}$  varie donc linéairement en fonction du temps.

$$i = -C \frac{dv_{out2}}{dt} \tag{2.109}$$

$$v_{out1} = \pm V_{sat} = -Ri(t) = -RC \frac{dv_{out2}}{dt}$$

On obtient la fonction mathématique suivante :

$$v_{out2} = -\frac{1}{RC} \int v_{out1}(t) dt = \mp \frac{V_{sat}}{RC} \int dt \tag{2.110}$$

On exprime les tensions sur les entrées  $v_{(+)}$  et  $v_{(-)}$  de l'AOP1 en appliquant soit le théorème de superposition ou le théorème de Millman :

$$v_{(+)} = \frac{\frac{v_{out2}}{R_1} + \frac{v_{out1}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{out2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out1} \tag{2.111}$$

Le basculement à la sortie de l'AOP1 a lieu pour  $v_{(+)} = v_{(-)}$ . Or la sortie peut avoir deux états  $v_{out1} = +V_{sat}$  et  $v_{out1} = -V_{sat}$ . Il y a donc deux valeurs de seuil pour  $v_{in}$  :

$$v_{(+)} = v_{(-)} = 0 \Rightarrow \pm \frac{R_1}{R_2} V_{sat} = \pm k V_{sat} \tag{2.112}$$

On doit être dans la condition  $R_1 < R_2$  car la tension  $v_{out1}$  ne peut excéder  $V_{sat}$ . Ne pas choisir des valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  inférieure à 3,3 kΩ car la sortie des amplificateurs est limitée à environ 10 mA.

Si on suppose qu'à un instant donné  $v_{out1} = -V_{sat}$  : C se décharge linéairement. Lorsque  $v_{out2}$  devient égale au seuil du trigger, la sortie du trigger  $v_{out1}$  bascule à  $+V_{sat}$ . Le processus se déroule identiquement en sens inverse.

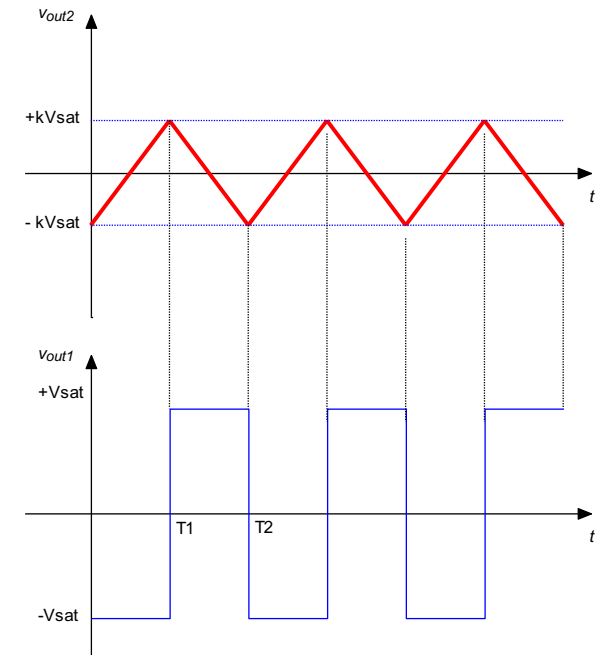


Figure 63

On détermine  $T_1$  en écrivant que la tension aux bornes du condensateur  $v_{out2}(T_1) = kV_{sat}$  soit :

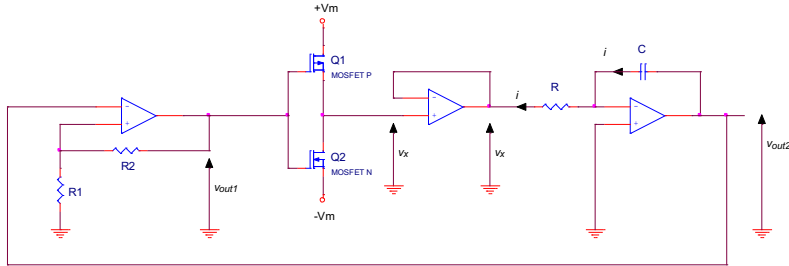
$$v_{out2}(T_1) = \frac{V_{sat}}{RC} T_1 - \frac{R_1}{R_2} V_{sat} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

D'où, après simplification, par  $V_{sat}$  :

$$T_1 = \frac{2R_1}{R_2} RC = \frac{T}{2} \Rightarrow f = \frac{R_2}{4R_1 RC} \tag{2.113}$$

**2.4.2 Oscillateur à fréquence réglée par variation de tension**

La figure ci-dessous représente un générateur de signal carré ou triangulaire dont la fréquence dépend linéairement de la tension  $v_m$  de modulation.



**Figure 64**

L'inverseur CMOS formé par Q1 et Q2 se comporte comme un commutateur unipolaire. L'étage tampon est un suiveur de tension qui attaque l'intégrateur à partir d'une petite impédance.

$$v_{out1} = V_{sat} \Rightarrow \begin{cases} v_{gs\_Q1} = V_{sat} - v_m > 0 \Rightarrow Q_1 \text{ bloqué} \\ v_{gs\_Q2} = V_{sat} + v_m > V_{T2} \Rightarrow Q_2 \text{ passant} \end{cases}$$

Ou bien :

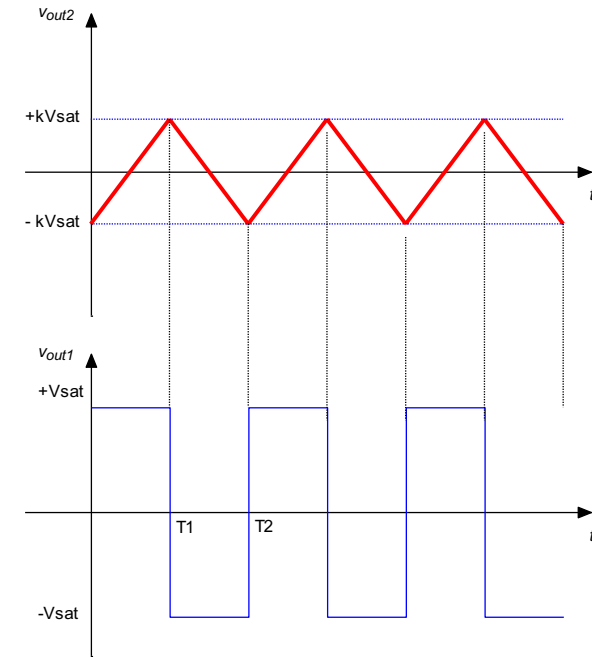
$$v_{out1} = -V_{sat} \Rightarrow \begin{cases} v_{gs\_Q1} = -V_{sat} - v_m < v_{T1} \Rightarrow Q_1 \text{ passant} \\ v_{gs\_Q2} = -V_{sat} + v_m < 0 \Rightarrow Q_2 \text{ bloqué} \end{cases}$$

A la différence du générateur précédent, la vitesse de balayage est maintenant déterminée par la tension de modulation  $v_m$  mais l'amplitude de la tension est encore fixée par les paramètres du comparateur, à savoir  $\pm kV_{sat}$ .

Si on suppose que la sortie du comparateur de Schmitt égale  $v_{out1} = +V_{sat}$  (supérieure à  $v_m$ ). Donc, pour l'inverseur CMOS, l'interrupteur Q1 est bloqué et Q2 conduit. La sortie  $v_x$  de du suiveur (entrée de l'intégrateur) est égale à  $-v_m$ . Donc la tension de sortie de l'intégrateur  $v_{out2}(t)$  augmente linéairement avec une vitesse de balayage  $v_m/RC$  jusqu'à ce que  $v_{out2}$  atteigne le niveau  $+kV_{sat}$  de seuil du comparateur.

Alors la sortie du comparateur de Schmitt passe à  $v_{out1} = -V_{sat}$ . Maintenant Q1 conduit, Q2 est bloqué et la sortie du commutateur CMOS devient  $+v_m$  d'où une rampe négative linéaire  $v_{out2}(t) = -v_m t/RC$  jusqu'à atteinte du seuil négatif  $-kV_{sat}$ . Les deux alternances sont identiques.

Les formes d'ondes sont données figure ci-dessous :



**Figure 65**

Si on a pour conditions initiales  $v_{out1}(0) = +V_{sat}$  et  $v_{out2}(0) = -kV_{sat}$ , il vient :

$$v_{out2}(t) = \frac{v_m}{RC}t - kV_{sat}$$

Sachant que  $v_{out2}(T/2) = kV_{sat}$

$$v_{out2}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{v_m}{RC} \frac{T}{2} - kV_{sat} = kV_{sat}$$

On trouve finalement :

$$T = 4RC \frac{kV_{sat}}{v_m} \Rightarrow f = \frac{1}{4RC} \frac{v_m}{kV_{sat}} \quad [2.114]$$

**2.5 Redresseur**

**2.5.1 Redresseur sans seuil**

Dans les appareils mesurant la valeur efficace d'un signal sinusoïdal, on utilise, dans la plupart des cas, un redressement parfait (sans seuil). La valeur moyenne du résultat est alors convertie en valeur efficace par multiplication d'un coefficient constant.

Le schéma est représenté à la figure ci-dessous :

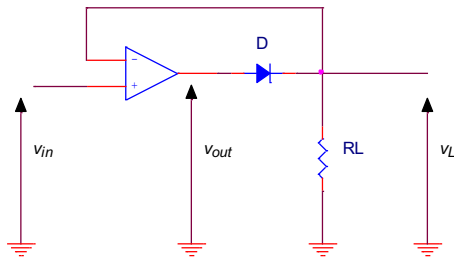


Figure 66

Pour  $v_{in}$  *négatif*, la diode D est bloquée créant un circuit ouvert, aucune boucle de contre-réaction *négative* n'est présente, l'AOP fonctionne donc en comparateur  $v_{out} = -V_{sat}$ . Aucun courant ne pouvant circuler dans la résistance  $R_L$ , les tensions  $v_L$  et  $v_{(-)}$  sont nulles.

Si  $v_{in}$  devient *positif*, le comparateur bascule et  $v_{out} = +V_{sat}$  pendant une fraction de seconde puisque la diode va devenir passante quasi instantanément. La tension aux bornes de  $R_L$  revient sur l'entrée  $v_{(-)}$  de l'AOP assurant la contre réaction *négative* (fonctionnement en suiveur). Comme  $v_{(-)} = v_L$  et  $v_{(+)} = v_{in}$ , il vient que  $v_L = v_{in}$ , quelque soit la valeur positive de  $v_{in}$ .

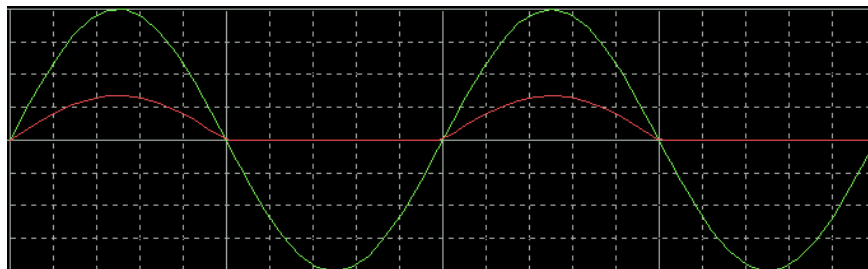


Figure 67

On redresse la tension alternative d'entrée sans que la tension de seuil de la diode n'affecte la tension de sortie comme dans le cas d'un redresseur passif à diode. La sortie est une ondulation mono-alternance positive. Le grand gain en boucle ouverte élimine l'effet de la tension de seuil de la diode.

On peut avoir une variante du montage précédent cf figure ci-dessous :

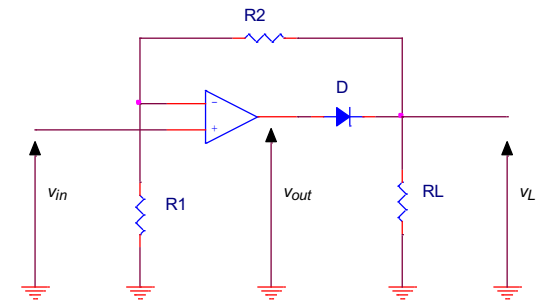


Figure 68

Lorsque la diode D est passante, la tension de sortie est égale :

$$v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in} \quad [2.115]$$

Dans le cas où la sortie est saturée en négatif pour les deux montages, il lui faut un certain temps pour sortir de la saturation à cause du *slew rate*.

**2.5.2 Redresseur simple alternance à configuration inverseur**

Le montage est donné figure ci-dessous :

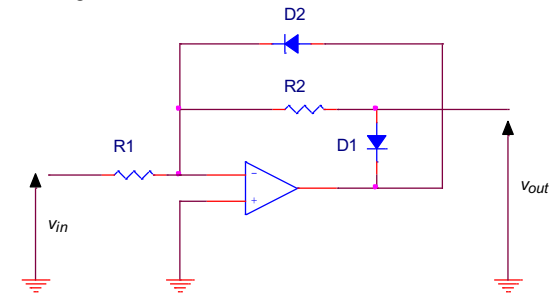


Figure 69

Le fonctionnement du montage est le suivant :

$$\begin{cases} \text{si } v_{in} < 0 \Rightarrow D_1 \text{ OFF \& D}_2 \text{ ON} \Rightarrow v_{out} = 0 \text{ volts} \\ \text{si } v_{in} > 0 \Rightarrow D_1 \text{ ON \& D}_2 \text{ OFF} \Rightarrow v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \end{cases} \quad [2.116]$$

## Amplificateur Opérationnel

La fréquence maximale de fonctionnement est fonction de la valeur du *slew rate*. On utilisera des diodes de signal (par exemple 1N4148).

### 2.5.3 Redresseur double alternance utilisant deux amplificateurs opérationnels

Le montage est donné figure ci-dessous :

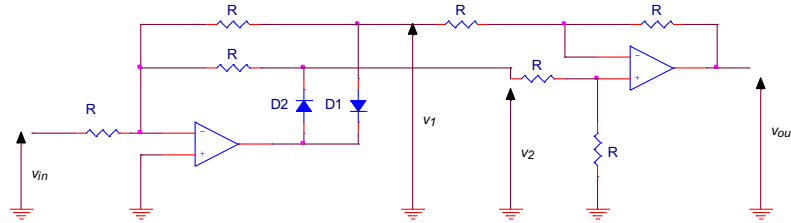


Figure 70

Le fonctionnement du montage est le suivant :

$$\begin{cases} \text{si } v_{in} > 0 \Rightarrow D_1 \text{ ON \& D}_2 \text{ OFF} \Rightarrow v_1 = -v_{in}, v_{out} = +v_{in} \\ \text{si } v_{in} < 0 \Rightarrow D_1 \text{ OFF \& D}_2 \text{ ON} \Rightarrow v_2 = -v_{in}, v_{out} = -v_{in} \end{cases} \quad [2.117]$$

Il faut bien noter que, pour ce montage, l'amplificateur opérationnel 2 travaille soit en inverseur de gain  $-1$  pour  $v_{in} > 0$ , soit en non inverseur de gain  $+1$  pour  $v_{in} < 0$ .

Pour le premier AOP, on peut prendre des résistances de  $1 \text{ k}\Omega$  et pour le deuxième des résistances de l'ordre de  $100 \text{ k}\Omega$ .

## Amplificateur Opérationnel

### 2.5.4 Détecteur de valeur crête

Un détecteur de crête est un montage permettant de mémoriser la valeur maximale d'une crête de la tension mesurée en entrée (c'est à dire la tension  $v_{in}$ ). Ici, c'est le condensateur C qui joue le rôle de mémoire.

Le condensateur n'est pas chargé directement par le signal d'entrée, mais par la sortie de l'AOP. Le condensateur se charge à la valeur maximale et la conserve jusqu'à ce qu'il soit connecté à la masse pour se décharger.

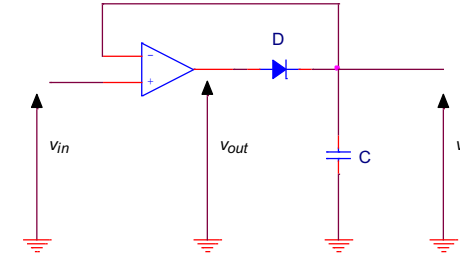


Figure 71

Le circuit équivaut à une diode sans seuil en série avec un condensateur C, elle conduira dès que  $v_{in}$  sera supérieure à la tension aux bornes du condensateur. Alors le courant de sortie de l'AOP charge le condensateur via la diode D jusqu'à la tension d'entrée puisque le circuit est un suiveur de tension.

Lorsque  $v_{in} < v_{out}$ , la sortie de l'AOP devient négative (l'AOP passe de facto en mode comparateur et sature en négatif), la diode sera bloquée et la tension aux bornes de C restera inchangée. Pour ramener le circuit à zéro, on monte un interrupteur MOS entre les bornes du condensateur.

**2.6 Générateur de fonctions**

La plupart des générateurs de signaux délivrent, outre les signaux triangulaires et carrés, un signal sinusoïdal (sans utiliser un oscillateur harmonique). Il est donc nécessaire de *reconstituer* un sinus à partir des signaux présents et plus précisément à partir du signal triangulaire.

**2.6.1 Conformateur à diodes**

Le conformateur est souvent réalisé à l'aide de diodes qui permettent d'approcher une fonction non linéaire par des segments de droite.

En utilisant les zones de conduction et blocage de plusieurs diodes, il est possible de créer des fonctions non linéaires. On réalise ainsi ce que l'on appelle un conformateur à diodes. Un exemple de circuit avec sa caractéristique de transfert est donné dans la figure ci-dessous.

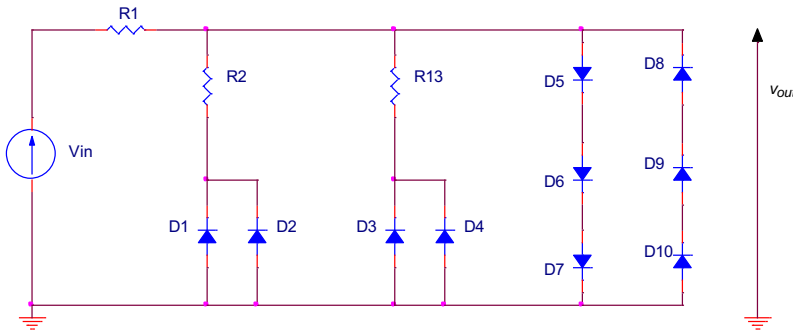


Figure 72

Selon l'état de conduction des diodes, on parcourt l'un ou l'autre des quatre segments de droite. Dans la réalité, le passage d'un segment à l'autre se fera de manière plus douce et l'approximation d'une sinusoïde sera tout à fait satisfaisante. Les diodes placées de manière inverse permettent de parcourir pour les tensions négatives  $v_{in}$ .

L'analyse du circuit montre immédiatement que quatre situations doivent être envisagées :

Si  $v_{in} < V_F \Rightarrow$  aucune diode ne conduit. Le signal de sortie est alors égal au signal d'entrée.

Si  $v_{in} > V_F \Rightarrow D_1$  conduit, les autres diodes sont bloquées. Le signal de sortie sera alors atténué par le pont diviseur  $\{R_1, R_2\}$ .

$$v_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_F + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in} = b_1 + a_1 v_{in} \quad [2.118]$$

Si  $v_{in} > 2V_F \Rightarrow D_1, D_3, D_4$  conduisent, les autres diodes sont bloquées. Le signal de sortie est alors égal à :

$$v_{out} = \frac{R_3 // R_1}{R_2 + R_3 // R_1} V_F + \frac{R_2 // R_1}{R_3 + R_2 // R_1} 2V_F + \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} v_{in} = b_2 + a_2 v_{in} \quad [2.119]$$

Si  $v_{in} > 3V_F \Rightarrow$  Toutes les diodes conduisent. Le signal de sortie est alors limité à :

$$v_{out} = 3V_F \quad [2.220]$$

On pourrait faire le même raisonnement pour les tensions  $v_{in}$  négatives. Globalement, on obtient une caractéristique de transfert faite de portions de droites dont l'allure est la suivante :

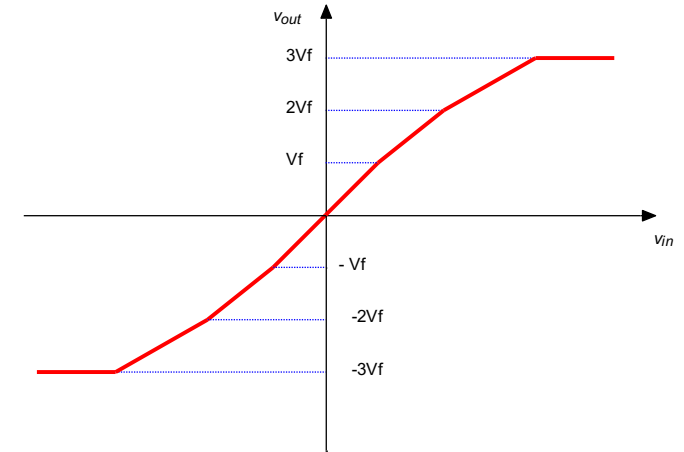


Figure 73

On obtient le signal de sortie suivant pour un signal d'entrée triangulaire :

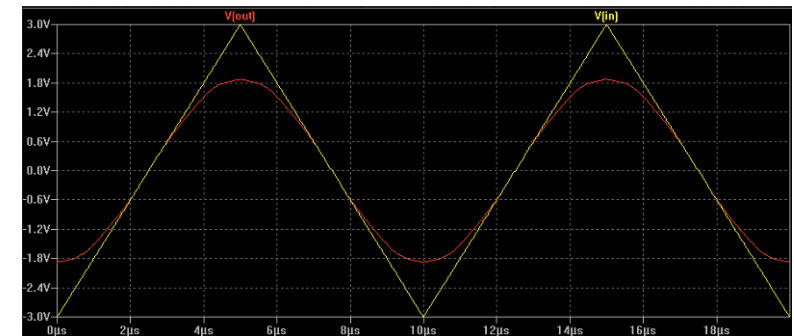


Figure 74

Le signal de sortie est bien limité à  $3V_F$  avec  $V_F = 0,6$  volts.



**2.6.2 Conformateur à diodes à AOP**

Un exemple de circuit est donné dans la figure ci-dessous :

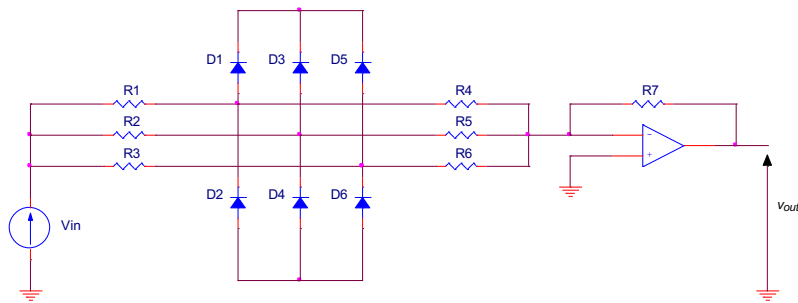


Figure 75

On obtient le signal de sortie suivant pour un signal d'entrée triangulaire :

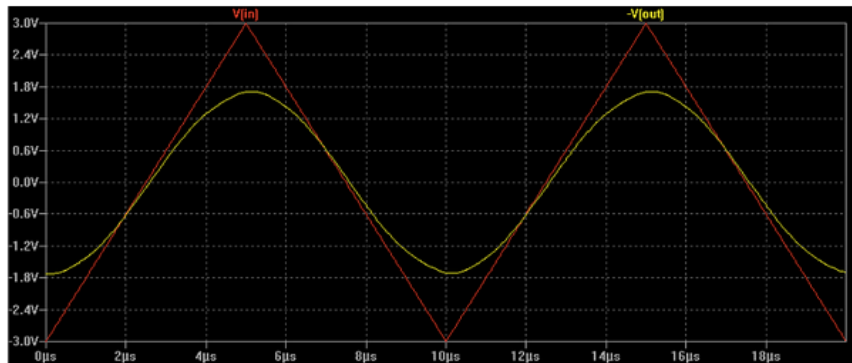


Figure 76

**3 Schéma interne de l'amplificateur opérationnel historique 741**

Il est à noter que l'AOP 741 n'est plus d'actualité ! Le schéma est le suivant :

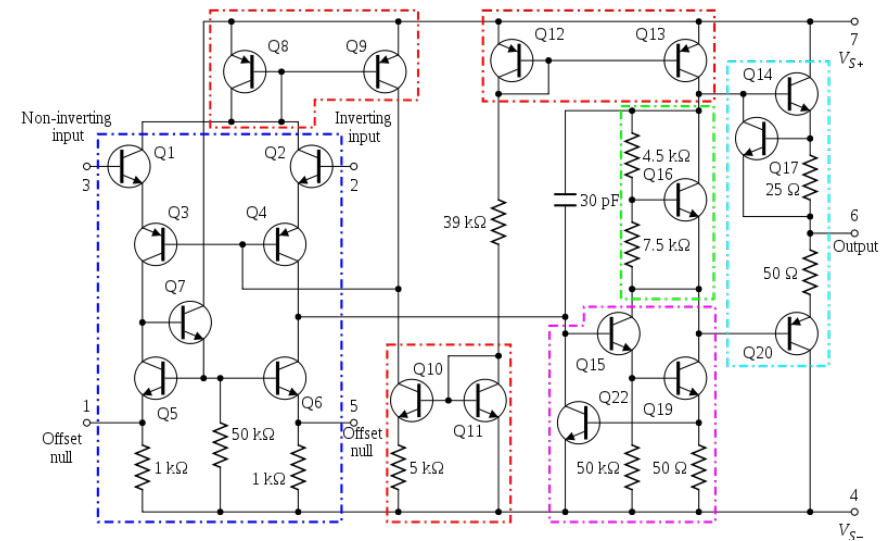


Figure 77

En bleu l'étage différentiel d'entrée, en rouge les miroirs de courant, en cyan l'étage de sortie, en magenta l'étage d'amplification en tension et en vert le dispositif de polarisation de l'étage de sortie.

**3.1 Les sources de courant**

Les trois sections du schéma cerclees de rouge sont des miroirs de courant. Un miroir de courant est un montage électronique constitué de deux transistors. Le terme de miroir de courant provient du fait que chacun de ces deux transistors est parcouru par le même courant quelle que soit la tension à ses bornes.

Le miroir de courant formé par Q<sub>10</sub> et Q<sub>11</sub> est un « miroir de courant de Widlar ». La présence de la résistance de 5 kΩ permet de diminuer le courant traversant Q<sub>10</sub> par rapport à celui traversant Q<sub>11</sub>.

Les miroirs de courant formés par Q<sub>10</sub>-Q<sub>11</sub> et Q<sub>12</sub>-Q<sub>13</sub> permettent aux transistors Q<sub>11</sub> et Q<sub>12</sub> d'être parcourus par un courant uniquement lié à celui traversant la résistance de 39 kΩ et cela quelle que soit la tension à leurs bornes. Le courant traversant la résistance de 39 kΩ dépendant uniquement de la tension d'alimentation de l'AOP, les transistors Q<sub>10</sub> et Q<sub>13</sub> se comportent donc comme des sources de courant vis-à-vis de la partie du montage à laquelle ils sont rattachés.

### 3.2 L'étage différentiel

L'étage d'amplification de cet amplificateur est entouré de bleu sur la figure ci-dessus. Les transistors  $Q_1$  à  $Q_4$  forment l'amplificateur différentiel d'entrée. Les entrées de cet étage se font sur les bases des transistors  $Q_1$  et  $Q_2$ . L'entrée non inverseuse se fait sur la base du transistor  $Q_1$  tandis que l'entrée inverseuse se fait sur la base du transistor  $Q_2$ .

Le courant fourni par le transistor  $Q_8$  étant indépendant de la tension à ses bornes, il agit comme une source de courant pour la paire différentielle formée par les transistors  $Q_3$  et  $Q_4$ , dont la polarisation est de type base commune. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  réalisent une adaptation d'impédance (polarisation en émetteur suiveur ou encore collecteur commun) afin de minimiser les courants de polarisation prélevé sur les entrées de l'amplificateur. L'utilisation d'une source de courant comme charge à une paire différentielle, permet d'améliorer le taux de réjection du mode commun du montage.

Les transistors  $Q_5$  et  $Q_6$  forment un miroir de courant. L'utilisation d'un miroir de courant permet de s'assurer que les deux branches de l'amplificateur différentiel sont parcourues par le même courant de polarisation. Le transistor  $Q_7$  permet d'augmenter les performances du miroir de courant en diminuant le courant prélevé à  $Q_3$  pour alimenter les bases des transistors  $Q_5$  et  $Q_6$ .

### 3.3 L'étage d'amplification en tension

L'étage d'amplification de cet amplificateur est entouré de magenta sur la figure ci-dessus. Il est constitué des transistors  $Q_{15}$  et  $Q_{19}$  montés en configuration « Darlington ». Cet amplificateur fonctionne en classe A afin d'amplifier avec le moins de distorsion possible le signal provenant de l'étage différentiel. La capacité de 30 pF permet d'effectuer une contre-réaction locale aux bornes de l'étage d'amplification en tension et ainsi d'assurer la compensation fréquentielle de l'AOP.

### 3.4 L'étage d'amplification en tension

L'étage de puissance de sortie est entouré de cyan sur la figure ci-dessus. Il est constitué d'un *push-pull* de classe AB ( $Q_{14}$  et  $Q_{20}$ ). La polarisation du *push-pull* est assurée par le multiplicateur de  $V_{BE}$  entouré de vert sur la figure.

La résistance de 25  $\Omega$  sert de sonde de courant pour le courant de sortie traversant le transistor  $Q_{14}$ . La tension aux bornes de cette résistance commande directement le transistor  $Q_{17}$ . Ainsi, la tension aux bornes de la résistance de 25  $\Omega$  se trouve limitée à la tension base-émetteur « de seuil » du transistor (environ 0,6 V à 20 °C). Une fois cette tension atteinte, le transistor  $Q_{17}$  entre en conduction, limitant ainsi le courant de base du transistor  $Q_{14}$  et donc, le courant de sortie. Pour une tension base-émetteur maximum de 0,6 V on obtient une limitation du courant de sortie à 25 mA. La limitation du courant traversant  $Q_{20}$  reprend le même principe que celle du transistor  $Q_{14}$ . Elle se fait par l'intermédiaire de la tension base-émetteur du transistor  $Q_{14}$ , de la tension émetteur-collecteur du transistor  $Q_{16}$  et de la résistance de 50  $\Omega$ .

Les résistances de 25  $\Omega$  et 50  $\Omega$  reliées à l'émetteur des transistors  $Q_{14}$  et  $Q_{20}$  permettent aussi d'éviter leur emballement thermique. En effet, plus la température d'un transistor bipolaire augmente, plus son gain en courant  $\beta$  augmente. Cette augmentation de  $\beta$  se traduit par une augmentation du courant traversant le transistor et donc une augmentation de la température du dispositif, qui va à son tour augmenter le courant traversant le transistor et ainsi de suite jusqu'à la défaillance de celui-ci. Le montage décrit ci-dessus permet dans une large mesure d'éviter cela. Dans la zone de fonctionnement ou, par exemple pour  $Q_{14}$ ,  $Q_{17}$  entre en conduction, l'étage final se comporte comme un générateur de courant constant (25 mA dans l'exemple), limitant la puissance dissipée du transistor de sortie. Il en est de même pour  $Q_{20}$ .

## 4 L'amplificateur opérationnel réel : limitation

L'amplificateur opérationnel (AO) utilisé en très basse fréquence, avec des signaux de sortie dépassant le volt et un faible gain en tension en boucle fermée, peut être étudié à partir du modèle idéal sans souci technologique.

Par contre dès que la fréquence augmente et que le niveau de sortie diminue, les imperfections se manifestent. Il faut alors connaître les origines des imperfections et choisir les composants en fonction de l'utilisation souhaitée. On présente donc ici les différents paramètres de l'AO liés aux imperfections de manière séparée.

### 4.1 Caractéristiques d'entrée

#### 4.1.1 Tension de décalage – Offset Voltage

##### 4.1.1.1 Définition

La tension de décalage ou tension d'offset ou tension résiduelle d'entrée  $V_{io}$  (input offset) est la tension continue que doit fournir un générateur de tension de résistance interne nulle pour que la tension de sortie soit nulle.

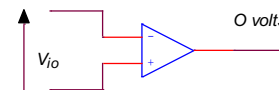


Figure 78

Cette tension résiduelle est liée à la dissymétrie de l'amplificateur différentiel d'entrée et englobe toutes les causes de déséquilibre (dissymétrie des gains, des tensions base-émetteur  $V_{BE}$ , des résistances de charge, ...) et notamment l'appariement en  $V_{BE}$  des transistors bipolaires d'entrée. La tension de décalage varie dans le temps à cause du vieillissement, dépend aussi de la température (cf relation d'une jonction PN) et de la variation de la tension d'alimentation.

La représentation schématique de la tension de décalage (tension d'offset) consiste à positionner un générateur  $V_{io}$  sur l'une des deux entrées d'un amplificateur opérationnel parfait (AOP).

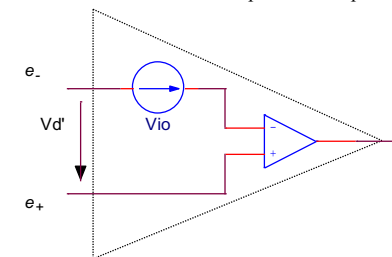


Figure 79

Il est à noter que l'on ne connaît pas le signe de  $V_{io}$  et qu'en fonctionnement linéaire, contre réactionné, la tension différentielle  $V_d$  mesurée est voisine de  $V_{io}$ .

**4.1.1.2 Influence sur la tension de sortie**

On se propose d'illustrer l'effet de la tension de décalage au travers du montage inverseur de la figure ci-dessous.

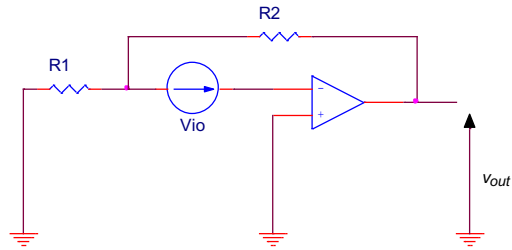


Figure 80

On peut écrire :

$$\begin{cases} v_{(+)} = 0 = v_{(-)} \\ V_{io} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \end{cases} \quad [4.1]$$

Soit une erreur de décalage en sortie (on ne connaît pas le signe de  $V_{io}$ ) :

$$v_{out} = \pm \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{io} \quad [4.2]$$

On peut donner quelques valeurs numériques pour une tension typique  $V_{io} = 2 \text{ mV}$  :

- pour un gain de  $-1 \Rightarrow v_{out} = \pm 4 \text{ mV}$  ;
- pour un gain de  $-10^3 \Rightarrow v_{out} = \pm 2 \text{ V}$ .

**4.1.2 Courant de polarisation – Bias current**

**4.1.2.1 Définition**

Les deux transistors de la paire différentielle d'entrée de l'AO nécessitent des courants de polarisation très faible mais non-nuls. Les deux courants  $I_{ib+}$  et  $I_{ib-}$  (entrant ou sortant de l'AO) ne sont pas nécessairement égaux.

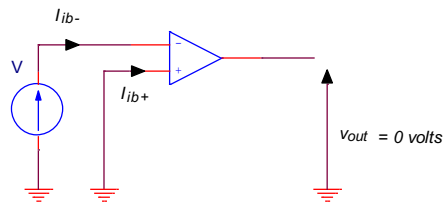


Figure 81

Les constructeurs indiquent généralement la valeur moyenne de ces courants car il existe une dissymétrie (les courants de polarisation sont différents), une tension  $V$  étant appliquée sur l'une des entrées, l'autre reliée à la masse et  $V$  réglée de façon à annuler la tension de sortie.

$$I_b = \frac{1}{2}(I_{bi-} + I_{bi+}) \quad [4.3]$$

Ces courants sont influencés par la valeur du gain des transistors d'entrée.

**4.1.2.2 Influence sur la tension de sortie**

Ces courants de polarisation d'entrée peuvent être modélisés par des sources de courant associées un AOP.

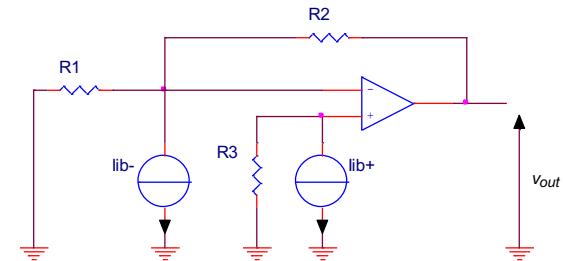


Figure 82

On peut écrire :

$$\begin{cases} v_{(+)} = -R_3 I_{bi+} \\ v_{(-)} = \frac{0 + \frac{v_{out}}{R_2} + I_{bi-}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \Rightarrow v_{out} = R_2 \left[ I_{bi-} - R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) I_{bi+} \right] \end{cases} \quad [4.4]$$

Si l'on considère l'étage d'entrée symétrique ( $I_{bi+} = I_{bi-} = I_b$ ), on détermine l'expression de la résistance  $R_3$  pour une erreur nulle en sortie soit :

$$v_{out} = 0 \Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad [4.5]$$

Une analyse rapide du circuit aurait pu nous éviter le calcul. En effet pour  $v_{out} = 0$ , l'entrée (-) voit les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle par rapport à la masse alors que l'entrée (+) ne voit que  $R_3$ . Si les courants de polarisation sont égaux, les chutes de tension sont identiques lorsque  $R_3 = R_1 // R_2$ .

Il faut remarquer que l'influence des courants de polarisation sera d'autant plus critique que les résistances à équilibrer seront élevées.

**4.1.3 Courant de décalage – Offset Current**

**4.1.3.1 Définition**

Le courant de décalage  $I_{io}$  aussi appelé courant d'offset ou courant différentiel d'entrée est lié à la dissymétrie de l'étage différentiel d'entrée de l'AO.

Son expression est donnée par la relation suivante :

$$I_{io} = (I_{bi-} - I_{bi+}) \quad [4.6]$$

Il n'y aucune relation entre le courant de décalage et la tension d'offset.

**4.1.3.2 Influence sur la tension de sortie**

L'influence du courant de décalage  $I_{io}$  sur la tension de sortie est identique à celle de  $V_{io}$ . Lorsque les entrées (-) et (+) voient la même résistance R, la tension différentielle d'erreur obtenue est :

$$RI_{io} = (RI_{bi-} - RI_{bi+}) = V'_{io} \quad [4.7]$$

L'influence du courant de décalage  $I_{io}$  sur la sortie est identique à celle de  $V_{io}$ . Au total, on a :

$$V_{io\_total} = V_{io} + RI_{io} \quad [4.8]$$

La tension d'erreur en sortie est alors égale :

$$v_{out} = (V_{io} + RI_{io}) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad [4.9]$$

On peut donner quelques valeurs numériques pour un montage inverseur avec les valeurs typiques suivantes ;  $V_{io} = 6 \text{ mV}$  et  $I_{io} = 200 \text{ nA}$  :

- pour  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_2 = 100 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_3 \approx 9 \text{ k}\Omega \Rightarrow v_{out} = 85,8 \text{ mV}$  ;
- pour  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_2 = 1 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_3 \approx 90 \text{ k}\Omega \Rightarrow v_{out} = 264 \text{ mV}$ .

On peut remarquer que pour de faibles résistances, le terme  $RI_{io}$  sera négligeable devant  $V_{io}$ .

**4.1.4 Compensation de l'erreur de décalage : balancing circuit**

L'erreur totale de décalage incluant la tension  $V_{io}$  et le courant  $I_{io}$  peut être compensée de deux manières différentes :

- compensation interne au circuit intégré apportant un déséquilibre opposé au déséquilibre naturel, en utilisant un réseau externe prévu par le constructeur,
- compensation purement externe dont l'opération consiste à une addition ou soustraction d'une tension continue.

Ces deux méthodes imposent que les résistances vues par les entrées soient de valeurs identiques afin de minimiser les dérives. On utilisera la compensation préconisée par le constructeur (si possible).

**4.1.4.1 Compensation interne**

Pour ce faire, la plupart des constructeurs proposent, dans leur fiche technique (Data Sheet) une compensation interne qui fait appel à un potentiomètre et à une des deux tensions d'alimentation symétrique cf figure ci-dessous.

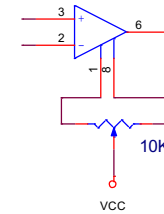


Figure 83

La valeur du potentiomètre est généralement comprise en 10 à 20 kΩ.

**4.1.4.2 Compensation agissant à l'extérieur du circuit**

Si l'ampli-opérationnel ne possède pas de broche de compensation de décalage, une solution simple consiste à rajouter sur l'entrée une faible tension permettant d'annuler la tension de sortie.

On propose un schéma pour un montage inverseur dans la figure ci-dessous.

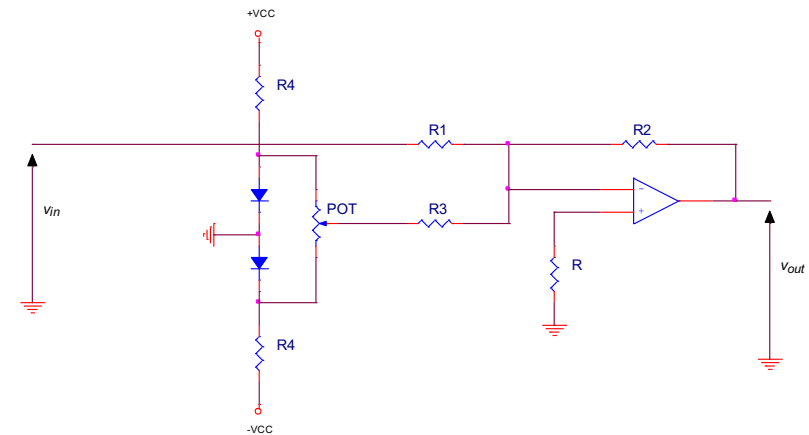


Figure 84

Ceci peut être aussi le cas pour des boîtiers renfermant plusieurs AO.

**4.1.5 Impédances d'entrée : input impédances**

**4.1.5.1 Définitions**

On dispose du schéma suivant :

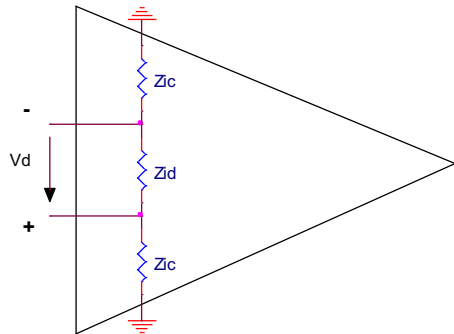


Figure 85

L'étude d'un AO à transistors bipolaires donne :

- une résistance d'entrée différentielle  $Z_{id}$  vue entre les deux bases et définie par la relation suivante :

$$Z_{id} = 2h_{11} = \frac{2\beta}{40I_c} \approx 2 \text{ M}\Omega \quad [4.10]$$

- une résistance d'entrée de mode commun  $Z_{ic}$  vue sur chaque entrée par rapport à la masse :

$$Z_{ic} = 2\beta R_E = \frac{2\beta}{40I_c} \gg Z_{id} \quad [4.11]$$

Comme en pratique, et pour obtenir un très bon taux de réjection de mode commun, la résistance  $R_E$  est remplacée par une source de courant et  $Z_{ic}$  est très élevée par rapport à  $Z_{id}$ .

Dans le cas des transistors à effet de champ, les résistances d'entrée sont du même ordre de grandeur ( $\cong 10^{12} \Omega$ ).

**4.1.5.2 Impédance d'entrée du montage inverseur**

Soit le montage suivant :

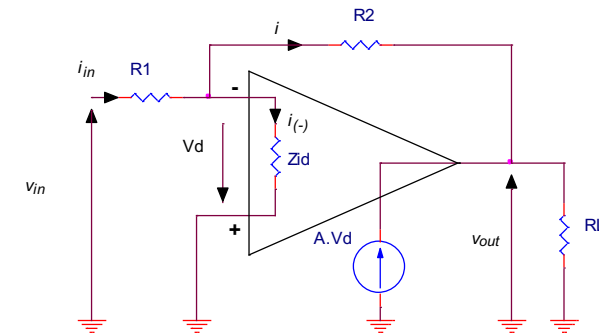


Figure 86

On établit les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{in} = R_1 i_{in} - V_d \\ V_d = -Z_{id} i_{(-)} \\ v_{out} = -R_2 i - V_d \\ i_{in} = i + i_{(-)} \\ v_{out} = A V_d \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{in} = R_1 i_{in} + Z_{id} i_{(-)} \\ -A Z_{id} = -R_2 (i_{in} - i_{(-)}) + Z_{id} i_{(-)} \end{cases} \Rightarrow i_{(-)} = \frac{R_2}{R_2 + (1+A)Z_{id}} i_{in} \quad [4.12]$$

Soit :

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 + \frac{R_2}{1+A + \frac{R_2}{Z_{id}}}$$

Et comme :

$$A \gg 1 \text{ et } \frac{R_2}{Z_{id}} \ll A$$

Il vient :

$$R_{in} \approx R_1 + \frac{R_2}{A} \quad [4.13]$$

Conclusion : on n'a pas intérêt à travailler avec  $R_2$  trop importante ( $\leq 1\text{M}\Omega$ ) et, dans ces conditions,  $R_{in} \approx R_1$ .

**4.1.6 Tension d'entrée maximale**

**4.1.6.1 Définition**

Il peut s'agir aussi bien de la tension différentielle d'entrée maximale, de la tension en mode commun maximale et des tensions d'alimentation maximales spécifiées de façon à ne pas détériorer le circuit.

**4.1.6.2 Protection**

Le schéma proposé est le suivant :

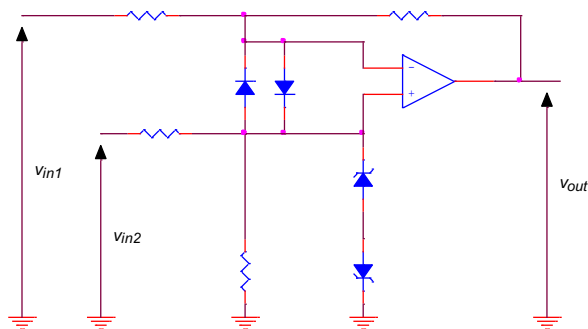


Figure 87

**4.2 Caractéristiques de sortie**

Les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie sont la résistance dynamique  $R_{out}$ , la tension maximale, le courant maximum et la puissance dissipée maximale.

**4.2.1 Résistance de sortie**

**4.2.1.1 Définition**

Sa valeur n'est pas toujours donnée par le constructeur. Elle évolue entre quelques dizaines d'ohms et quelques centaines d'ohms.

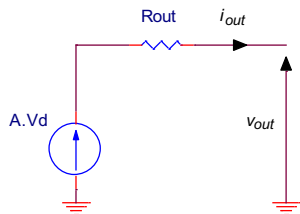


Figure 88

**4.2.1.2 Impédance de sortie du montage inverseur**

La résistance de sortie peut être représentée autour du symbole de l'AOP comme indiquée sur la figure ci-dessous :

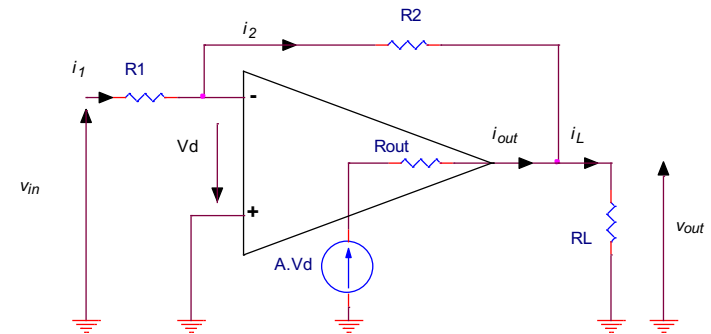


Figure 89

Les hypothèses sont alors les suivantes :

$$v_{(+)} = 0 \Rightarrow v_d = -v_{(-)} \text{ et } Z_{id} \approx \infty \quad [4.14]$$

Grâce au théorème de Millman, on montre aisément :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{(-)} &= \frac{\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_{out}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \\ v_{out} &= \frac{0 - Av_{(-)} - \frac{v_{(-)}}{R_2}}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_2}} \end{aligned} \right. \Rightarrow \left[ 1 + \frac{R_{out}}{R_2 // R_L} \right] v_{out} = R_2 \left[ \frac{R_{out}}{R_2} - A \right] v_{(-)} \cong -A \frac{v_{in} + v_{out}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

D'où :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left[ 1 + \frac{R_{out}}{R_2 // R_L} \right] \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{1}{A}} \quad [4.15]$$

On constate que si la condition  $R_{out} \ll R_2 // R_L$  n'est pas remplie, la résistance de sortie  $R_{out}$  a pour effet d'abaisser le gain différentiel.

On peut donner un exemple d'application numérique pour un montage inverseur avec les valeurs suivantes :

- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{out} \approx 100 \Omega$  et  $R_L = 100 \Omega$  ;
- pour un signal d'entrée de 1 kHz,  $A = 1000 \Rightarrow v_{out} / v_{in} \approx -8,92 \Rightarrow$  erreur de l'ordre de 10%.

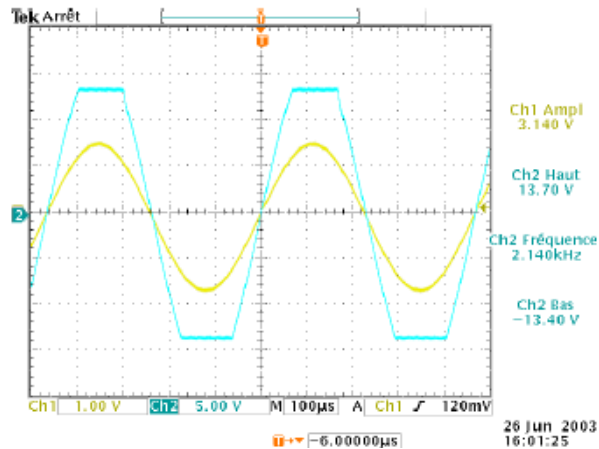
**4.2.2 Tension maximale de sortie**

La tension maximale de sortie dépend de l'état de saturation du dernier étage et de la charge. Par conséquent, les tensions extrêmes maximales que peut sortir l'AOP n'atteignent pas les valeurs des tensions d'alimentation. Selon les modèles, une différence de 2V peut être observée (dans ce cas, avec un alimentation +/-15V, la tension en sortie de l'AOP ne pas excéder +/-13V). Si cela ne pose généralement pas de problème avec des tensions "élevées", il faut savoir que cela peut constituer une limitation gênante dans certaines applications autonomes, notamment quand l'alimentation se fait par batterie.

Pour l'AO 741 sans résistance de charge (à vide) :

- tension positive maximale  $+V_{CC} - 0.6\text{ V}$  ;
- tension négative maximale  $-V_{EE} + 1.2\text{ V}$  ;
- soit pour une alimentation symétrique  $+V_{CC} = -V_{EE} = 15\text{V} \Rightarrow -13,8\text{V} < v_{out} < 14,4\text{V}$ .

On observe des niveaux de tension de saturation non symétriques +13,7V et -13,4V et inférieurs aux tensions d'alimentation,  $\pm V_{CC} = \pm 15\text{V}$  sur la figure 90.



**Figure 90**

Pour la tension de sortie en fonction de la charge, il faut voir courbe du constructeur.

**4.2.3 Courant maximal de sortie**

On reprend le schéma interne de l'AO 741 rappelé figure 77.

La limitation positive est assurée par la jonction base-collecteur du transistor Q17 :

$$i_{out\_max+} = \frac{V_{BE17}}{25} = 24\text{mA} \text{ à } 25^\circ\text{C} \quad [4.16]$$

La limitation négative est assurée par le transistor Q17 et du multiplicateur Q16 :

$$i_{out\_max-} = \frac{V_{BC17} + 2V_{BE16} - V_{EB20}}{50} = 24\text{mA} \text{ à } 25^\circ\text{C} \quad [4.17]$$

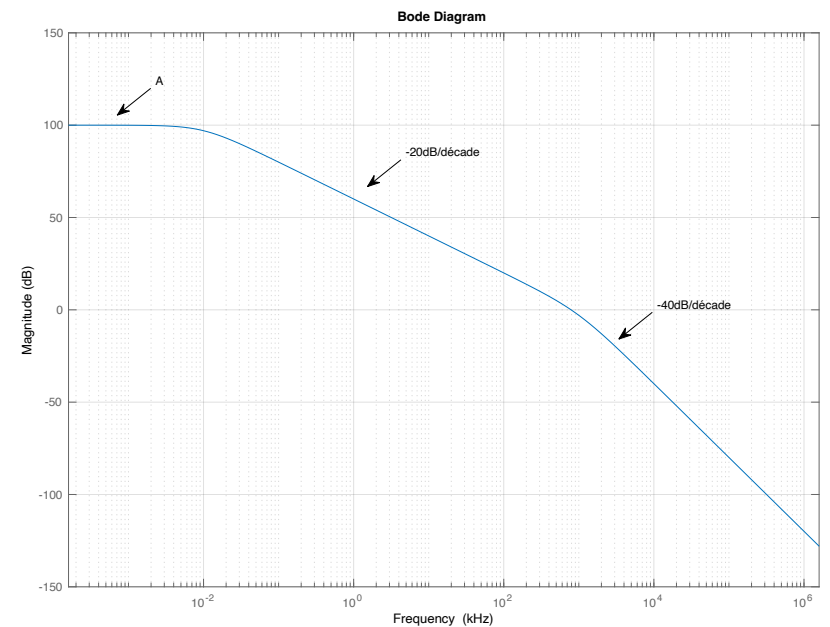
**4.3 Caractéristiques de transfert**

Les caractéristiques de transfert sont définies par le gain en tension en boucle ouverte, le phénomène de triangulation et le taux de réjection de mode commun.

**4.3.1 Gain en tension en boucle ouverte**

**4.3.1.1 Introduction**

Si l'on considère la courbe de réponse en fréquence en boucle ouverte du circuit 741, on trouve un gain  $A \cong 10^5$  jusqu'à 10 Hz (point de cassure à -3 dB), puis une décroissance à -20 dB par décade jusqu'à 3 MHz, puis une décroissance à -40 dB par décade. La fréquence pour laquelle le gain devient l'unité (0 dB) correspond à une fréquence de 1MHz, ce qui assure une instabilité inconditionnelle.



**Figure 91 : Réponse en fréquence AO 741 en boucle ouverte**

On remarque que le gain en statique (pour une fréquence nulle, soit le continu) est très élevé, mais, le premier pôle réduit ce gain à partir d'une fréquence très basse (de quelques hertz à quelques dizaines d'hertz).

Le deuxième pôle est situé beaucoup plus loin : vers 1Mhz pour le  $\mu\text{A}741$ , 4Mhz pour les TL081, LF356...

En fait, dans les amplis inconditionnellement stables, on place volontairement le premier pôle très bas en fréquence (c'est le rôle du condensateur C du schéma de la figure 77), de manière à ce que le gain ait chuté suffisamment pour couper l'axe 0 dB avant la deuxième fréquence de cassure.

De cette manière, pour des gains en boucle fermée jusqu'à 0 dB, le système est du premier ordre, et ne sera donc jamais oscillatoire.

On agit sur le premier pôle, car il est plus difficile technologiquement de reculer le deuxième (et le troisième qui n'est pas loin !) : c'est le cas des amplificateurs rapides, et ils sont chers et délicats à utiliser...

Pour améliorer le gain aux fréquences élevées, on diminue la valeur de la capacité intégrée C : on déplace le premier pôle d'un facteur 5 sur l'axe fréquentiel, et on atteint alors le deuxième pôle pour un gain de l'ordre de 5 avec les amplis courants (LF357, qui est un LF356 décompensé, LM149, qui est un LM148 décompensé, OPA637, qui est un OPA627 décompensé...).

L'amplificateur n'est plus inconditionnellement stable, et ne pourra pas servir dans des applications telles que les suiveurs, dérivateurs, filtres d'ordre 2, montages logarithmiques, redresseurs sans seuils... En revanche, il fera merveille pour des amplis à fort gain : la bande passante sera 5 fois plus élevée qu'avec l'ampli équivalent inconditionnellement stable.

**4.3.1.2 Produit gain fréquence**

Le diagramme de Bode de la réponse fréquentielle illustrée par la figure 90 voit décroître le gain pour un  $\mu A741$  de -20 dB/décade pour atteindre le gain unité à la fréquence de transition  $f_T = 1 \text{ MHz}$ . On constate ainsi que, pour un AO dont la réponse fréquentielle est de l'ordre de 1, le produit gain  $\times$  fréquence est une constante.

C'est pourquoi dans les datasheets, on donne simplement  $A_0$  et  $f_T$ . La fréquence de transition est également désignée sous l'acronyme GBW (Gain Band Width product) puisqu'elle est égale au produit gain  $\times$  fréquence contant pour un modèle d'ordre 1.

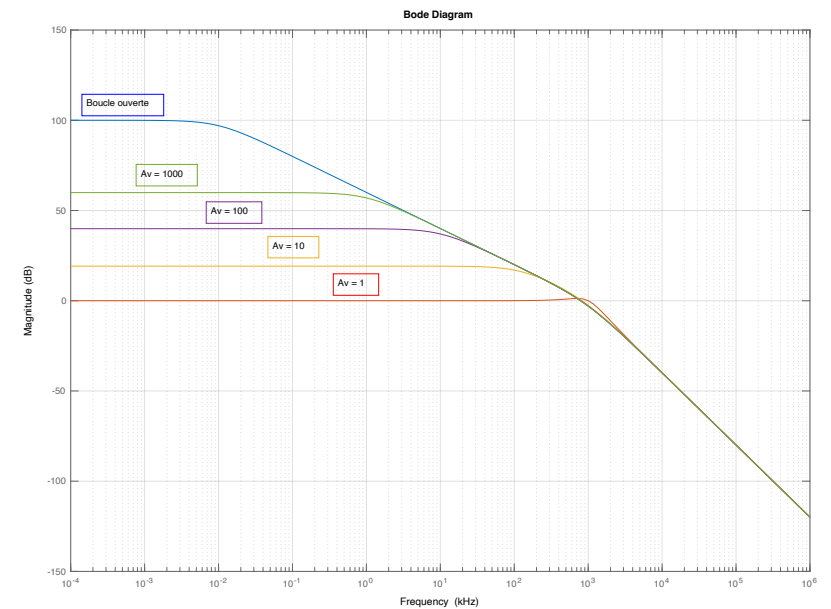
**4.3.2 Gain en tension en boucle fermée**

**4.3.2.1 Généralités**

Lorsqu'on boucle un ampli non inverseur avec un réseau de résistances, tant que le gain de boucle  $\beta A_v$  est élevé (soit à basse fréquence), le gain du système bouclé va tendre vers  $1/\beta$ , à haute fréquence, le gain de boucle va diminuer, pour devenir égal, puis inférieur à la valeur  $1/\beta$ .

$$A'_v = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \approx \frac{1}{\beta} \quad [4.18]$$

Dans ces conditions, la courbe de réponse en fréquence du système bouclé va tendre asymptotiquement vers celle de l'amplificateur.



**Figure 92**

La figure 92 donne le résultat obtenu avec un ampli du type  $\mu A741$  (première cassure à 10Hz, deuxième à 1MHz, gain statique de 100dB).

Si on observe cette figure, on remarque que le produit du gain par la bande passante à -3dB est constant, et égal ici à 1MHz, soit la fréquence pour laquelle le gain en boucle ouverte vaut 1 (0dB). Ce produit est une caractéristique importante de l'amplificateur pour caractériser ses performances en fréquence.

Exemple : 1MHz pour le  $\mu A741$ , 3MHz pour le TL081, 15MHz pour le LM318...



## Amplificateur Opérationnel

On note que cette caractéristique est juste pour les amplis inconditionnellement stables. Pour les amplis décompensés, la fréquence théorique à gain unité est obtenue en prolongeant la droite à -20dB/décade située entre la première et la deuxième cassure jusqu'à l'axe 0dB.

### 4.3.2.2 Caractéristique de transfert montage inverseur

On se propose de faire l'étude détaillée pour le montage inverseur, on obtient l'expression suivante :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A}} \quad [4.19]$$

Aux basses fréquences, on retrouve les formulations d'un AOP en montage inverseur :

$$A \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad [4.20]$$

Pour les hautes fréquences, il faut étudier l'équation [4.19] avec l'expression de A :

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \quad [4.21]$$

Il vient :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_0}\right)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A_0} + \frac{j\omega}{\omega_0} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 A_0} + \frac{1}{R_1 + R_2}\right)}$$

Par suite, on obtient :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A_0} + \frac{j\omega}{\omega_0} \frac{1}{1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2}}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega'_0}\right)} \quad [4.22]$$

Avec :

$$A_0 \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{ et } \omega'_0 = \omega_0 \left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2}\right) \quad [4.23]$$

Pour le  $\mu A741$ , on a les valeurs suivantes :

$$A_0 = 10^5, f_0 = 10\text{Hz} \text{ et } f'_0 = 10 \left(1 + 10^5 \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad [4.24]$$

## Amplificateur Opérationnel

### 4.3.2.3 Mise en évidence de la bande passante pour un montage non inverseur

On peut tout de même illustrer le phénomène de limitation en fréquence sur l'étude d'un montage à contre-réaction de type montage non-inverseur : on considère l'étude expérimentale du montage amplificateur de gain en tension  $A_0 = 100$  défini par le couple 1k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ .

On rappelle l'expression pour le montage non inverseur :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A}} \quad [4.25]$$

Aux basses fréquences, on retrouve les formulations d'un AOP en montage non inverseur :

$$A \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [4.26]$$

Pour les hautes fréquences, on obtient :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A_0} + \frac{j\omega}{\omega_0} \frac{1}{1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2}}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega'_0}\right)} \quad [4.27]$$

Avec  $A_0$  et  $\omega'_0$  définis équation [4.23].

En faisant varier la fréquence du signal d'entrée de forme sinusoïdal on remarque que le montage « amplificateur non inverseur » présenté auparavant ne remplit sa fonction que dans un intervalle de fréquences du signal d'entrée, qui dépend du choix de l'AO utilisé.

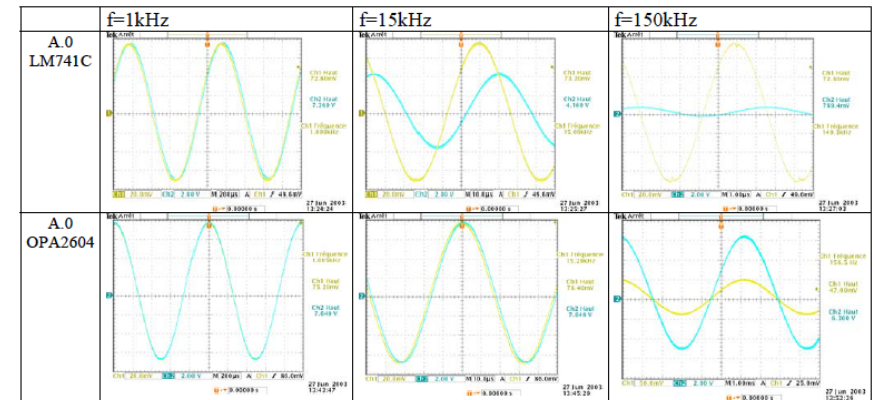


Figure 93 : cf JY. FOURNIOLS

Cette remarque, confirme le résultat obtenu en figure 92, elle traduit la limite fréquentielle  $f_T$  de l'amplificateur opérationnel, fréquence de coupure donnée par le constructeur qui avait été négligée (considérée comme infinie) dans l'hypothèse amplificateur opérationnel idéal.

La valeur de cette nouvelle bande passante peut être calculée en utilisant le modèle de l'AO réel ; ou bien en admettant que le produit [gain stationnaire  $\times$  bande passante du montage] se conserve en boucle ouverte et en boucle fermée, ce que traduit l'équation

$$A_v f_{cr} = A_0 f_T \quad [4.28]$$

Le gain de l'amplificateur contre-réactionné diminue avec le taux de contre-réaction  $\beta$  alors que sa bande passante augmente !

#### 4.4 Réponse temporelle

##### 4.4.1 Introduction

Comme on vient de le voir, la réponse fréquentielle d'un amplificateur est celle d'un circuit du premier ordre. Cela signifie que sa réponse temporelle ne peut pas être instantanée et qu'elle aura la même allure que celle d'un filtre passe bas du premier ordre.

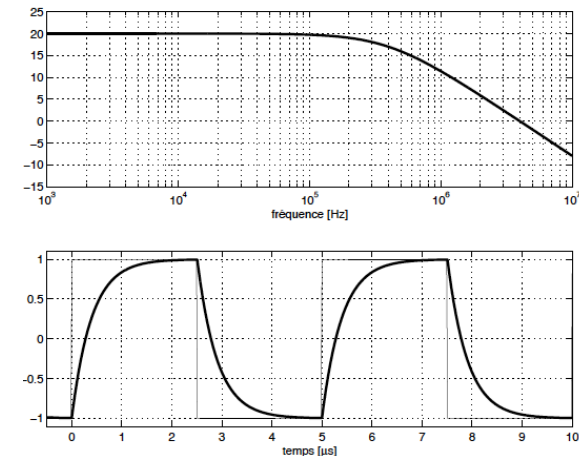
Comme exemple, on considère toujours un filtre non inverseur réalisé avec un LF356 et les résistances  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$ . Sa réponse fréquentielle sera donc de la forme :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_T \frac{R_1}{R_1 + R_2}}} = 10 \frac{1}{1 + j \frac{f}{250 \times 10^3}} \quad [4.29]$$

De la fréquence de coupure, on en déduit la constante de temps

$$\tau = \frac{1}{2 \times \pi \times 250 \times 10^3} \approx 0,64 \mu\text{s}$$

Le diagramme de Bode et la réponse temporelle sont illustrés ci-dessous :



**Figure 94**

Il est important de noter que cette analyse des réponses fréquentielle et temporelle n'est valable que pour des signaux de sortie d'amplitude relativement faible ( $\approx 1 \text{ V}$ ). Pour des signaux de grande amplitude, il existe une autre limite à la rapidité de réponse qui est souvent plus contraignante.

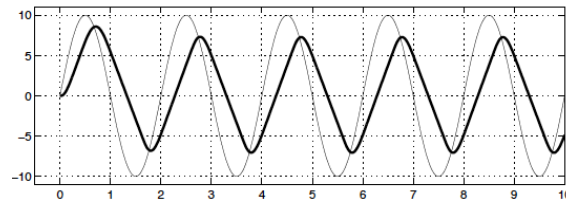
**4.4.2 Slew rate**

Pour des signaux à fortes amplitudes ( $\cong 5V$  et plus), il apparaît sur la réponse temporelle une limitation non linéaire due au temps nécessaire pour charger ou décharger la capacité de compensation interne à l'AO. Cette charge à courant constant ( $2I$  provenance du miroir de courant) caractérise le Slew Rate c'est-à-dire que la tension de sortie évolue de manière linéaire en fonction du temps à une vitesse SR en  $V/\mu s$ .

$$SR = \left| \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right|_{max} = \frac{2I}{C_{bc}}$$

La variation temporelle du signal de sortie est alors limitée par une pente maximum désignée par l'acronyme SR (Slew Rate). Sa valeur s'exprime en volts par microseconde.

Une illustration des déformations consécutives au SR est donnée dans les figures 95 et 96. Ces déformations sont typiques de la réponse des systèmes non linéaires.



**Figure 95**

Dans la figure 95 où la fréquence du signal est de 330 kHz, on voit très nettement la déformation du signal sinusoïdal qui devient presque triangulaire.

Pour qu'un signal sinusoïdal ne soit pas déformé par l'effet du Slew Rate, il suffit que sa pente soit inférieure au SR :

$$\left| \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right|_{max} = |2\pi f A \cos(2\pi ft)|_{max} = 2\pi f A < SR$$

Ce qui, pour une amplitude A donnée, conduit à la fréquence limite

$$f_{max} < \frac{SR}{2\pi A} \tag{4.30}$$

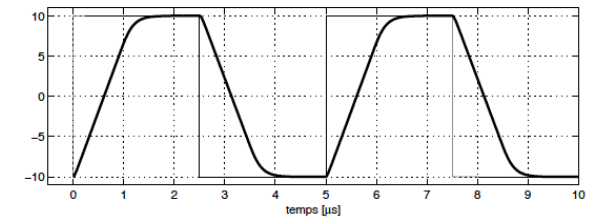
Dans le cas de l'AO LF356, pour un signal d'amplitude A = 10 V, on obtient

$$f_{max} = \frac{12V/\mu s}{2\pi 10V} \approx 195 \text{ kHz}$$

Si on considère la réponse à un signal carré, la pente théorique à l'instant des transitions devrait valoir

$$|p| = \frac{v_{in}(\infty) - v_{in}(0)}{\tau} = \frac{2E}{\tau} = \frac{20V}{0,64\mu s} = 31V/\mu s$$

Comme cette valeur est supérieure au SR qui vaut 12  $V/\mu s$ , le taux de variation de la sortie sera limité à cette valeur comme le montre bien la figure 96.



**Figure 96**

## 5 Bibliographie

JP. ARCHES : « Utilisation pratique des amplificateurs opérationnels », ENSEEIHT Toulouse, 1990-1991.

P. BILDSTEIN: « Filtres actifs - Méthode pratique de réalisation de filtres actifs », Ed. Radio

JY. FOURNIOLS : « Electronique analogique et numérique pour le traitement de l'information », INSA Toulouse, 2015-2016.

J.D GABANO : « L'amplificateur opérationnel », IUT Poitiers, 2002-2003.

J.F GAZIN : « Filtres actifs à amplificateurs opérationnels », Manuel application CIL, Tome 3, Thomson CSF, Secosem, 1974.

S GERONIMI : « Electronique analogique », Université Paul Sabatier Toulouse III, 1988.

AP MALVINO : « Principes d'Electronique », Dunod, 8<sup>ème</sup> édition, 2016.

J MILLMAN : « Micro Electronique », Ediscience, 2003.

F MUDRY : « Electronique analogique : des composants vers les systèmes », HEIG-VD, 2008.

Texas Instruments : « Handbook of Operational Amplifier Applications », SBOA092A, October 2001.

Analog Devices : « Op Amp Applications Handbook », Elsevier, 2004.

<http://www.electronique.aop.free.fr/>

<http://www.bedwani.ch/electro/ch9/index.htm#AO21>

<http://www.robot-maker.com/forum/topic/6394-generateur-de-fonction/page-5>

[http://www.wikiwand.com/fr/Amplificateur\\_op%C3%A9rationnel](http://www.wikiwand.com/fr/Amplificateur_op%C3%A9rationnel)

<http://meteosat.pessac.free.fr>

<b>1</b>	<b>CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL</b>	<b>1</b>
1.1	REPRESENTATION SYMBOLIQUE	2
1.2	CARACTERISTIQUE DE SORTIE	2
1.3	RESISTANCE D'ENTREE – RESISTANCE DE SORTIE	3
1.3.1	Impédance différentielle d'entrée	3
1.3.2	Impédance de sortie	3
1.3.3	Schéma équivalent	4
1.3.4	Alimentation	4
1.3.5	Saturation en courant	5
<b>2</b>	<b>L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL IDEAL</b>	<b>6</b>
2.1	FONCTIONNEMENT EN REGIME LINEAIRE	7
2.1.1	Méthode d'étude	7
2.1.2	Montage suiveur (unity gain follower)	7
2.1.3	Montage inverseur (inverting amplifier)	9
2.1.4	Montage non inverseur (non inverting amplifier)	10
2.1.5	Montage additionneur (adder)	11
2.1.6	Montage soustracteur (subtractor)	12
2.1.7	Montage amplificateur d'instrumentation	14
2.1.8	Montage intégrateur	17
2.1.9	Montage dérivateur	19
2.1.10	Montage logarithmique	20
2.1.11	Montage anti-logarithmique ou exponentiel	22
2.2	FILTRAGE	23
2.2.1	Types de filtres	23
2.2.2	Cellule du premier ordre	23
2.2.3	Cellule du deuxième ordre	33
2.2.4	Structures de filtres	46
2.3	FONCTIONNEMENT EN COMMUTATION	51
2.3.1	Méthode d'étude	51
2.3.2	Compérateurs analogiques	51
2.3.3	Compérateur négatif à hystérésis ou triggers de Schmitt	55
2.3.4	Compérateur positif à hystérésis ou triggers de Schmitt	58
2.3.5	Intérêt des montages compérateur à hystérésis	60
2.3.6	Compérateur de Schmitt de précision	61
2.3.7	Multivibrateurs astables	63
2.3.8	Multivibrateur bistable	66
2.3.9	Multivibrateur monostable	67
2.4	GENERATEUR DE SIGNAUX	71
2.4.1	Générateur de signaux carrés et triangulaires	71
2.4.2	Oscillateur à fréquence réglée par variation de tension	73
2.5	REDRESSEUR	75
2.5.1	Redresseur sans seuil	75
2.5.2	Redresseur simple alternance à configuration inverseur	76
2.5.3	Redresseur double alternance utilisant deux amplificateurs opérationnels	77
2.5.4	Détecteur de valeur crête	78
2.6	GENERATEUR DE FONCTIONS	79
2.6.1	Conformateur à diodes	79
2.6.2	Conformateur à diodes à AOP	81
<b>3</b>	<b>SCHEMA INTERNE DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL 741</b>	<b>82</b>
3.1	LES SOURCES DE COURANT	82
3.2	L'ETAGE DIFFERENTIEL	83
3.3	L'ETAGE D'AMPLIFICATION EN TENSION	83

3.4	L'ETAGE D'AMPLIFICATION EN TENSION.....	83
<b>4</b>	<b>L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL REEL : LIMITATION .....</b>	<b>84</b>
4.1	CARACTERISTIQUES D'ENTREE.....	84
4.1.1	Tension de décalage – Offset Voltage.....	84
4.1.2	Courant de polarisation – Bias current.....	85
4.1.3	Courant de décalage – Offset Current.....	87
4.1.4	Compensation de l'erreur de décalage : balancing circuit.....	87
4.1.5	Impédances d'entrée : input impédances.....	89
4.1.6	Tension d'entrée maximale.....	91
4.2	CARACTERISTIQUES DE SORTIE.....	91
4.2.1	Résistance de sortie.....	91
4.2.2	Tension maximale de sortie.....	93
4.2.3	Courant maximal de sortie.....	93
4.3	CARACTERISTIQUES DE TRANSFERT.....	94
4.3.1	Gain en tension en boucle ouverte.....	94
4.3.2	Gain en tension en boucle fermée.....	96
4.4	REPONSE TEMPORELLE.....	100
4.4.1	Introduction.....	100
4.4.2	Slew rate.....	101
<b>5</b>	<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>103</b>