

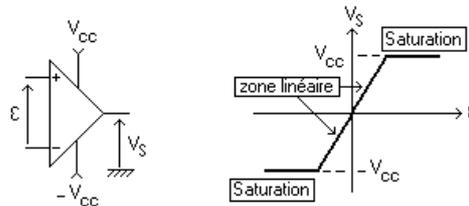
- Amplificateur opérationnel -

L'amplificateur opérationnel est un composant utilisé usuellement en électronique (amplification d'une tension ou du courant d'une photodiode, étage suiveur qui évite de charger l'étage électronique précédent...). L'objectif de ce cours est de préparer le TP correspondant. On rappelle notamment les différentes limitations rencontrées sur ce genre de composant, afin de pouvoir les utiliser à bon escient.

I. Modélisation de l'amplificateur opérationnel:

L'amplificateur opérationnel est un composant actif (il est réalisé à partir de transistors). Pour fonctionner, il doit donc être polarisé (entre $-15V$ et $+15V$ pour le composant que nous allons étudier dans le TP). Suivant le montage réalisé, il peut fonctionner en amplificateur (il est alors polarisé en zone linéaire) ou en comparateur (dans ce cas, il va fonctionner en passant d'une zone de saturation à l'autre).

Le composant peut être représenté comme suit:



La caractéristique représentée à côté du schéma du composant est sa caractéristique statique. Elle dépend de la fréquence et est donc susceptible d'évoluer avec la fréquence.

rq : Il arrive que l'AOP polarisé en zone linéaire, fonctionne en saturation, quand la tension d'entrée conduit à une tension de sortie qui doit dépasser V_{CC} en valeur absolue

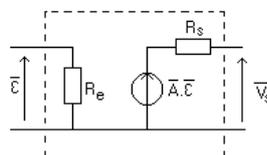
rq: Il faut noter qu'au sens strict, l'amplificateur opérationnel est conçu pour fonctionner en amplificateur. Son comportement en comparateur est médiocre, notamment à cause des temps de commutations trop longs. Aussi, lorsque l'on cherche à réaliser un comparateur convenable, on utilisera un composant référencé explicitement comme comparateur et non un amplificateur opérationnel (ces composants ont des structures internes différentes).

I.1. Modélisation dynamique: (on néglige, pour l'instant, les imperfections statiques, telles que les courants de défaut ou la tension de décalage).

I.1.1. Modélisation du composant en boucle ouverte.

- *Modélisation d'un amplificateur de tension.*

Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel est chargé de réaliser une amplification de tension, il peut être modélisé comme tel, en introduisant une résistance d'entrée R_e , une résistance de sortie R_s et un gain en tension A , ce qui nous ramène au schéma de la figure suivante:



- *Précision sur le gain en tension du composant.*

En première approximation, on peut considérer que le gain en tension de l'amplificateur opérationnel correspond à un comportement de filtre passe-bas du premier ordre. Ce gain, appelé également gain en boucle ouverte, peut donc se mettre sous la forme suivante:

$$\bar{A} = \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

Dans le TP, nous allons surtout étudier un composant particulier, le TL081. Il s'agit d'un amplificateur bon marché, réalisé à partir de transistors MOS. Le procédé de fabrication conduit à une dispersion importante sur les valeurs de A_0 et f_0 (nous verrons par la suite que la précision sur ces valeurs a peu d'importance). On peut néanmoins se ramener aux ordres de grandeur suivants:

$$A_0 \approx 10^5 \text{ et } f_0 \approx 10\text{Hz}$$

L'ordre de grandeur du produit $A_0 \cdot f_0$ est l'un des paramètres les plus importants du composant. Nous allons voir qu'il détermine la plage de fréquence dans laquelle on peut l'utiliser comme amplificateur.

rq : Suivant les applications souhaitées, on peut avoir recours à une modélisation plus subtile du composant, en tenant compte notamment de fréquences de coupure supplémentaire. Le système est alors vu comme étant d'ordre supérieur à 1.

- *L'impédance d'entrée.*

L'impédance d'entrée des AOP doit être la plus grande possible, afin que ce dernier appelle le courant le plus faible possible sur les étages qui le précèdent (ces derniers gardent alors des caractéristiques proches de ce qu'elles étaient à vide). La valeur de l'impédance d'entrée est de l'ordre de $10^{12} \Omega$ pour un TL081 et $500 \text{ k}\Omega$ pour le $\mu\text{A}741$.

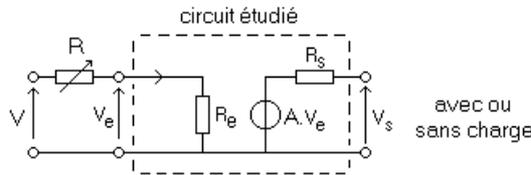
- *L'impédance de sortie.*

L'impédance de sortie est faible, ce qui est nécessaire pour que l'AOP soit un bon amplificateur de tension (la tension de sortie doit varier le moins possible avec le courant de sortie, ce qui équivaut à dire que la chute de tension dans la résistance de sortie est négligeable devant la tension de sortie).

I.1.2. Rappel : détermination expérimentale d'une résistance d'entrée et d'une résistance de sortie.

- *Impédance d'entrée :*

Pour mesurer l'impédance d'entrée d'un montage électronique (chargé ou non), on peut placer une résistance variable en série avec l'entrée du circuit.



On obtient alors $V_e = V \cdot R_e / (R_e + R)$

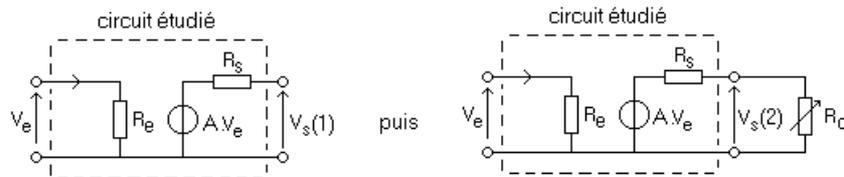
On fait alors varier R jusqu'à ce que $V_e = V/2$, ce qui signifie alors que $R = R_e$.

rq : La résistance obtenue peut dépendre de l'état de charge du circuit étudié. On fera la mesure pour l'état de charge adapté aux conditions d'emploi du circuit étudié.

rq : Il faut noter que dans le cas d'impédances d'entrée très importantes, on risque, en mettant des appareils de mesures (voltmètre ou oscilloscope) de mesurer l'impédance d'entrée de ces derniers, plutôt que celle du circuit recherché...

- *Impédance de sortie :*

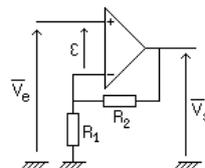
On commence par mesurer la tension de sortie du circuit lorsqu'il est à vide, pour une tension d'entrée donnée et fixée. On place ensuite une résistance de charge variable en sortie et on la fait varier jusqu'à ce que la tension de sortie en charge vaille la moitié de la tension que l'on avait à vide. Alors, $R_c = R_s$.



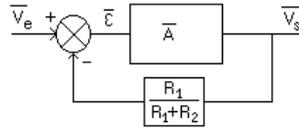
I.1.3. L'amplificateur opérationnel en boucle fermée: exemple du montage non inverseur.

- *Le problème fondamental du produit gain-bande (on suppose R_e infinie et R_s nulle).*

Dans la plupart des cas, l'amplificateur opérationnel est utilisé en boucle fermée (système rétroactionné). Nous allons étudier le montage suivant :



Si on remplace l'AOP par son modèle. Si on suppose que la résistance d'entrée est infinie et que la résistance de sortie est nulle, alors on peut se ramener au schéma bloc de la figure suivante:



La fonction de transfert en boucle fermée de ce montage est donnée par la formule suivante:

$$\frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e} = \frac{\bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}}{1 + \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A_0}{1 + A_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A_0'}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0 \cdot (1 + A_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2})}}$$

On constate que le gain statique A_0' de ce montage, si on suppose que A_0 est très grand, est conforme au résultat trouvé usuellement quand on suppose que le gain est infini, à savoir

$$A_0' = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

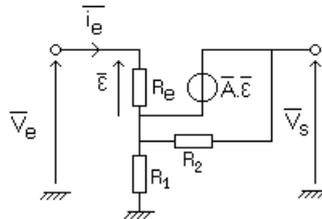
On constate également que le **produit gain-bande est constant** et que

$$A_0' \cdot f_0' = A_0 \cdot f_0$$

Le produit gain bande en boucle ouverte est donc conservé lorsque l'on travaille en boucle fermée. Si on cherche à réaliser un montage non inverseur à **fort gain statique, la bande passante du montage sera faible**. Si on cherche, en revanche, une grande bande passante, on devra travailler avec des étages à faible gain (pour obtenir un fort gain avec une grande bande passante, on peut mettre plusieurs étages identiques en cascade...mais l'ordre augmente).

• *Influence de l'impédance d'entrée.*

L'impédance d'entrée d'un montage électronique est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée vu par ce dernier. Dans le cas d'un montage non inverseur, si on néglige la résistance de sortie du composant et si on suppose que le montage n'est pas chargé, alors, on se retrouve dans la configuration suivante



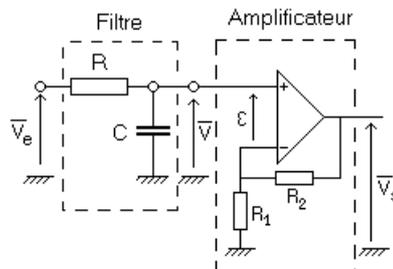
Si on travaille à fréquence suffisamment basse (dans la bande passante du circuit), on peut supposer que l'impédance d'entrée du composant est une résistance R_e et que son gain en tension est un scalaire A_0 . Dans ce cas, $R_{ea} = V_e / i_e$, résistance d'entrée globale du circuit vaut

$$R_{ea} = R_e + R_1$$

Cette résistance d'entrée est supérieure à celle du composant seul.

Application : Nous allons considérer le cas simple d'un montage non inverseur destiné à amplifier la tension de sortie d'un filtre passe bas du premier ordre de type RC. Nous allons voir que si l'impédance d'entrée du composant est trop faible, l'étage amplificateur va modifier la réponse du filtre.

Considérons le montage simple suivant :



En l'absence de charge (sortie du filtre sur impédance infinie), ce dernier a pour caractéristique de transfert

$$\frac{\bar{V}}{\bar{V}_e} = \frac{1}{1 + R.C.P}$$

Si l'étage amplificateur (amplificateur opérationnel et résistances associées) est chargé par une impédance d'entrée R_{ea} , cette fonction de transfert devient

$$\frac{\overline{V}}{\overline{V_e}} = \frac{\frac{R_{ea}}{R_{ea} + R}}{1 + \frac{R_{ea} \cdot R}{R_{ea} + R} \cdot C.P}$$

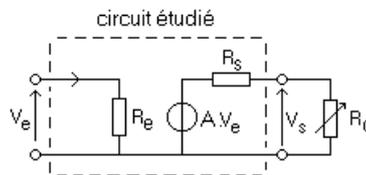
On constate qu'une atténuation et une modification de la pulsation de coupure ont été introduites. En revanche, plus R_{ea} sera grande devant R du filtre moins elle aura une influence sur les caractéristiques de ce dernier.

rq : Dans le cas d'un TL081, l'impédance d'entrée du montage non inverseur est tellement grande qu'on peut la considérer comme infinie (elle n'est même pas mesurable avec des moyens simples). En revanche, dans le cas du $\mu A741$, il peut être nécessaire de faire attention dans certains cas...

rq : pour d'autres montages à base d'amplificateur opérationnel, l'impédance d'entrée dépendra beaucoup plus des résistances associées qu'à l'amplificateur opérationnel lui-même (cas du montage inverseur par exemple). Il faudra donc être vigilant sur le choix des résistances utilisées...

- *Influence de l'impédance de sortie sur le comportement d'un amplificateur de tension.*

Considérons que le montage soit chargé par une résistance R_c . Alors, si R_s est la résistance de sortie du circuit étudié, on se retrouve dans la configuration suivante :



Dans le cas d'un amplificateur de tension, on va chercher à ce que la tension de sortie ressemble le plus possible à $A.V_e$. Pour cela, il faut que la chute de tension dans R_s reste la plus faible possible devant $A.V_e$. Or, cette dernière vaut

$$\Delta V = R_s \cdot \frac{A.V_e}{R_c + R_s}$$

La condition sera donc satisfaite si $R_c \gg R_s$, ce qui montre que pour les amplificateurs de tension, on a intérêt à réaliser des circuits avec une résistance de sortie la plus faible possible.

rq : dans le cas d'un montage amplificateur non inverseur à base de TL081, on a R_s qui est inférieur à 1Ω .

1.1.4. Vitesse de variation limite de V_s : "slew rate".

De par sa conception, l'AOP ne peut pas fournir une tension de sortie dont la pente dépasse, en valeur absolue, une valeur limite σ , appelée "slew rate".

$$\sigma = \left(\frac{dV_s}{dt} \right)_{\max}$$

- Cet effet non linéaire se manifeste, par exemple, lorsque l'on travaille avec des sinusoïdes de forte amplitude à haute fréquence (la pente maximale d'une sinusoïde d'amplitude S et de pulsation ω est $S \cdot \omega$). Ainsi, dans le cas d'un montage suiveur (en rappeler l'utilité), on va constater que lorsque $S \cdot \omega$ dépasse σ , le signal de sortie n'est plus de même forme que le signal d'entrée. On fera la même constatation pour des signaux d'entrée triangulaires de forte pente, ou pour des signaux en créneau au voisinage des fronts.

- Il est également particulièrement pénalisant lorsque l'on cherche à faire fonctionner l'AOP en comparateur, ce qui demande d'effectuer des commutations rapides entre $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$. Ainsi dans le cas d'un montage astable, alors qu'on s'attend à récupérer des créneaux en sortie, on risque d'obtenir des triangles lorsque la période d'oscillation sera trop brève (les fronts de sortie ne se font pas avec une pente infinie mais avec une pente σ ce qui impose une commutation de durée $\sigma \cdot T/2$, si on veut atteindre les états de saturation...)

- Application des problèmes précédents à un exemple simple.

On veut réaliser un étage amplificateur non inverseur de gain 10 avec un TL081 ayant un produit gain-bande de 10^6 Hz et un slew rate de 10 V/ μ s. En sortie, on veut amplifier un signal sinusoïdal ayant une amplitude maximale de $1V$ après une amplification de gain 10.

a/ En considérant chaque défaut séparément, à quelle fréquence la coupure du composant et le slew rate vont-ils se manifester ? Comment peut-on augmenter la fréquence limite liée au slew rate ?

b/ Que va-t-il se passer si on augmente le gain ?

c/ Comment faire si on veut travailler au-delà des fréquences limites ?

a/ La coupure à -3 dB se situe à 100 kHz

Le slew rate se manifeste quand $S.2.\pi.f$ dépasse σ soit à 160 kHz environ. Pour augmenter cette fréquence, il faut diminuer l'amplitude du signal de sortie (et donc celle de l'entrée pour un gain donné...).

rq : Les deux phénomènes risquent de se produire en même temps car les deux fréquences limites sont voisines.

b/ Si on augmente le gain, on va abaisser les fréquence limites. On risque, par ailleurs de voir apparaître des problèmes de saturation....

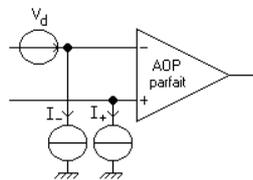
c/ Si on veut travailler à des fréquences plus importantes, il faut choisir un autre modèle d'amplificateur opérationnel qui présente un produit gain-bande et un slew rate plus élevés...

I.2. Prise en compte des imperfections statiques. (ces imperfections sont très faibles sur les AOP modernes, mais elles se manifestent tout de même de façon nuisible dans le cas de certains montages, et notamment pour l'intégrateur). Lorsque l'on s'intéresse à ces défauts, on considère souvent le gain infini, afin de simplifier l'étude.

I.2.1. Modèle.

Le fait que l'AOP soit un composant actif, réalisé à base de transistors, impose l'utilisation de sources de polarisations. Ces sources sont à l'origine des défauts dont nous allons parler maintenant.

Pour les prendre en compte, l'AOP va être représenté de la façon suivante:



Le constructeur définit souvent les paramètres suivants :

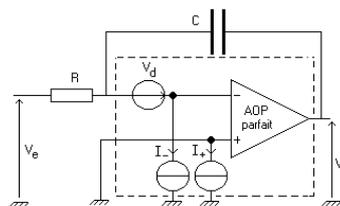
$$I_p = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad \text{courant de polarisation.}$$

$$I_d = |I_+ - I_-| \quad \text{courant de décalage.}$$

Dans la suite, on verra qu'il est souvent possible de compenser l'effet parasite de I_p sur la tension de sortie de l'AOP en ajoutant des résistances judicieusement choisies (Cf I.2.3 et I.2.4).

I.2.2. Application à un exemple: dérive d'un intégrateur.

On peut essayer d'appliquer le modèle représentant les défauts statiques au montage intégrateur ce qui conduit au schéma suivant :



Supposons que l'entrée v_e soit nulle (entrée mise à la masse). On doit avoir une sortie nulle si on néglige les courants de défaut. Dans la pratique, on observe que la sortie passe très rapidement en saturation.

A partir du schéma de la figure 6, on peut écrire que la tension aux bornes de la capacité est donnée par

$$v_c = -V_d - v_s$$

Le courant dans la capacité est donné par

$$i_c = \frac{V_d}{R} - I_-$$

Comme on a

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt}$$

Si on suppose que v_c est nulle à l'instant initial, on obtient

$$v_c(t) = \frac{\left(\frac{V_d}{R} - I_-\right)}{C} \cdot t$$

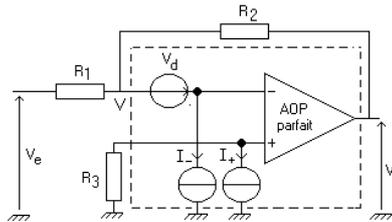
Malgré l'absence de tension en entrée, la tension v_c va donc évoluer linéairement (de façon croissante ou décroissante suivant la valeur des différents termes), jusqu'à ce que v_s atteigne V_{cc} ou $-V_{cc}$ suivant les cas.

En travaillant avec des valeurs de R judicieusement choisies, on peut estimer I_- et V_d en mesurant la pente de la droite décrite par $v_s(t)$.

Dans le cas d'un TL081 pour lequel V_d de l'ordre du mV et I_- de l'ordre de 100 pA, on peut calculer qu'une résistance de 10 k Ω et qu'une autre de 1M Ω conviennent.

I.2.3. Autre méthode de mesure des différents défauts statiques.

On considère le montage suivant



Dans le cas d'un AOP sans le moindre défaut, il s'agirait d'un montage amplificateur inverseur et la résistance R_3 serait inutile. Nous allons voir qu'en donnant à R_3 une valeur particulière (dépendant de R_1 et R_2), on peut limiter l'incidence de certains défauts statiques. Ce type de montage permet par ailleurs, en prenant différentes associations de valeurs de résistance de se ramener à la valeur des défauts statiques.

On a les relations suivantes

$$V_+ = -R_3 \cdot I_+ \quad ; \quad V = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} - I_- \right) \quad ; \quad V_- - V = V_d \quad ; \quad V_+ = V_-$$

On pose

$$I_p = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad \text{et} \quad I_d = I_- - I_+$$

D'où

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_d + R_2 \cdot \left(1 - R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right) \cdot I_p + \frac{R_2}{2} \cdot \left(1 + R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right) \cdot I_d$$

Le premier terme correspond à la réponse du circuit parfait, le second indique l'incidence de la tension de décalage. On constate qu'il existe une valeur de R_3 qui permet d'annuler l'incidence de I_p . C'est tout l'intérêt de placer une résistance R_3 (si on prend R_3 nulle, l'incidence des courants de polarisation est plus importante...).

Pour estimer V_d , I_p et I_d , on peut procéder de la façon suivante :

- on force v_e à 0 (mise à la masse).
- on s'impose R_3 pour éliminer le rôle de I_p et on choisit judicieusement deux couples de valeur pour R_1 et R_2 (ce qui impose de changer R_3 à chaque fois). On s'impose $R_2 = 100 \cdot R_1$ pour avoir une valeur de v_s à mesurer suffisante... On a alors

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_d + R_2 \cdot I_d$$

2 équations et deux inconnues... on trouve V_d et I_d ...

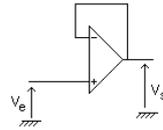
II. Exemples de montages usuels.

L'amplificateur opérationnel est un élément qui permet de réaliser de nombreuses opérations électroniques dont nous allons présenter quelques exemples.

Dans la pratique, on fera en sorte de se placer dans le cas où les imperfections du composant ne se font pas sentir (ce qui peut conduire à choisir des modèles moins courants que le TL081...). Dans la suite, nous supposons donc que le composant est assimilable à un composant parfait.

II.1. Le montage suiveur.

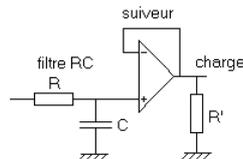
Ce montage permet d'éviter d'appeler un courant sur l'étage qui le précède (ce qui conduit souvent à en altérer les caractéristiques). Il se présente de la façon suivante :



Pour un amplificateur parfait, on obtient
rq : attention à la bande passante du composant et au « slew rate »...

$$v_e(t) = v_s(t)$$

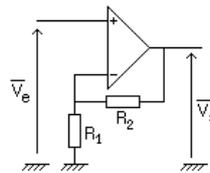
- Exemple d'application :



Dans cet exemple, le suiveur permet d'éviter que la résistance de charge R' du filtre passe-bas de type R-C, ne modifie la fréquence de coupure de ce dernier.

II.2. Les étages amplificateurs.

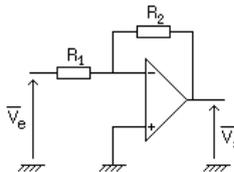
- Amplificateur non inverseur :



Dans la bande passante du composant et en l'absence de « slew rate », on a

$$\frac{v_s}{v_e} = 1 + R_2/R_1$$

- Amplificateur non-inverseur :

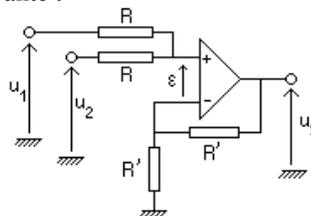


Dans la bande passante du composant et en l'absence de « slew rate », on a

$$\frac{v_s}{v_e} = -R_2/R_1$$

II.3. Le sommateur.

Ce montage se présente de la façon suivante :

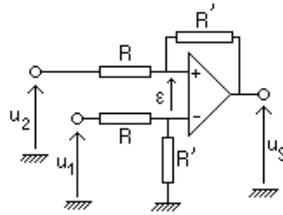


En sortie, on a :

$$u_s(t) = u_1(t) + u_2(t)$$

II.4. Le soustracteur.

Ce montage se présente de la façon suivante :



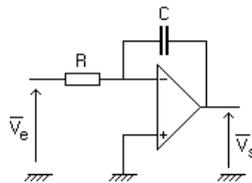
En sortie, on a :

$$u_s(t) = \frac{R'}{R} \cdot (u_1(t) - u_2(t))$$

rq : on utilise fréquemment des résistances de précision médiocre (valeur connue à 5 ou 10 % près). Cela peut provoquer des écarts notables entre les deux résistances R et les deux résistances R' ce qui amène une légère pondération dans l'addition ou la soustraction. Pour éviter ce problème, on peut avoir recours à des résistances plus précises, mais plus coûteuses...

II.5. L'intégrateur.

Si le composant ne présentait pas de tension de décalage ni de courants de défauts, on réaliserait l'intégrateur de la façon suivante :

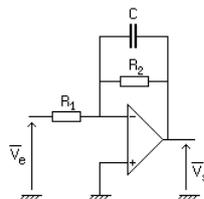


On a théoriquement

$$v_s(t) = -\frac{1}{R.C} \int v_e(t).dt \quad \text{soit en terme de fonction de transfert}$$

$$\frac{v_s(p)}{v_e(p)} = \frac{-1}{R.C.p}$$

Dans la pratique, un très faible courant (quelques pA) suffit à faire partir le montage en saturation. C'est pourquoi on modifie le montage de la façon suivante :



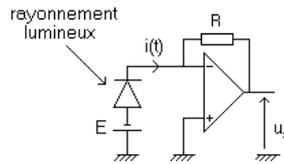
La nouvelle fonction de transfert est

$$\frac{v_s(p)}{v_e(p)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2.C.p}$$

Ce montage est un passe-bas du premier ordre inversé (gain négatif). Si on travaille au-delà de la pulsation de coupure, ce montage se comporte comme un intégrateur. En revanche, avant la coupure, les signaux ne sont pas intégrés. C'est notamment le cas des défaut continus (très faibles) qui sont juste multipliés par une constante ce qui modifie le signal de sortie d'un faible offset, généralement négligeable dans les expériences que nous ferons en TP.

II.5. L'amplificateur de courant.

La photodiode est un récepteur couramment utilisé dans les expériences d'optique. Les appareils de mesures et d'observation (oscilloscopes...) sont sensibles à la tension. Aussi, pour obtenir une tension image du courant d'amplitude suffisante, on va réaliser le montage suivant :

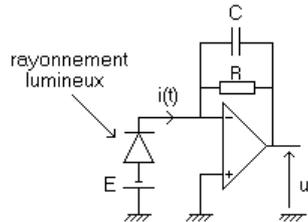


La photodiode va se comporter comme un générateur de courant (dont le débit va dépendre du flux lumineux et de la polarisation inverse E). On récupère une tension de sortie de la forme suivante :

$$u_s(t) = -R.i(t)$$

L'amplification se fait tout simplement par l'intermédiaire de la résistance R...

Si on cherche par ailleurs à filtrer les parasites haute fréquence, on peut rajouter une capacité ce qui conduit au montage suivant :



La nouvelle fonction de transfert vaut alors :

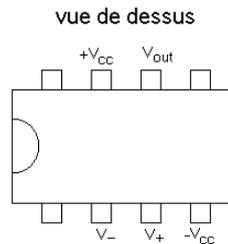
$$U_s(p) = -\frac{R}{1 + R.C.p}$$

Ce montage se comporte comme le précédent pour les fréquences suffisamment inférieures à $1/(2.\pi.R.C)$. Au-delà, le comportement du système est celui d'un filtre passe-bas. Ce circuit sera vu lors du TP sur les photorécepteurs...

III. Aspect pratique.

III.1. Brochage du TL081 et du AO741.

Ce brochage se présente de la façon suivante :



III.2. Caractéristiques de différents amplificateurs opérationnels

Dans les TP, nous serons amenés à travailler le plus souvent avec des TL081. Ces composants sont bon marché et présentent des caractéristiques satisfaisantes pour des montages courants. Néanmoins, il existe un grand nombre d'amplificateurs différents, présentant des caractéristiques plus performantes, destinés à des applications plus évoluées (amplification d'instrumentation bas bruit, haute fréquence...). A titre d'exemple, on donne les caractéristiques suivantes :

- TL081 : $V_d \approx 3\text{mV}$; $I_p \approx 30\text{pA}$; $I_d \approx 5\text{pA}$; $\sigma \approx 13\text{V}/\mu\text{s}$; $R_{ed} \approx 10^{12}\Omega$
- $\mu\text{A}741$: $V_d \approx 1\text{mV}$; $I_p \approx 80\text{nA}$; $I_d \approx 20\text{nA}$; $\sigma \approx 0,5\text{V}/\mu\text{s}$; $R_{ed} \approx 10^6\Omega$
- LMC6001 (instrumentation): $I_p \approx 25\text{fA}$
- LM6132 : $V_d \approx 0,25\text{mV}$
- LF 157 : $\sigma \approx 50\text{V}/\mu\text{s}$
- LM 7171 : $\sigma \approx 4100\text{V}/\mu\text{s}$