

Les divers modes de fonctionnement d'un Amplificateur Linéaire Intégré (amplificateur opérationnel)

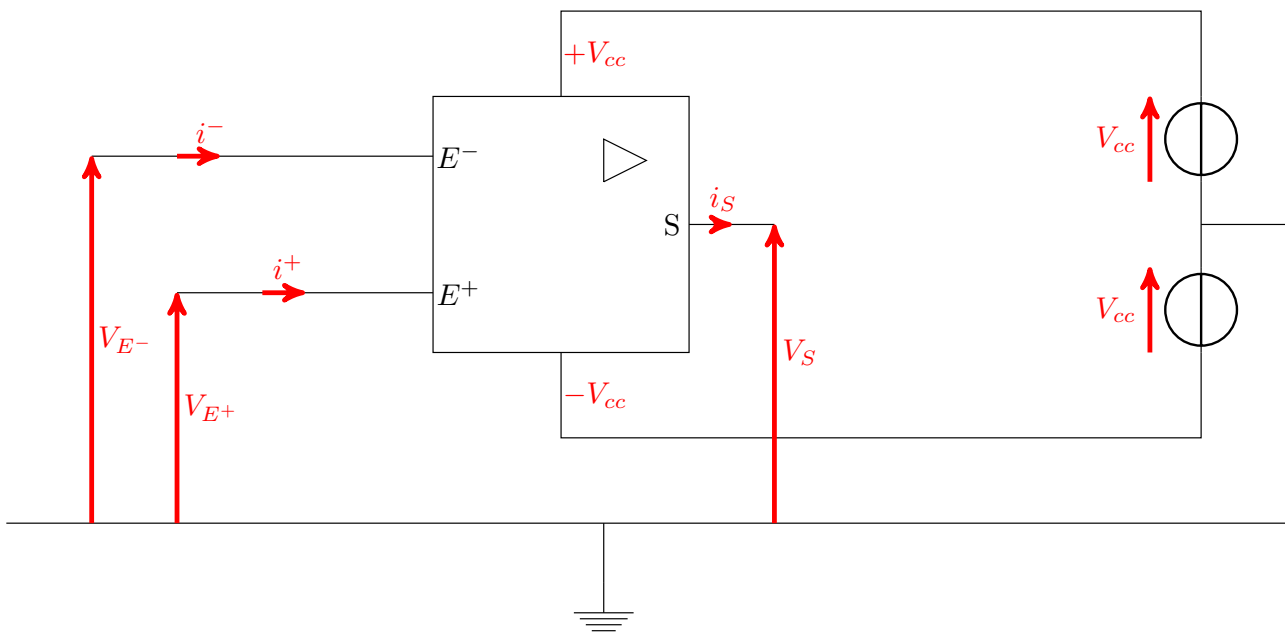
I. Fonction de transfert d'un ampli. op.

Nous supposons l'ampli.op. alimenté symétriquement sous tension continue avec $V_{cc} = 15V$; le point milieu de l'alimentation symétrique étant la masse du montage. Les courants d'entrée sont d'intensités négligeables puisque, avec les ampli. op. de types courants :

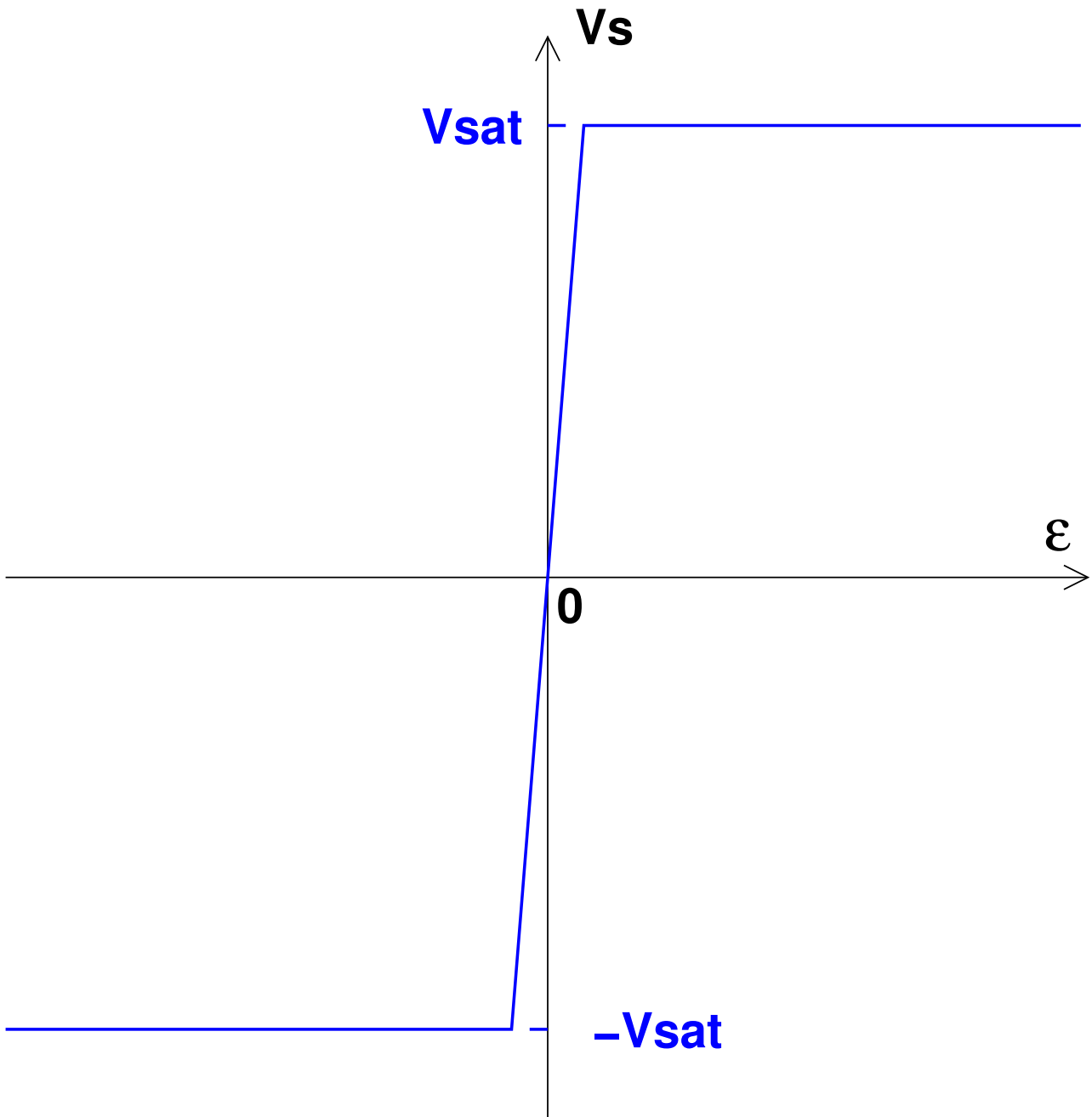
$$|i_+| < 1nA \text{ et } |i_-| < 1nA$$

Nous supposons aussi l'impédance de sortie de l'ampli. op. nulle; en pratique la sortie de l'ampli. op. se comporte en générateur idéal de tension tant que la valeur absolue de l'intensité du courant de sortie n'excède pas la vingtaine de milliampères.

Remarque : par soucis de simplification, les générateurs de tension continue d'alimentation de l'ampli.op. ne sont pas toujours représentés sur les schémas de circuits.



Nous nous intéressons maintenant aux variations de la tension de sortie V_S en fonction de la tension différentielle : $\varepsilon = V_{E+} - V_{E-}$. Aux fréquences pas trop élevées (pas plus de quelques kilohertz pour les modèles d'ampli. op. les plus courants) la fonction de transfert f telle que $V_S = f(V_e)$ se représente graphiquement de la façon suivante :



Trois régimes de fonctionnement sont possibles :

- 1° : le régime linéaire : $Vs = A \cdot \varepsilon$ avec A : constante positive ;
- 2° : le régime de saturation haute : $Vs = Vsat$: constante positive ;
- 3° : le régime de saturation basse : $Vs = -Vsat$.

Quand l'alimentation de l'ampli. op. est comme ici symétrique, les tensions de saturation haute et basse sont aussi deux valeurs sensiblement opposées avec une différence ($V_{cc} - V_{sat}$) de l'ordre du volt.

La valeur de A dépend de la fréquence ; aux fréquences pas trop élevées (quelques kilohertz au plus) cette valeur est très grande devant 1 : de l'ordre de 10^5 à 10^4 . Dans ces conditions, le segment correspondant au régime linéaire est quasi vertical : la valeur absolue de la tension différentielle est très faible et en général négligeable. Négliger cette tension différentielle revient à considérer l'ampli. op. comme parfait. Un ampli. op. parfait a donc trois régimes de fonctionnement que l'on peut caractériser ainsi :

{	régime linéaire :	$\varepsilon = 0$	$-Vsat < Vs < Vsat$
	régime de saturation haute :	$\varepsilon > 0$	$Vs = Vsat$
	régime de saturation basse :	$\varepsilon < 0$	$Vs = -Vsat$

II. Condition nécessaire au fonctionnement en régime linéaire de l'ampli. op.

Pour simplifier, nous allons continuer à considérer les impédances d'entrées de l'ampli. op. infinies et l'impédance de sortie nulle comme déjà expliqué. En revanche, nous allons considérer que la fonction de transfert de l'ampli. op. réel est celle d'un filtre passe-bas de très faible fréquence de coupure et d'amplification maximale très grande. En régime sinusoïdal établi, cela correspond à la fonction de transfert suivante :

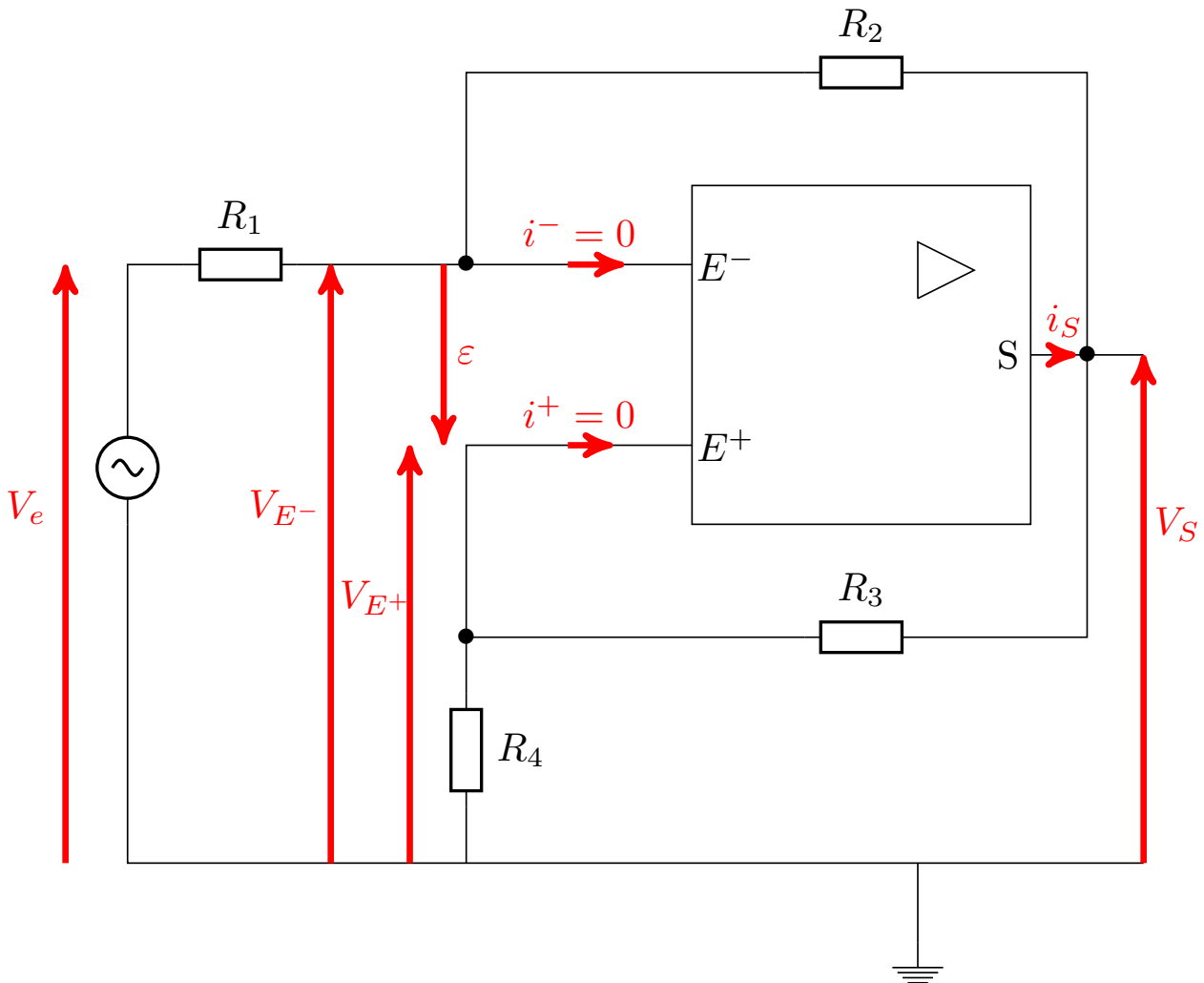
$$\underline{\mu} = \frac{V_S}{\varepsilon} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

avec : $A_0 = 2,2 \cdot 10^5$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ avec : $f_0 = 12 \text{ Hz}$.

Sachant que multiplier le complexe associé à une grandeur sinusoïdale par $j\omega$ est équivalent à prendre le complexe associé à la dérivée de cette grandeur sinusoïdale par rapport au temps, la valeur instantanée de V_S est liée à la valeur instantanée de la tension différentielle par :

$$A_0 \cdot \varepsilon = V_S + \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dV_S}{dt}$$

Appliquons ce résultat à un montage comportant à la fois une liaison par résistance entre l'entrée inverseuse et la sortie et une liaison par résistance entre l'entrée non inverseuse et la sortie de l'ampli.op.



Théorème de Millman appliqué en E^- :

$$\underline{V_{E^-}} = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_S}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 \cdot V_e + R_1 \cdot V_S}{R_1 + R_2}$$

L'ensemble $\{R_3, R_4\}$ constitue un diviseur de tension :

$$\underline{V_{E+}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \underline{V_S}$$

Propriété de l'ampli. op. :

$$\underline{V_S} = \mu \cdot (\underline{V_{E+}} - \underline{V_{E-}}) = \mu \cdot \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot \underline{V_S} - \mu \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \underline{V_e}$$

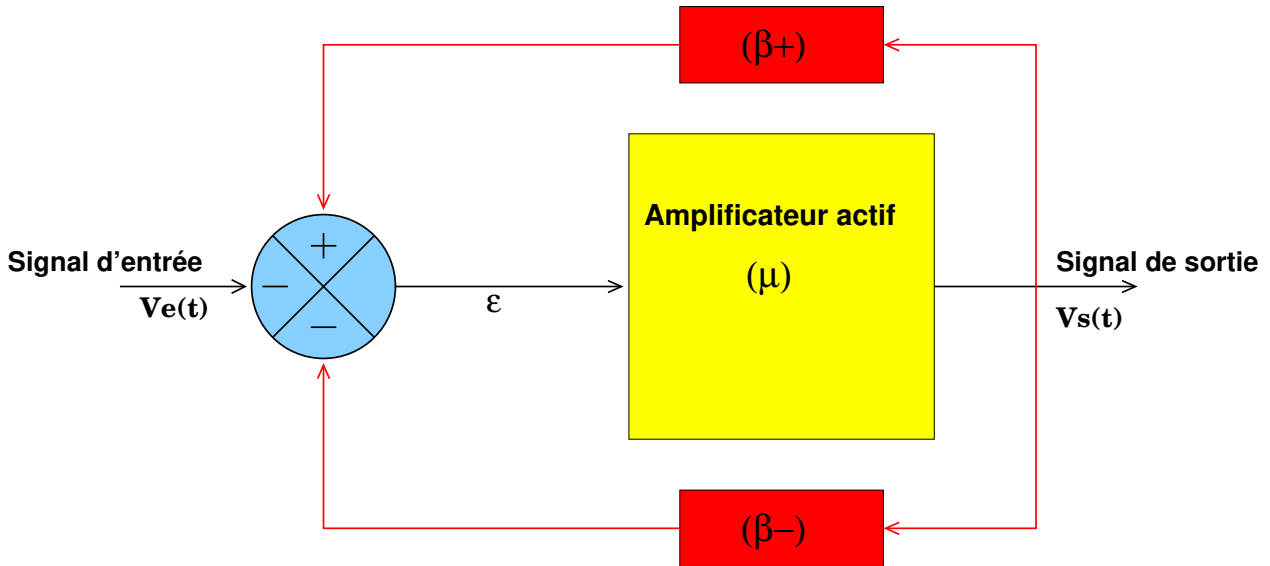
Posons, pour alléger les notations :

$$\beta^+ = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad ; \quad \beta^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad ; \quad \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

L'équation précédente peut s'écrire sous la forme :

$$\underline{V_S} = \mu [-\alpha \underline{V_e} + (\beta^+ - \beta^-) \underline{V_S}]$$

Le fonctionnement du circuit peut être visualisé sous forme de "schéma-bloc" de la façon suivante :



La proportion β^+ du signal de sortie est réinjectée en entrée et **ajoutée** au signal d'entrée : β^+ est appelée "coefficient de réaction positive". La proportion β^- du signal de sortie est réinjectée en entrée et **soustraite** au signal d'entrée : β^- est appelé "coefficient de réaction négative" ou "coefficient de rétro-action". On peut aussi remarquer que le signal d'entrée est inversé avant d'être traité. Cela se produit à chaque fois que le générateur placé en entrée est relié - directement ou par l'intermédiaire d'une résistance - à l'entrée E-; cela justifie le nom "entrée inverseuse" donné à cette entrée. Si le générateur avait été connecté à l'entrée E+, ce changement de signe de $V_e(t)$ avant traitement n'existerait pas; cela justifie le nom "entrée non inverseuse" donné à E+.

Après division de tous les termes par la fonction de transfert complexe, on obtient :

$$\alpha \cdot \underline{V_e} = \left(\beta^+ - \beta^- - \frac{1}{\mu} \right) \cdot \underline{V_S} = \left(\beta^+ - \beta^- - \frac{1}{A_0} \right) \cdot \underline{V_S} - \frac{j\omega}{A_0\omega_0} \cdot \underline{V_S}$$

Soit encore :

$$\frac{j\omega}{A_0\omega_0} \cdot \underline{V_S} + \left(\beta^- - \beta^+ + \frac{1}{A_0} \right) \cdot \underline{V_S} = -\alpha \cdot \underline{V_e}$$

En revenant aux valeurs instantanées, on constate que V_s est solution de l'équation différentielle :

$$\frac{1}{A_0\omega_0} \cdot \frac{dV_S(t)}{dt} + \left(\beta^- - \beta^+ + \frac{1}{A_0} \right) \cdot V_S(t) = -\alpha \cdot V_e(t)$$

La solution générale d'une telle équation peut toujours s'écrire sous la forme :

$$V_S(t) = f(V_e(t)) + V_{Sh}(t)$$

où $V_{Sh}(t)$ est la solution de l'équation homogène, c'est à dire de l'équation avec terme de droite nul :

$$\frac{1}{A_0\omega_0} \cdot \frac{dV_{Sh}(t)}{dt} + \left(\beta^- - \beta^+ + \frac{1}{A_0} \right) \cdot V_{Sh}(t) = 0$$

En posant : $\lambda = \beta^- - \beta^+ + \frac{1}{A_0}$, les solutions de l'équation homogène est de la forme :

$$V_{sh}(t) = A \cdot \exp(-\lambda \cdot A_0 \cdot \omega_0 \cdot t)$$

où A est une constante dépendant des conditions initiales. Deux situations sont envisageables :

Situation n° 1 : $\lambda < 0$: mathématiquement, Vsh tend vers $\pm\infty$ selon le signe de A, l'évolution étant a priori rapide puisque la valeur de A_0 est très grande. En pratique, la tension de sortie tend très rapidement vers $\pm V_{sat}$. **Le régime linéaire est donc instable, sa durée d'existence peut être négligée.**

Situation n° 2 : $\lambda \geq 0$: Vsh tend très rapidement vers zéro ou garde sa valeur initiale. **Le régime linéaire est possible.**

Le régime linéaire n'est donc possible que si : $\beta^- \geq \beta^+ - \frac{1}{A_0}$. En pratique : $\frac{1}{A_0} = 4,5 \cdot 10^{-6}$: cette valeur est inférieure à l'incertitude que l'on obtient sur les valeurs de β^- et β^+ déduites des mesures des résistances. On peut donc retenir en pratique :

Régime linéaire possible si : $\beta^- > \beta^+$ soit : $\frac{R_1}{R_1 + R_2} > \frac{R_3}{R_3 + R_4}$
--

Remarque n° 1 : le critère précédent ne fait pas intervenir la tension $V_e(t)$. Ce critère est valide quelle que soit la façon dont la tension d'entrée est appliquée ; le générateur de tension pourrait, par exemple, être relié à l'entrée non inverseuse, la résistance R1 se branchant alors entre l'entrée inverseuse et la masse.

Remarque n° 2 : la condition $\beta^- > \beta^+$ est nécessaire à l'existence d'un régime linéaire mais pas suffisante. La sortie ne doit pas saturer en tension : cela suppose que l'expression de $V_s(t)$ obtenue en régime linéaire vérifie : $|V_s(t)| < V_{sat}$. La sortie ne doit pas non plus saturer en courant : cela suppose que la valeur absolue de l'intensité du courant de sortie de l'ampli. op. ne dépasse pas la vingtaine de milliampères, au moins pour les modèles courants d'ampli. op. ; il est donc nécessaire de ne pas relier la sortie du montage à un dispositif d'impédance d'entrée trop faible. En pratique, l'impédance d'entrée est au moins de l'ordre du kilohms.

III. Application à quelques circuits simples.

Le calcul des valeurs de β^- et β^+ n'est pas toujours nécessaire. Nous allons le montrer sur quelques cas fréquents simples.

Premier cas très fréquent : une liaison par résistance existe entre E- et S en absence de liaison entre E+ et S (absence de réaction positive, présence d'une rétro-action) :

cela revient à considérer R4 comme infinie et pas R2. Nous avons donc : $\beta^- > 0$ et $\beta^+ = 0$. Nous avons donc nécessairement : $\beta^- > \beta^+$; **le régime linéaire de fonctionnement de l'ampli. op. est possible.**

Second cas très fréquent : une liaison par résistance existe entre E+ et S en absence de liaison entre E- et S (absence de rétro-action, existence d'une réaction positive) : revient à considérer R2 comme infinie et pas R4. Nous avons donc : $\beta^+ > 0$ et $\beta^- = 0$. Le régime linéaire de fonctionnement de l'ampli.op. est impossible ; **celui-ci fonctionne en comparateur :**

$$\begin{cases} \varepsilon = V_{E+} - V_{E-} > 0 & \text{saturation haute : } V_S = V_{sat} \\ \varepsilon = V_{E+} - V_{E-} < 0 & \text{saturation basse : } V_S = -V_{sat} \end{cases}$$

Ces deux remarques suffisent, pour la grande majorité des montages, à prévoir le type de fonctionnement de l'ampli. op. . Pour les cas plus compliqués où coexistent une liaison par résistance entre E- et S et une liaison par résistance entre E+ et S, le calcul des coefficients β^- et β^+ est nécessaire. Restent quelques montages encore plus complexes qui ne relèvent pas de l'étude précédente. Il faut alors établir l'équation différentielle vérifiée par Vsh(t) et voir si sa solution tend vers zéro ou vers $\pm\infty$.

Conclusion : pour de très nombreux montages, un simple "coup d'œil" au schéma du montage permet de savoir si l'ampli.op fonctionne en régime linéaire ou non :

$\left\{ \begin{array}{l} \text{réaction négative et absence de réaction positive : régime linéaire possible} \\ \text{réaction positive et absence de réaction négative : pas de régime linéaire possible} \end{array} \right.$
--

IV. Influence de la fonction de transfert de l'ampli.op. sur le fonctionnement du montage.

Reprenons l'exemple du circuit déjà schématisé avec une tension d'entrée sinusoïdale : $V_e(t) = V_{em} \cos(\omega \cdot t)$ et des résistances vérifiant :

$$R_1 = R_3 = 100\Omega \quad ; \quad R_2 = 10k\Omega \quad ; \quad R_4 = 1M\Omega$$

soit :

$$\beta^- = \frac{10^2}{10^2 + 10^4} = \frac{1}{101} \approx 10^{-2} \quad ; \quad \beta^+ = \frac{10^2}{10^2 + 10^6} \approx 10^{-4}$$

Nous obtenons : $\beta^- > \beta^+$: l'ampli.op. fonctionne en régime linéaire. La fonction de transfert se déduit des équations démontrées au paragraphe (II) ;

Avec : $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10^4}{10^2 + 10^4} \approx 1$, on obtient :

$$\underline{V}_S \cdot \left(\frac{1}{\underline{\mu}} + \beta^- - \beta^+ \right) = -\alpha \cdot \underline{V}_e$$

D'où la fonction de transfert du filtre :

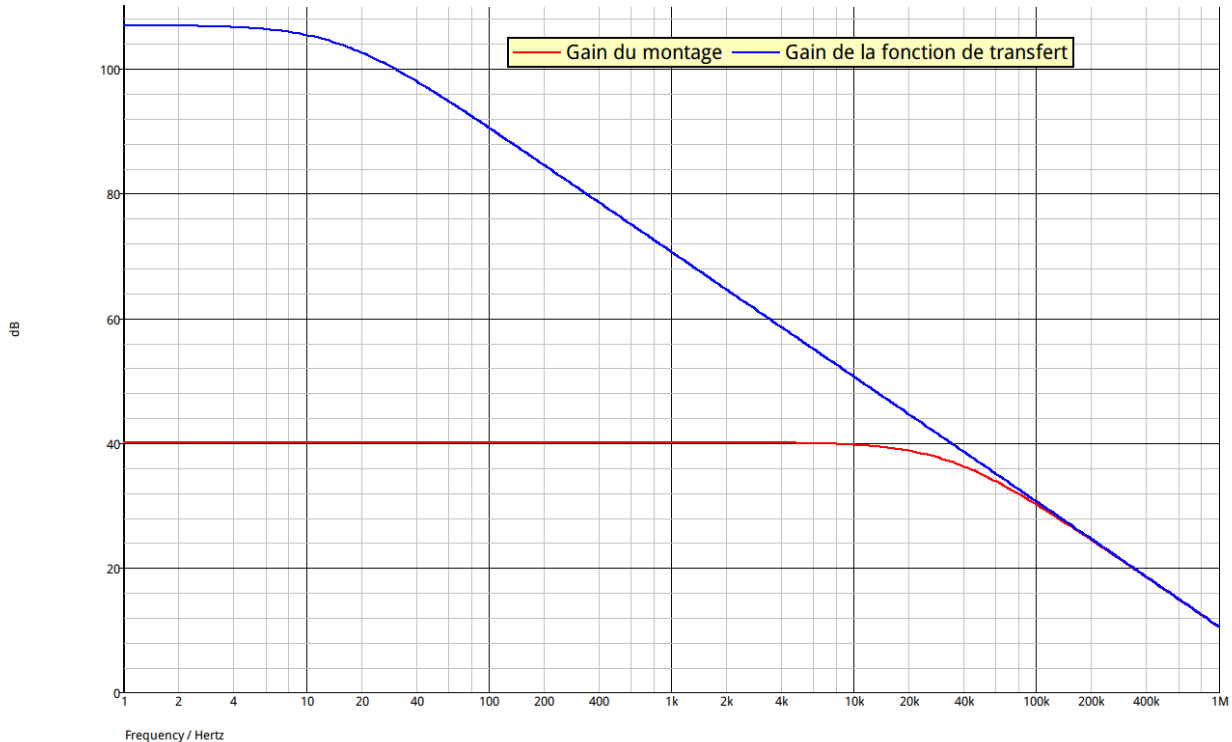
$$\underline{H} = \frac{\underline{V}_S}{\underline{V}_e} = \frac{-\alpha}{\frac{1}{\underline{\mu}} + \beta^- - \beta^+} = \frac{-\alpha}{\frac{1}{A_0} + \beta^- - \beta^+ + j \frac{\omega}{A_0 \omega_0}} \approx \frac{\frac{-\alpha}{\beta^- - \beta^+}}{1 + j \frac{\omega}{A_0 \omega_0 (\beta^- - \beta^+)}}$$

Le montage se comporte comme un filtre passe-bas inverseur d'amplification maximale : $H_{max} = \frac{\alpha}{\beta^- - \beta^+}$ et de pulsation de coupure : $\omega_c = A_0 \omega_0 (\beta^- - \beta^+)$. Avec les valeurs numériques choisies, on obtient :

$$H_{max} = \frac{1}{10^{-2} - 10^{-4}} \approx 10^2 \quad ; \quad \text{gain maximum : } G_{max(dB)} \approx 40dB$$

$$\text{fréquence de coupure : } f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 2,2 \cdot 10^5 \cdot 12 \cdot 10^{-2} \approx 26,4 \cdot 10^3 Hz$$

Le diagramme de Bode du gain correspond à la courbe ci-dessous (tracé en rouge), la courbe bleu correspondant au diagramme de Bode du gain de la fonction de transfert ($\underline{\mu}$).



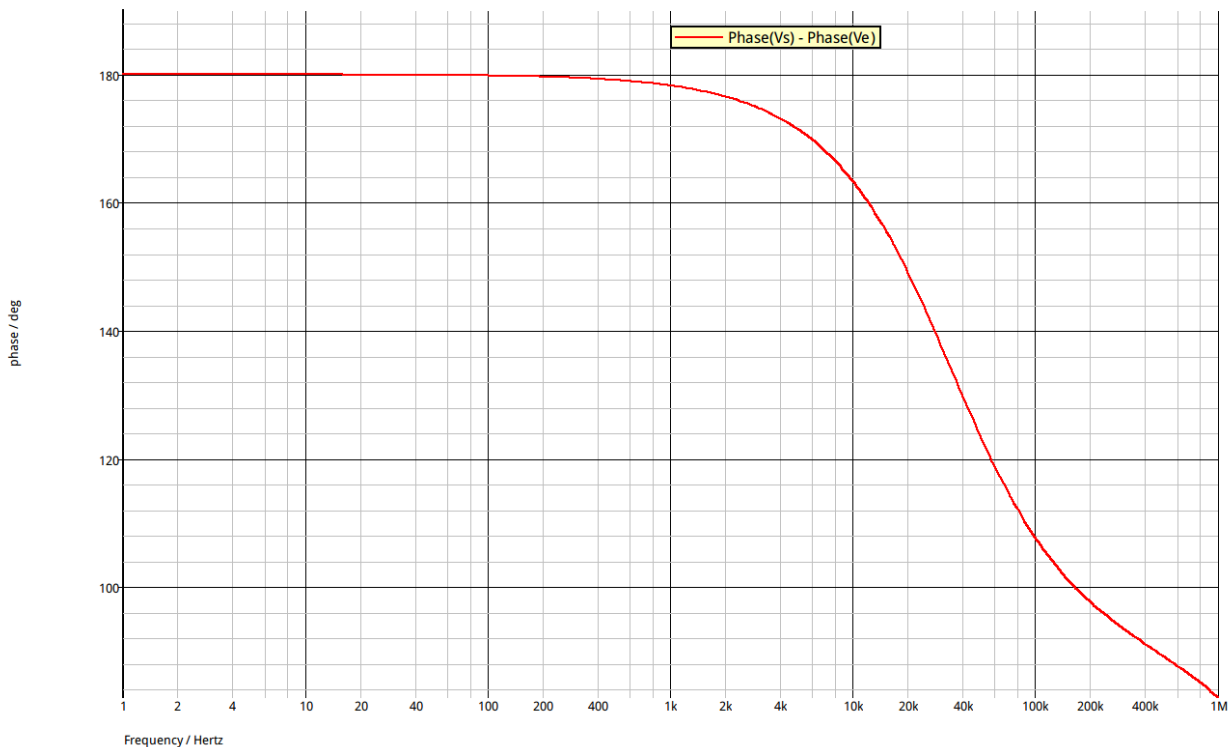
Outre l'excellent accord entre la théorie précédente et le résultat de la simulation, plusieurs remarques peuvent être faites.

Posons d'abord la question : **quel résultat obtient-on en supposant l'ampli. op. parfait ?** L'ampli. op. parfait correspond au cas limite $\varepsilon = 0 \quad \forall V_s$ tant que : $-V_{sat} < V_S < V_{sat}$. Cela revient à faire tendre A_0 vers l'infini dans les calculs, ce qui conduit à :

$$\underline{H}_{AOP} = \frac{-\alpha}{\beta^- - \beta^+} \approx -10^2 \quad G_{max(AOP)} \approx 40dB$$

On obtient un amplificateur inverseur de gain 40dB à toute fréquence. On peut ainsi remarquer que l'ampli. op. se comporte en ampli.op. parfait tant que $G_{max(AOP)}$ reste inférieur au gain de la fonction de transfert (μ). Le domaine de fréquence correspondant au fonctionnement en ampli.op. parfait est donc d'autant plus limité du côté des hautes fréquences que $G_{max(AOP)}$ est grand. Par exemple, on peut remarquer graphiquement qu'avec $G_{max(AOP)} = 80dB$, l'ampli. op. aurait cessé de se comporter de façon idéale dès 400Hz environ ! Si on souhaite en pratique avoir à la fois un gain élevé et une bande passante large, il faut associer en cascade plusieurs amplificateurs de gains faibles.

On peut aussi s'intéresser au diagramme de Bode de la phase. Voici le résultat de la simulation :



Aux basses fréquences, l'ampli. op. se comporte bien en amplificateur inverseur puisque $\varphi = 180^\circ$ mais l'influence de la fonction de transfert se fait sentir dès 400Hz environ. On obtient comme prévue par le modèle une phase de 145° à la fréquence de coupure. Le modèle simple choisi pour l'expression de (μ) ne rend pas compte correctement de la phase à très haute fréquence.

[retour à la page principale](#)