LABORATOIRE DE PHYSIQUE IIA (ÉLECTRONIQUE)

Notes de Cours

TP2

JEAN-MICHEL SALLESE
CÉDRIC MEINEN
DANIELE MARI

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

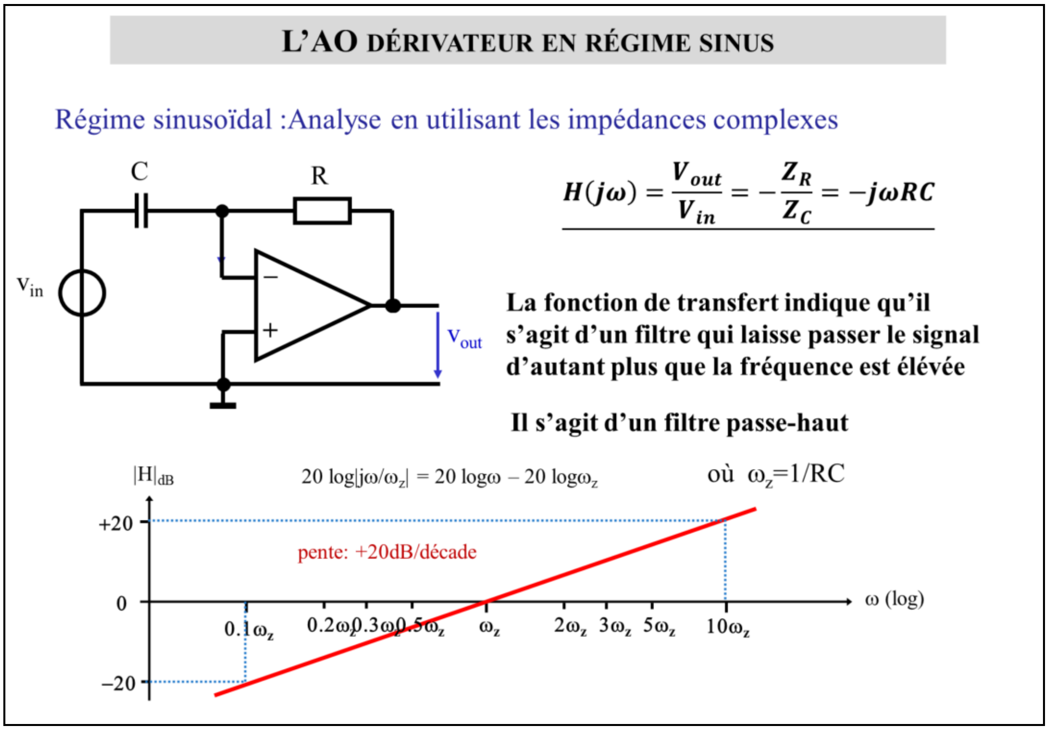
TP 2. BASES D'ANALYSE DES CIRCUITS

Analyse d'intégrateur – dérivateur en régime sinus

Mise en cascade d'AO - Composition des fonctions de transfert

Notion de bande passante intrinsèque à l'AO:
Le Gain Bandwidth

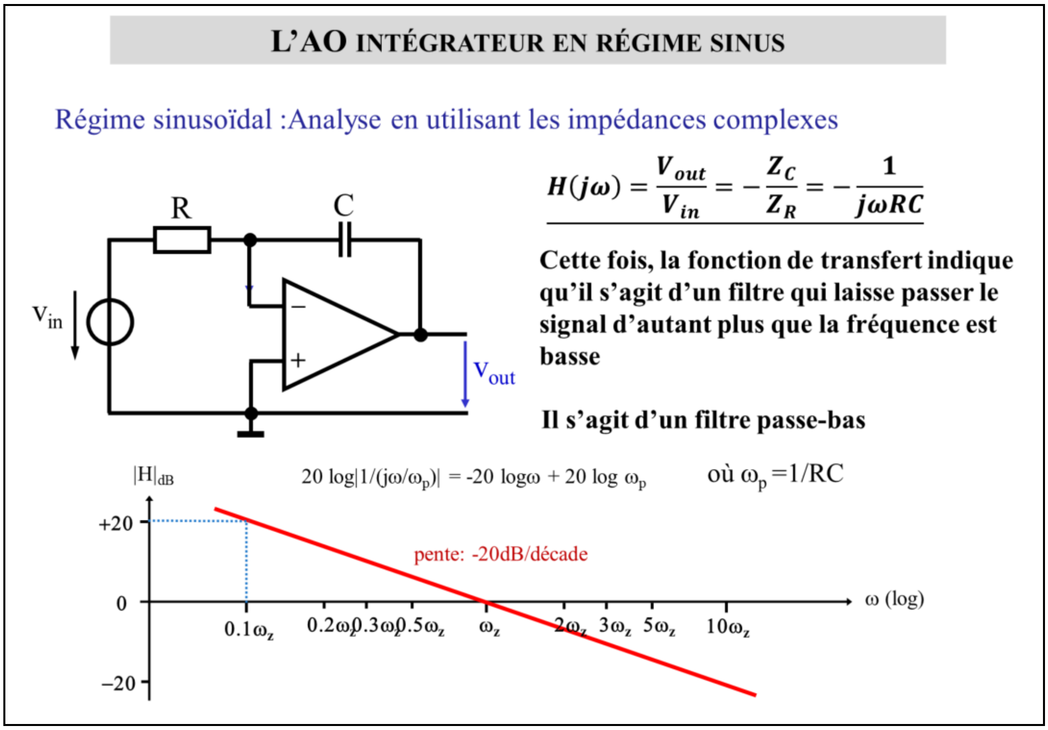
Analyse d’intégrateur – dérivateur en régime sinus



Nous avons vu que ce circuit réaliser en sortie V_{out} une image de la dérivée de la tension d'entrée V_{in}.

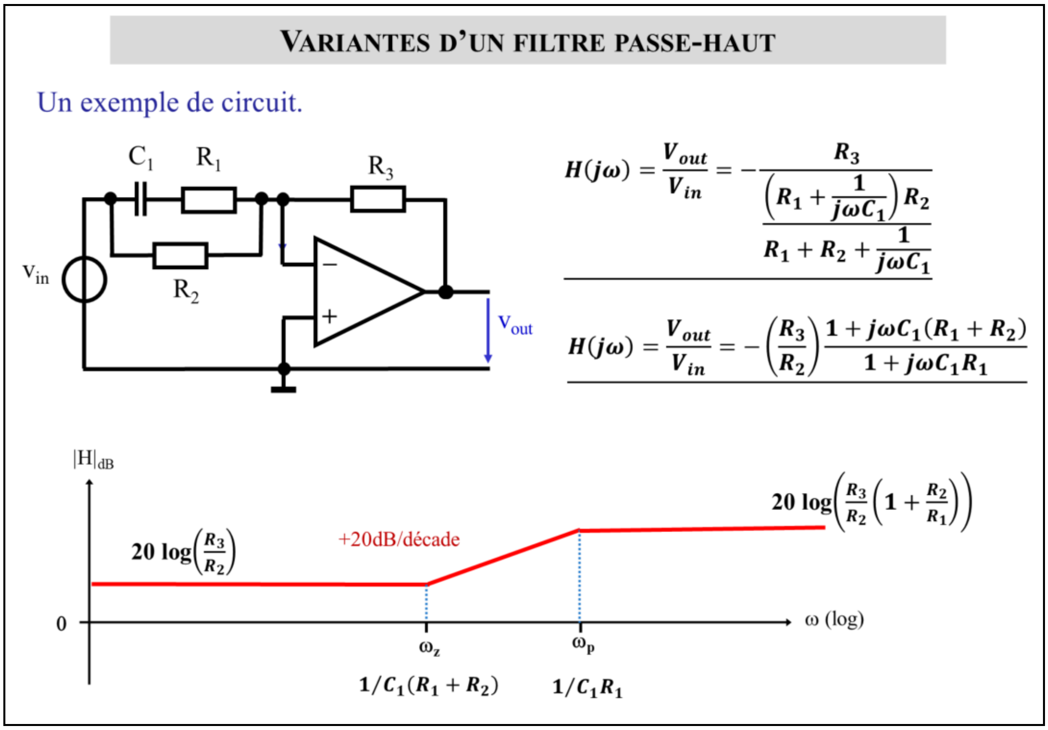
Si la tension Vin est sinusoïdale, alors on peut analyser le circuit avec les impedances complexes.

Ce circuit réalise un filtre passe-haut, car plus la fréquence est élevée, plus l'amplitude du signal de sortie augmente.



En permutant résistance et capacité, on réalise en sortie une function qui représente l'intégrale du signal d'entrée.

En régime sinusoïdale, ce circuit réalise un filtre passe-bas, car plus la fréquence est basse, plus l'amplitude du signal de sortie diminue .

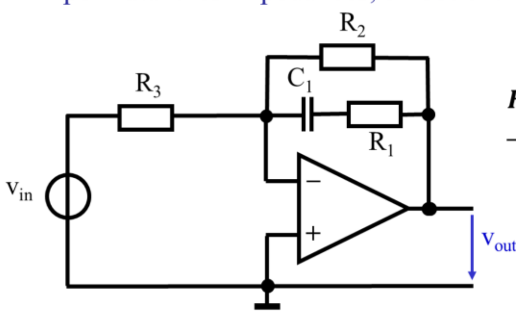


Les filtres reels ont une architecture plus complexe.

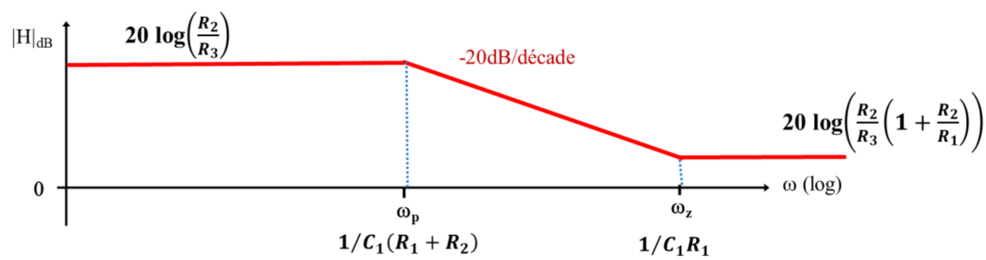
On remarquera qu`aux basses et hautes fréquences la capacité C_1 n'intervient plus dans l'expression de l'amplitude du signal de sortie V_{out}: la capacité agit soit comme un court-circuit (hautes fréquences), soit comme un circuit ouvert (basses fréquences).

VARIANTE D'UN FILTRE PASSE-BAS

En permutant les impédances, on obtient la fonction inverse



$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_2}{R_3}\right)\frac{1 + j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}$$

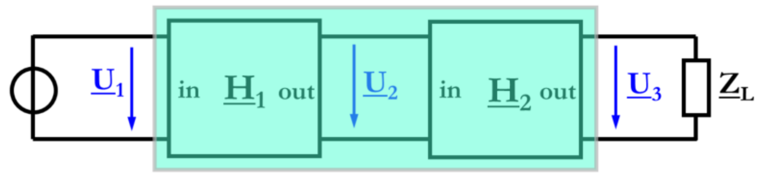


Il s'agit là aussi d'un filtre plus réaliste. Notez qu'il est le 'mirroir' du filtre précédent.

Mise en cascade d’AO
Composition des
fonctions de transfert

Composition de fonctions de transfert

Avec le mode de représentation en $|\underline{H}|_{dB}$ et Ø, le diagramme de Bode global de la mise en cascade de plusieurs quadripôles est égal à la somme des diagrammes de chaque fonction de transfert.



$$U_3 = H_2 \cdot U_2 = H_2 \cdot H_1 \cdot U_1 = H_{total} \cdot U_1 \Rightarrow \quad H_{total} = H_2 \cdot H_1$$

$$|H_{total}|_{dB} = 20\log|H_{total}| = 20\log|H_2 \cdot H_1| = 20\log|H_2| + 20\log|H_1|$$

$$|H_{total}|_{dB} = |H_2|_{dB} + |H_1|_{dB}$$

$$Ø_{total} = \arg(H_{total}) = \arg(H_2 \cdot H_1) = \arg(H_2) + \arg(H_1) = Ø_2 + Ø_1$$

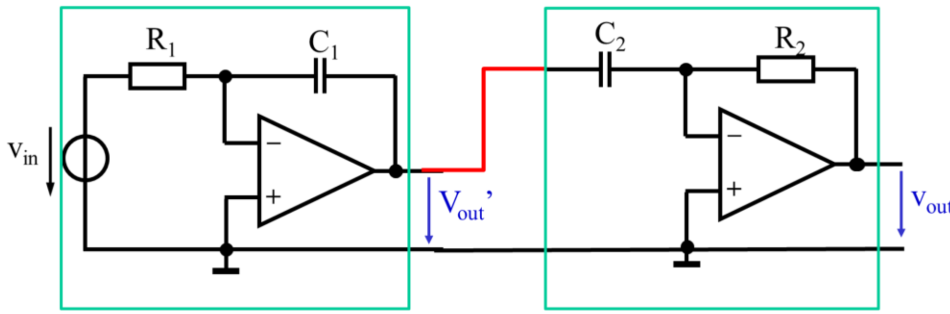
Plus généralement, la mise en cascade de plusieurs quadripôles (la sortie d'un étage branchée sur l'entrée du suivant) correspond au **produit complexe des fonctions de transfert**.

Les modules vont se multiplier, donc ‘leurs logarithmes’ s’additionner.

Les arguments vont se sommer.

Donc finalement, lorsque qu’on connecte en cascade plusieurs quadripôles dont le signal de sortie ne dépends pas de l’impédance de la charge, on additionne simplement les dB de chacun, et on fait de même avec phases en radians ou en degrés.

EXEMPLE SIMPLIFIÉ DE MISE EN SÉRIE



$$H1(j\omega) = \frac{V_{out}'}{V_{in}} = -\frac{Z_{C1}}{Z_{R1}} = -\frac{1}{j\omega R_1 C_1}$$

$$H2(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{out}'} = -\frac{Z_{R2}}{Z_{C2}} = -j\omega R_2 C_2$$

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}$$

Si $\left.\begin{array}{l} C_2 = C_1 \\ R_2 = R_1 \end{array}\right\} \Longrightarrow H(j\omega) = 1$

‘La dérivée’ d’une ‘intégrale’ redonne la function.

Dans le cas des AO, la tension de sortie ne depend pas du courant de sortie. Cette propriété implique que la tension de sortie ne changera pas si on connecte un autre élément à la suite.

Ceci permet de dire que la function de transfert finale est le produit des fonctions de transfert prises individuellement.

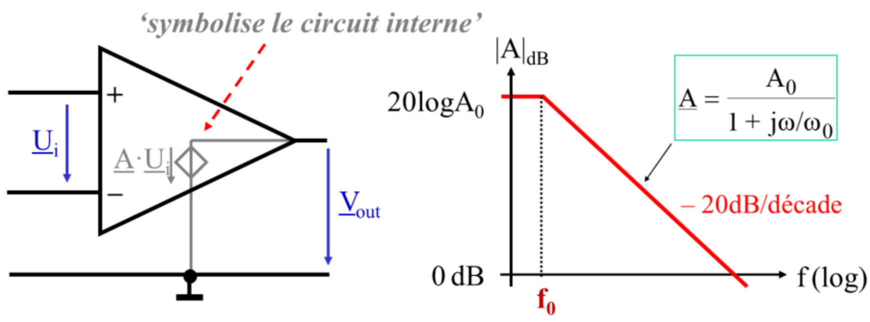
Attention, ce raisonnement n’est plus valable si le signal de l’étage de sortie depend de l’impédance que l’on connectera !

Notion de bande passante
intrinsèque à l'AO:
Le Gain Bandwidth

RÉPONSE EN FRÉQUENCE INTRINSÈQUE DE L'AO: LE GBW

Un ampli OP a un gain intrinsèque qui diminue au delà d'une fréquence f_0

(il est conçu pour varier de – 20dB/décade jusqu'à 0 dB).

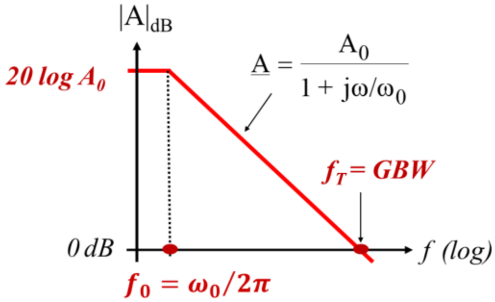


La fréquence du signal impose le gain intrinsèque A de l'Ampli Op

Tout amplificateur voit son gain diminuer plus ou moins rapidement au delà d'une certaine fréquence limite, souvent appelée bande passante.

Pour que l'ampli-op en réaction négative reste stable, c'est à dire qu'il ne se mette pas à osciller spontanément, il faut que sa propre fonction de transfert soit du type passe-bas du 1er ordre, avec un gain très élevé en basse fréquence puis décroissant de 20 dB/décade, ceci jusqu'à la fréquence dite de transition f_T où le gain vaut 1 (0 dB).

RÉPONSE EN FRÉQUENCE INTRINSÈQUE DE L'AO: LE GBW



Pour des fréquences $f > f_0$ on a : $A \cong \frac{A_0}{j\frac{f}{f_0}}$

$\boxed{f > f_0 \quad \text{alors } |A|f = |A_0|f_0 = \text{constante}}$

La fréquence où le gain intrinsèque $|A| = 1$ est la fréquence de transition f_T

$|A_0|f_0$, et donc f_T, est une caractéristique de l'AO: Gain BandWidth (GBW)

$$\boxed{f_T = |A_0|f_0 = GBW}$$

Les fabricants spécifient cette fréquence qu'ils appellent couramment GBW pour Gain Band Width product, en français produit gain × bande passante.

Démonstration:

A des fréquences bien supérieures à f_0, on a: $\boldsymbol{A} \cong \frac{A_0}{j\frac{f}{f_0}}$

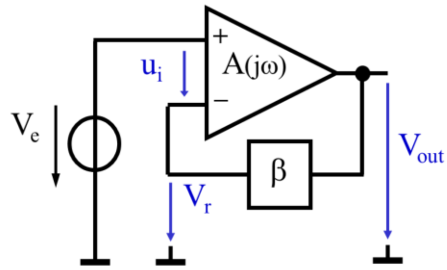
Par conséquent, on a la propriété : $\boldsymbol{Af \cong A_0 f_0}$

Le gain devient égal à 1 à la ***fréquence dite de transition f_T*** qui vérifie

$\boldsymbol{f_T \cong A_0 f_0}$.

C'est le GBW de l'AO, une caractéristique intrinsèque.

EFFET DU GBW SUR LES MONTAGES À RÉACTION NÉGATIVE



$\frac{1}{\beta} \Rightarrow$ Gain en mode non-inverseur

$$V_{out} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} \cdot u_i$$ ← Propriété intrinsèque de l’AO

$$V_r = \beta \cdot V_{out}$$ ← Réaction négative du circuit externe

$$u_i = V_e - V_r \quad \Rightarrow \quad H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_e} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{(1+\beta A_0)\omega_0}}$$

Prenons le cas de l’AO en réaction négative.

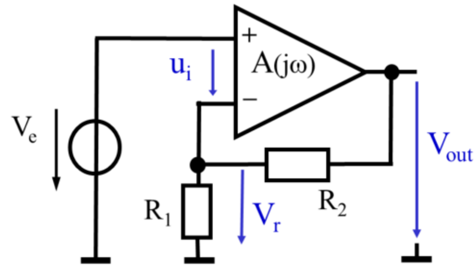
Le facteur $\frac{1}{\beta}$ représente la valeur du gain de ce montage en mode non-inverseur. Pour s’en convaincre, il faut traiter le cas simple qui a été vu au cours d’introduction au TPI où le gain intrinsèque de l’AO était très élevé.

On a vu dans ce cas que $u_i \sim 0$, et donc $V_r \cong V_e$, ce qui donnerait $V_{out} = \frac{V_e}{\beta}$.

On voit donc que $\frac{1}{\beta}$ est le gain en mode non-inverseur du cas de l’AO ideal.

Effet du GBW sur les montages à réaction négative

Exemple.



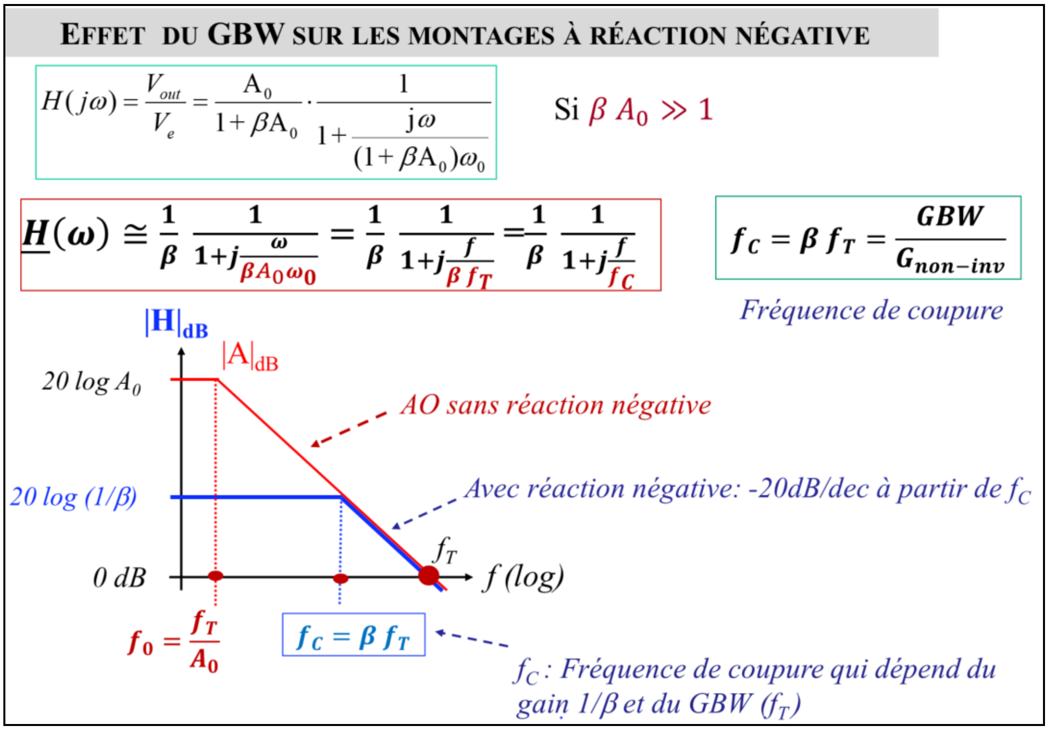
$$V_r = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} R_1 = V_{out} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Ce schema donne pour β : $\beta = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$

Rappelons que le gain en mode non-inverseur est $\frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Dans un cas très simple, ce gain se réalise simplement avec 2 résistances.

On retrouve bien que $\frac{1}{\beta}$ correspond à la formule vue au cours d'introduction au TPI.



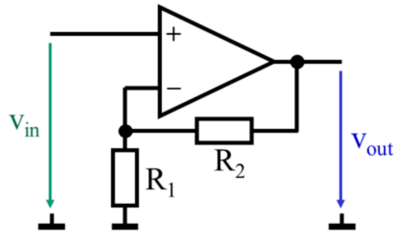
Si la fréquence f est supérieure à f_0, la fonction de transfert finale montre qu'on obtient un "gain" $1/\beta$ correspondant à celui de l'amplificateur non-inverseur, **mais uniquement jusqu'à une fréquence de coupure $f_c = \beta \cdot f_T$**

On peut l'exprimer ainsi:

bande passante = produit gain × bande passante / gain = $GBW/G_{non\text{-}inv}$

EXEMPLE 1: "BANDE PASSANTE" D'UN AMPLIFICATEUR NON-INVERSEUR

A la place de **fréquence de coupure**, on utilise l'expression **bande passante**, sous entendu, bande de fréquence de 0 Hz à la fréquence de coupure f_c.



$R_1 = 1\ \text{k}\Omega$
$R_2 = 10\ \text{k}\Omega$
AO: **GBW = 1 MHz**

$$G_{non-inv} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta} = 11 \quad soit \quad +21\,dB$$

On utilise : **gain × bande passante (f_c) = GBW = constante**

$$f_C = \frac{GBW}{G_{non-inv}} = \frac{10^6}{11} = 91\ kHz$$

Un gain de 11 ne pourra être obtenu que pour des fréquences < 91 kHz

L'amplificateur non-inverseur est l'application directe de la théorie de la page précédente. Le facteur constant de réaction β est réalisé avec un simple diviseur résistif.

On comprend que l'on ne peut pas avoir à la fois des gains et des fréquences très élevés. Comme pour le Slew Rate, la dynamique des AO a des limites.