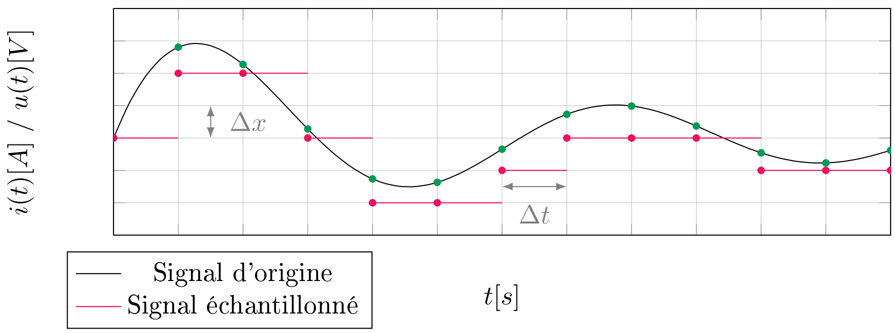
Chapter 1

Rappels

En **Electro 1** on va se focaliser sur l'analyse de signaux.

Par exemple un signal analogique échantillonné par intervalles réguliers de temps Δt et par intervalles de mesure Δx (Quantification du signal)

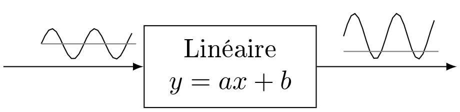
Lorsqu'on quantifie le signal, un retard est généré



Circuits linéaires

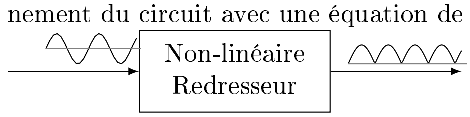
On cherche à travailler dans des plages linéaires (éviter 300A dans un ampli-op)

- par hypothèse
- par limites des conditions



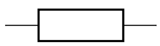
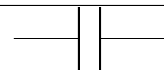
Circuits non-linélaires

Tous les cas où il n'est pas possible de décrire le fonctionnement du circuit avec une équation de la forme $y = ax + b$

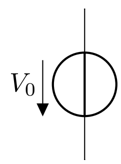
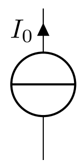
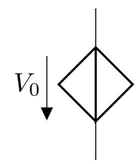
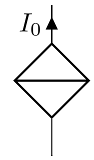


1.1 Résumé TCL

Composants passifs

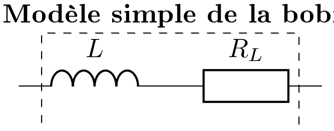
Composants	Résistance R	Inductance L	Capacité C
Symbole			
Unité	Ω	H	F
Lois	$u(t) = Ri(t)$ $i(t) = \frac{u(t)}{R}$	$u_L(t) = L\frac{di(t)}{dt}$ $i_L(t) = \frac{1}{L}\int u_L(t)dt$	$i_C(t) = C\frac{du(t)}{dt}$ $u_C(t) = \frac{1}{C}\int i(t)dt$
Régime sinusoïdal Impédance	$\underline{Z}_R = R$	$\underline{Z}_L = j\omega L$	$\underline{Z}_C = \frac{1}{j\omega C}$

Composants actifs

Composants	Source idéale de tension (V_0)	Source idéale de courant (I_0)	Source idéale de tension dépendante	Source idéale de courant dépendante
Symbole				
Unités	V	A	V	A
Lois	En DC $u(t) = U_0$	En DC $i(t) = I_0$	$u(x) = f(x)$	$i(x) = f(x)$
Régime sinusoïdal Impédance	En AC $u(t) = \hat{U}_0 sin(\omega t + \varphi_u)$ $\underline{U} = U_{rms}e^{j\varphi_u}$	En AC $i(t) = \hat{I}_0 sin(\omega t + \varphi_i)$ $\underline{I} = I_{rms}e^{j\varphi_i}$		

1.1.1 La bobine

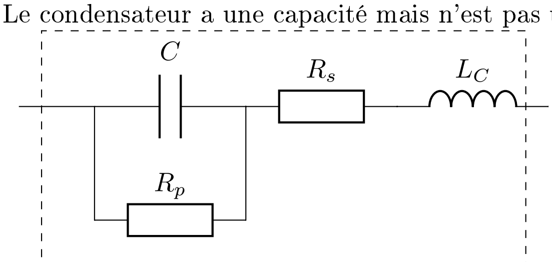
La bobine a une inductance mais ce n'est pas une inductance
Modèle simple de la bobine



$$\underline{Z}_{bobine} = R_L + j\omega L$$

1.1.2 Le condensateur

Le condensateur a une capacité mais n'est pas une capacité **Modèle du condensateur**

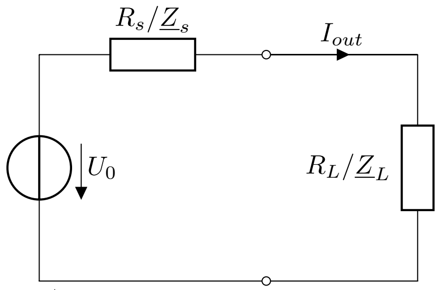


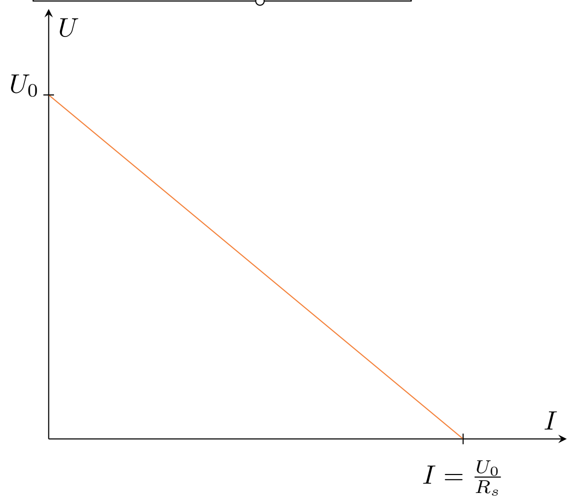
$$\underline{Z}_{condensateur} = R_S + j\omega L_C + \frac{R_p\frac{1}{j\omega C}}{R_p + \frac{1}{j\omega C}}$$

1.2 Les sources

1.2.1 Source réelle de tension

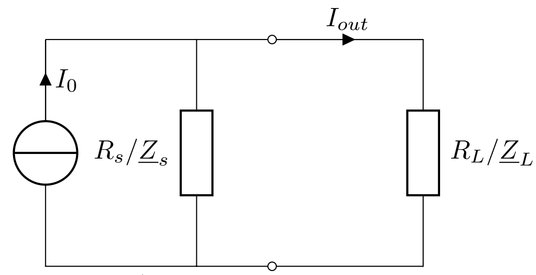
Aussi appelée source de Thévenin

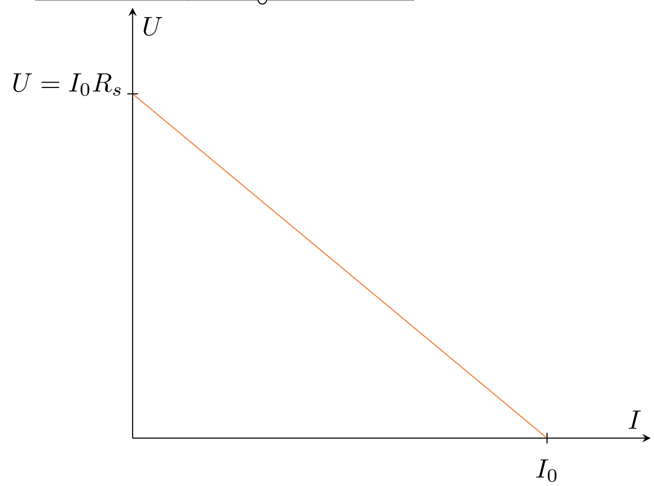




1.2.2 Source réelle de courant

Aussi appelée source de Norton

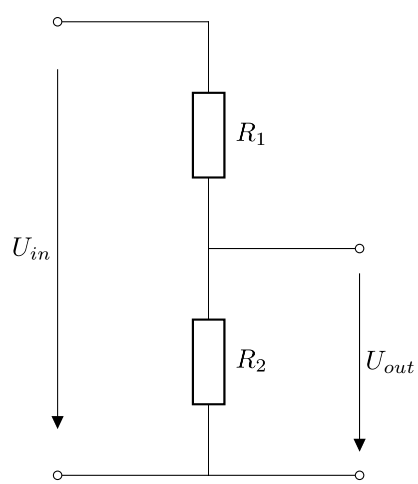




1.2.3 Relations Thévenin ⇔ Norton

$$R_{sT} = R_{sN}$$
$$I_0 = \frac{U_0}{R_{sT}}$$
$$U_0 = R_{sN} I_0$$

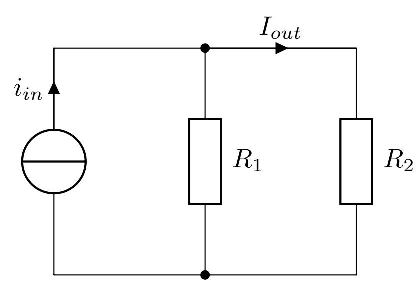
1.2.4 Le diviseur de tension



$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{in} \leqslant U_{in}$$

La tension mesurée est au bornes de R_2, c'est celle-ci qu'on mettra en dessus de la fraction

1.2.5 Le diviseur de courant



$$I_{out} = I_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

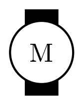
Attention On mets R_1 au dessus de la fraction, contrairement au diviseur de tension

1.3 Les quadripôles

Aussi appelés **"Black boxes"**

On peut représenter n'importe quel type de phénomène qui comporte un **flux** et une **différence de potentiel**. Exemple avec un courant et une tension en entrée, et un moment de force et une vitesse en sortie (un moteur). Où avec un flux d'air et une différence de préssion en entrée et un courant avec une différence de potentiel en sortie (un micro).

Entrée Sortie

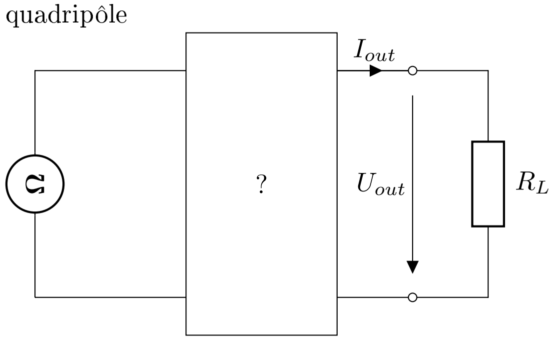


1.3.1 Ampli audio

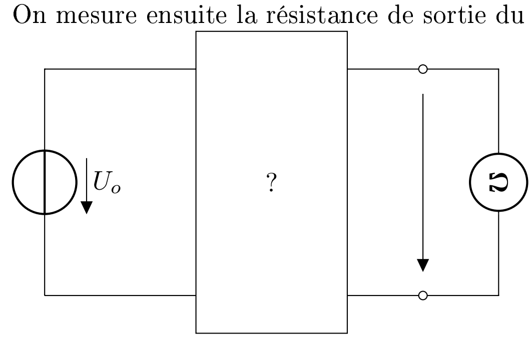
1.3.2 Chaîne de mesure et commande industrielle

1.3.3 Analyse d'un quadripôle

On commence par mesurer la résistance d'entrée du quadripôle

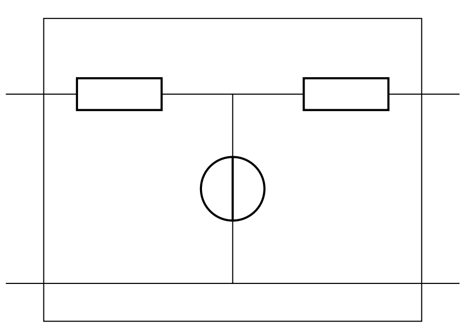


On mesure ensuite la résistance de sortie du quadripôle



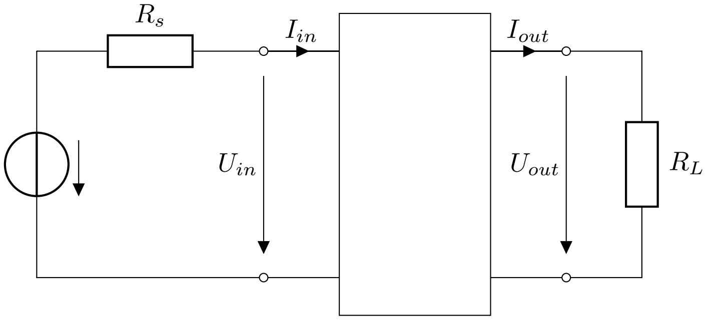
Si la résistance d'entrée **ne dépend pas** de la résistance de charge, le quadripôle est **unilatéral**
Si elle en dépend, le quadripôle est **bilatéral**

Exemple



Dans ce cas, la source de tension agit comme une résistance de 0Ω. Il n'y a pas de lien entre les résistances

1.4 Les gains



Gain en tension	$A_u(t) = \frac{u_{out}}{u_{in}}$
Gain en courant	$A_i(t) = \frac{i_{out}}{i_{in}}$
Gain en puissance	$A_p(t) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{u_{out}(t)i_{out}(t)}{u_{in}(t)i_{in}(t)}$
Gain en tension à vide	$A_{u0} = \left.\frac{u_{out0}}{u_{in0}}\right\rvert_{R_L=\infty}$
Gain en courant à vide	$A_{i0} = \left.\frac{i_{out0}}{i_{in0}}\right\rvert_{R_L=0}$

1.4.1 Le décibel

Par définition, le **Bel** est un rapport de puissance. Mais l'usage à imposé le **décibel**

$$dB \ : \ 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Pour un rapport de tension on utilisera

$$10 \log \left(\frac{u_{out}}{u_{in}}\right)^2 = 20 \log \frac{u_{out}}{u_{in}}$$

Pour un rapport de courant on utilisera

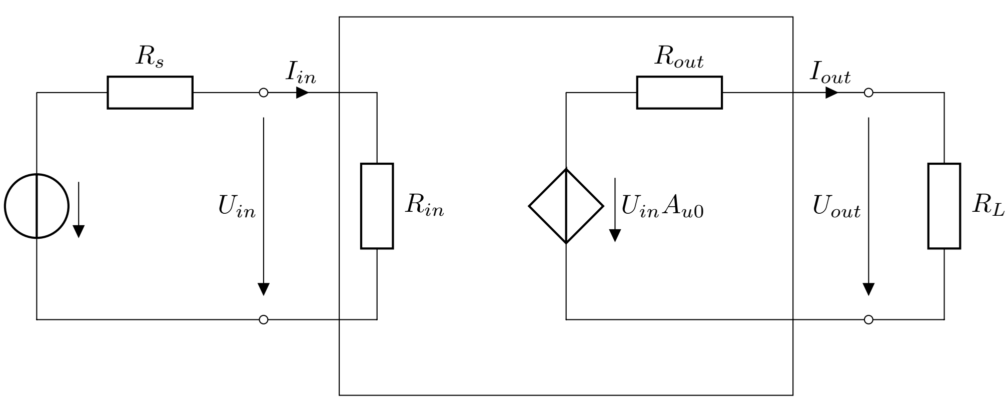
$$10 \log \left(\frac{i_{out}}{i_{in}}\right)^2 = 20 \log \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

Le dB n'as pas d'unité. Contrairement au dBm qui est est un rapport avec $1mV$ comme référence

1.5 Les amplificateurs

1.5.1 Modèles d'amplificateurs unilatéraux

Amplificateurs de tension

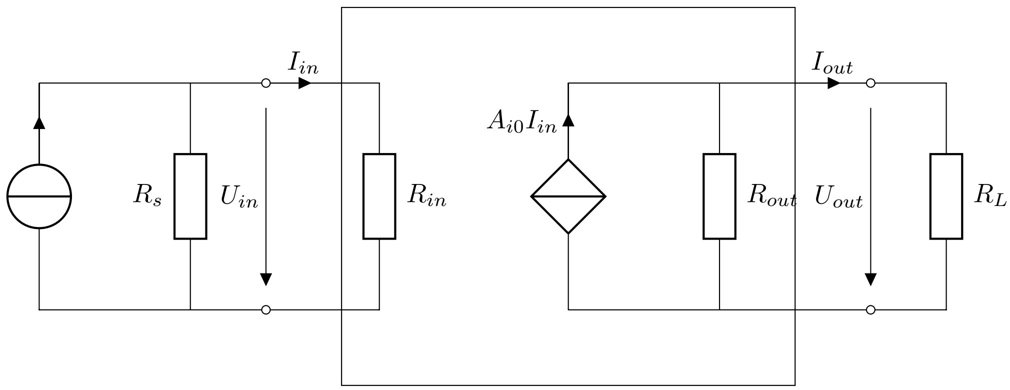


Carctéristiques

A_{u0}	gain en tension à vide
R_{in}	résistance d'entrée
R_{out}	résistance de sortie

Gain en charge du montage $A_u = \frac{U_{out}}{u_{in}} = \frac{U_{in}A_{u0}}{U_{in}} \frac{R_L}{R_L+R_{out}} = A_{u0} \frac{R_L}{R_L+R_{out}}$

Amplificateur de courant

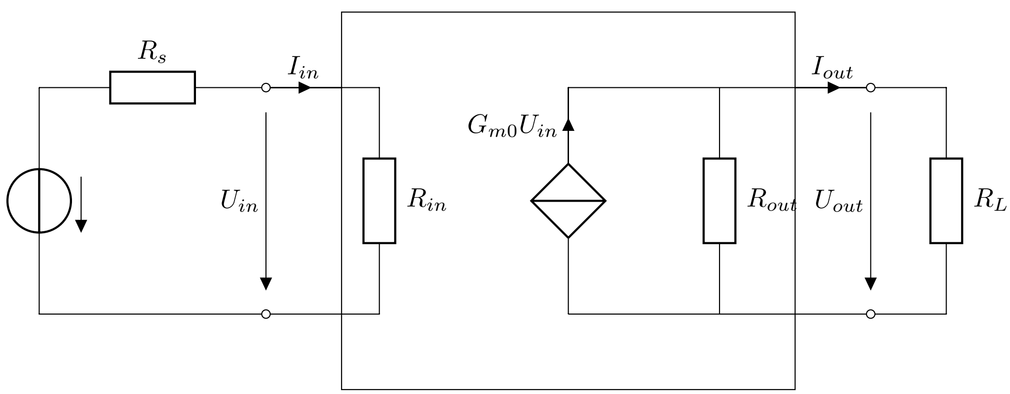


Caractéristiques

A_{i0} gain en courant à vide
R_{in} résistance d'entrée
R_{out} résistance de sortie

Gain en charge du montage $A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{in}A_{i0}}{I_{in}}\frac{R_L}{R_L+R_{out}} = A_{i0}\frac{R_L}{R_L+R_{out}}$

Amplificateur à transconductance

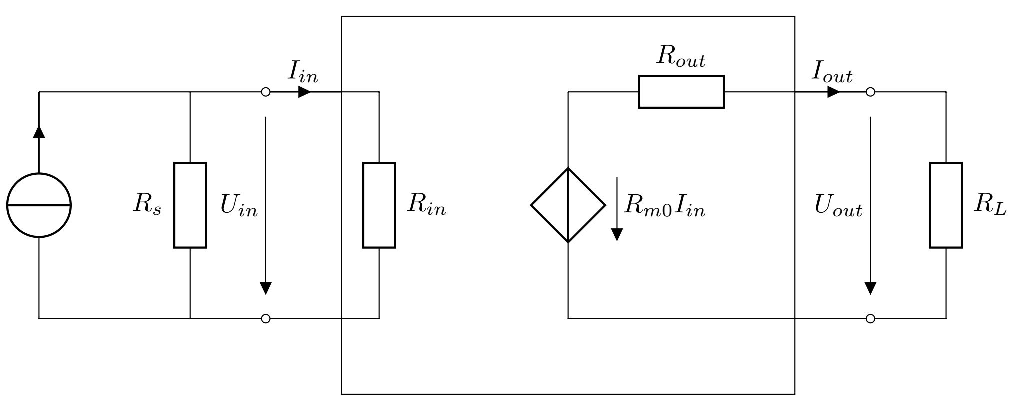


Caractéristiques

G_{m0} Transconductance $\left[\Omega^{-1}\right]$ à vide
R_{in} résistance d'entrée
R_{out} résistance de sortie

Gain en charge du montage $G_m = \frac{I_{out}}{U_{in}} = \frac{G_{m0}u_{in}}{U_{in}}\frac{R_{out}}{R_{out}+R_L} = G_{m0}\frac{R_{out}}{R_{out}+R_L}$

Amplificateur à transrésistance



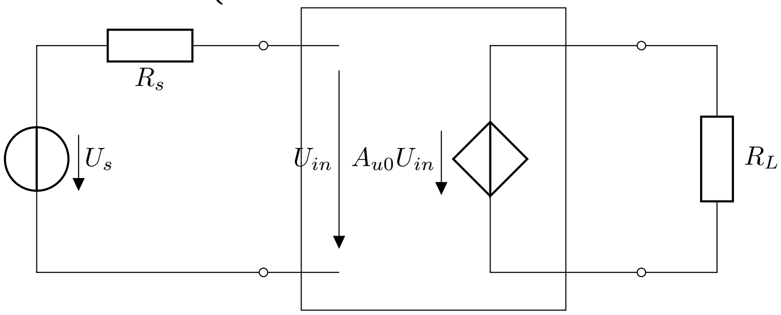
Caractéristiques

R_{m0} Transrésistance $[\Omega]$ à vide
R_{in} résistance d'entrée
R_{out} résistance de sortie

Gain en charge du montage $R_m = \frac{U_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{in}R_{m0}}{I_{in}}\frac{R_L}{R_{out}R_L} = R_{m0}\frac{R_L}{R_{out}+R_L}$

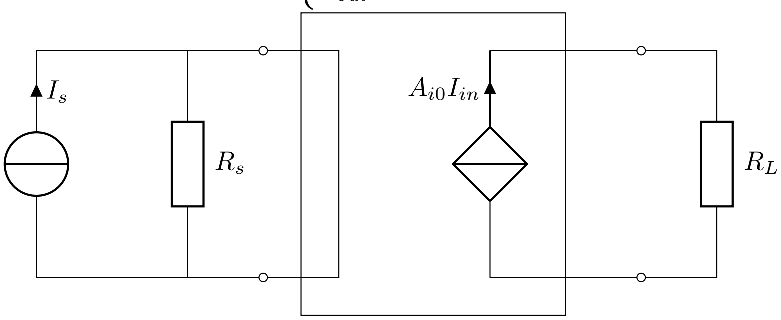
Amplificateur de tension idéal

$$U_{out} = A_{u0}U_s \rightarrow \begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_{out} = 0 \end{cases}$$



Amplificateur de courant idéal

$$I_{out} = A_{i0}I_{in} = A_{i0}I_s \rightarrow \begin{cases} R_{in} = 0 \\ R_{out} = \infty \end{cases}$$



Amplificateur à transconductance idéal

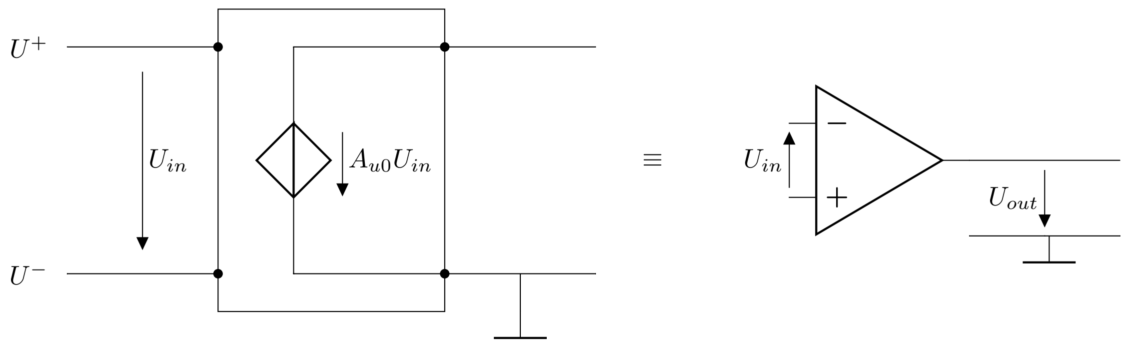
$$I_{out} = G_{m0}U_{in} = \rightarrow \begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_{out} = \infty \end{cases}$$

Amplificateur à transrésistance idéal

$$U_{out} = R_{m0}I_{in} = \rightarrow \begin{cases} R_{in} = 0 \\ R_{out} = 0 \end{cases}$$

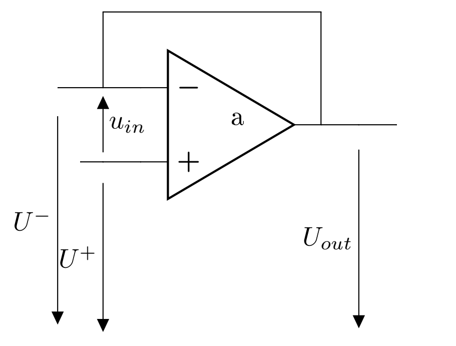
1.6 Amplificateur de tension idéal à gain infini (ampli op)

Amplificateur operationel $\boxed{AO}$



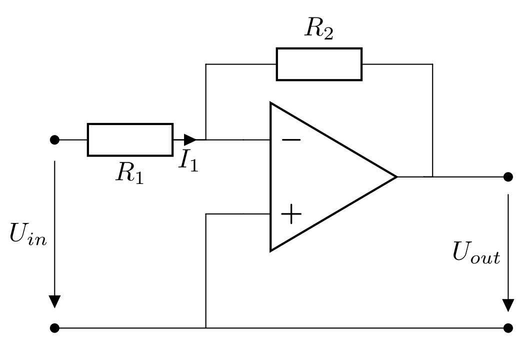
$R_{in} = \infty$
$R_{out} = 0$
$U_{in} = (U^+ - U^-)$
$A_{u0} = \infty$

1.6.1 Suiveur de tension



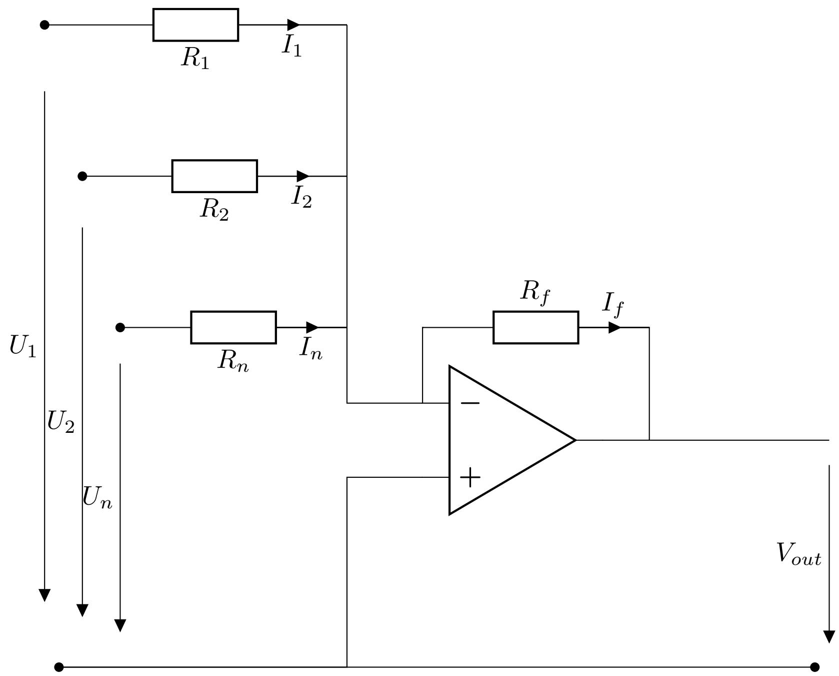
$U^- = U^+ - U_{in} = U_{out}$
$U_{out} = A_{u0}U_{in} = A_{u0}(U^+ - U^-$
$U_{in} = (U^+ - U^-) = \frac{U_{out}}{A_{u0}} = \frac{U_{out}}{\infty} = 0$

1.6.2 Amplificateur inverseur



$I_1 = \frac{-U_{out}}{R_2}$
$\frac{U_{in}}{R_2} \Leftrightarrow \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = A_u$

1.6.3 Amplificateur sommateur



$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}$$
$$I_2 = \frac{U_2}{R_2}$$
$$I_n = \frac{U_n}{R_n}$$

$$I_f = \frac{-U_{out}}{R_f}$$

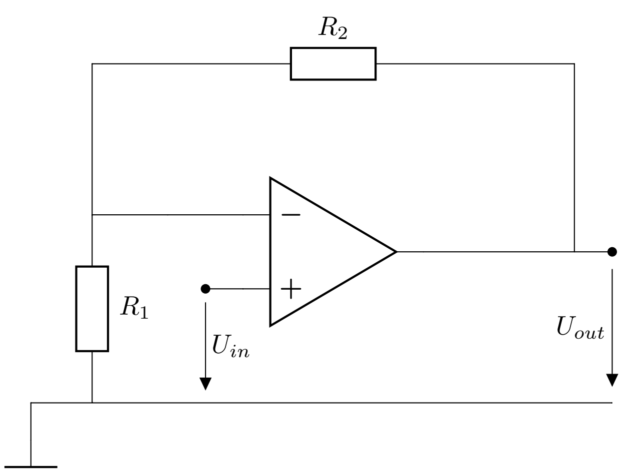
$$I_f = I_1 + I_2 + ... + I_n$$

$$-\frac{U_{out}}{R_f} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n}$$
$$U_{out} = -R_f \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n}\right)$$

Et si $R_1 = R_2 = ... = R_n = R_i$ alors on peut écrire

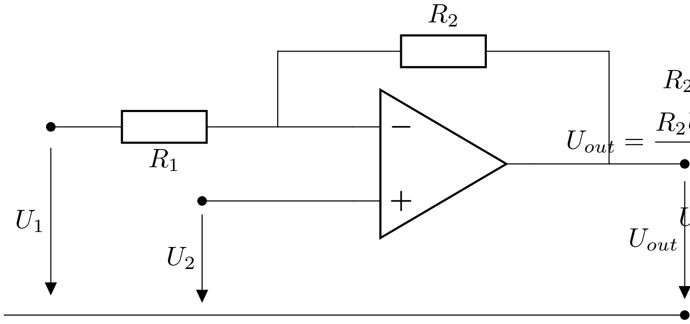
$$U_{out} = \frac{-R_f}{R_i}(U_1 + U_2 + ... + U_n)$$
$$= \frac{-R_f}{R_i}\sum_{k=1}^{n} U_k$$

1.6.4 Amplificateur non-inverseur



$$\frac{U_{in}}{R_1} = \frac{U_{out} - U_{in}}{R_2}$$
$$R_2 U_{in} = R_1 U_{out} - R_1 U_{in}$$
$$U_{out} = \frac{R_2 U_{in} + R_1 U_{in}}{R_1} = U_{in}\frac{R_2 + R_1}{R_1} =$$
$$U_{in} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$
$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$
$$R_{in} = \infty$$
$$R_{out} = 0$$

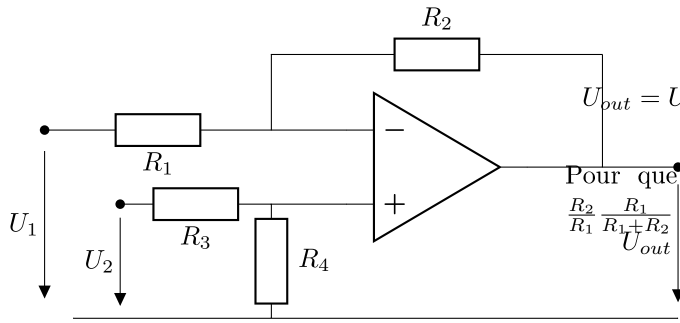
1.6.5 Amplificateur différentiel



$$\frac{U_1 - U_2}{R_1} = \frac{U_{out} - U_2}{R_2}$$
$$R_2U_1 - R_2U_2 = R_1U_{out} + R_2U_2$$
$$U_{out} = \frac{R_2U_1 - R_2U_2 - R_1U_2}{-R_1} = \frac{R_2(U_1 - U_2) - R_1U_2}{-R_1}$$
$$U_{out} = U_2 - \frac{R_2}{R_1}(U_1 - U - 2)$$
$$U_{out} = U_2 + \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1)$$

L'amplificateur a un gain différent pour U_1 et pour U_2. On va donc chercher à faire un amplificateur qui a un gain égal sur chaque entrée

1.6.6 Amplificateur différentiel 2



$$U_{out} = U_2\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_1}{R_2}\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}U_2 - U_1\right)$$

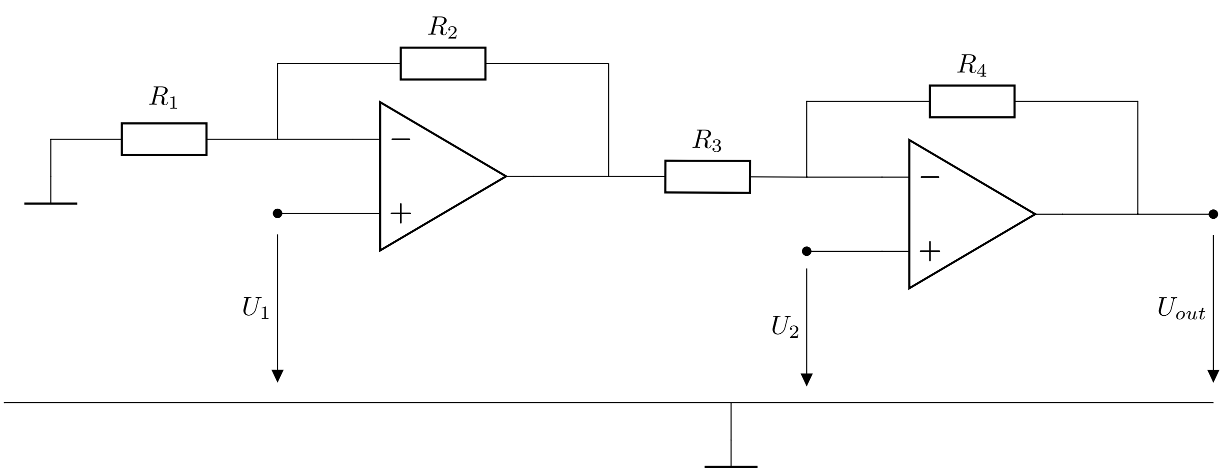
Pour que $U_{out} = A_u\,(U_2 - U_1) \rightarrow \frac{R_4}{R_3+R_4} + \frac{R_2}{R_1}\frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{R_2}{R_1}$

$$\frac{R_4R_1}{R_3 + R_4} + \frac{R_2R_4}{R_3 + R_4} = R_2$$
$$R_4R_1 + R_2R_4 = R_2(R_3 + R_4)$$
$$R_4R_1 = R_3R_2$$
$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{in-} = R_1$$
$$R_{in+} = R_3 + R_4$$
$$R_{out} = 0$$

Cet amplificateur peut avoir le même gain sur chaque entrée, par contre son impédance d'entrée n'est pas infinie

1.6.7 Amplificateur différentiel à haute impédance



$$U_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_3}U_2 - \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}U_1\right)$$

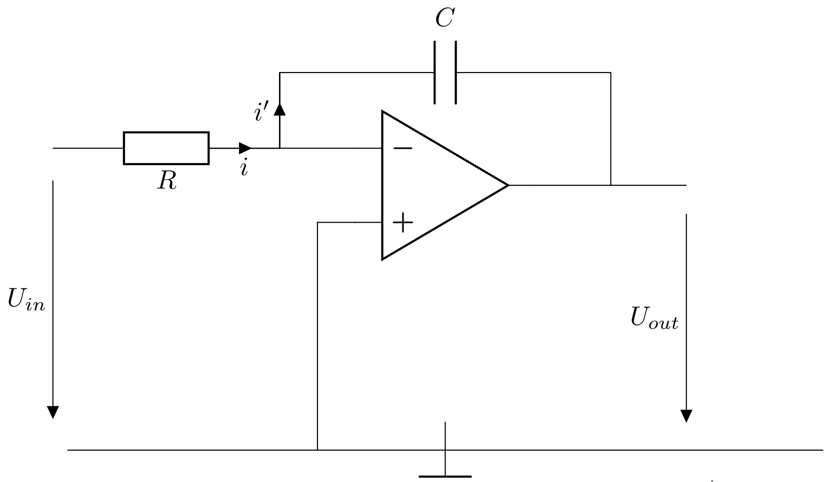
Pour que $U_{out} = A_u\,(U_2 - U_1)$

$$\frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_3R_1}$$
$$R_3R_1 = R_2R_4$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{in1} = \infty$$
$$R_{in2} = \infty$$
$$R_{out} = 0$$

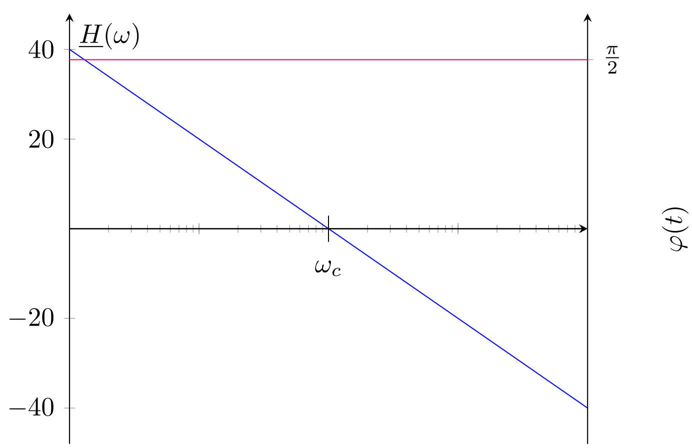
1.6.8 Intégrateur inverseur



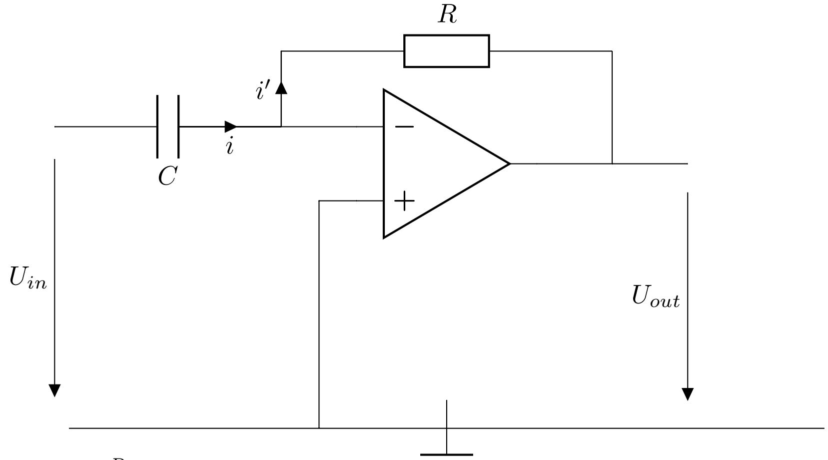
$$i = \frac{U_{in}}{R}$$
$$i' = -C\frac{dU_{out}}{dt}$$
$$\frac{U_{in}}{R} = -C\frac{dU_{out}}{dt}$$
$$\frac{dU_{out}}{dt} = -\frac{U_{in}}{RC}$$
$$U_{out} = -\frac{1}{RC}\int U_{in}dt$$

"Gain" de ce montage en régime sinusoïdal : $\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_{out}}{\underline{U}_{in}} = \frac{U_{outeff}e^{j\varphi_{out}}}{U_{ineff}e^{j\varphi_{in}}}$
Pour un ampli inverseur $A_u = -\frac{R_2}{R_1}$
En régime sinusoïdal $\underline{A}_u = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R} = j\frac{1}{\omega RC}$
Avec $\omega_C = \frac{1}{RC}$, $A_u = \frac{j}{\frac{\omega}{\omega_C}} = j\frac{\omega_c}{\omega}$
$\underline{H}(\omega) = j\frac{\omega_c}{\omega}$

Diagramme de Bode



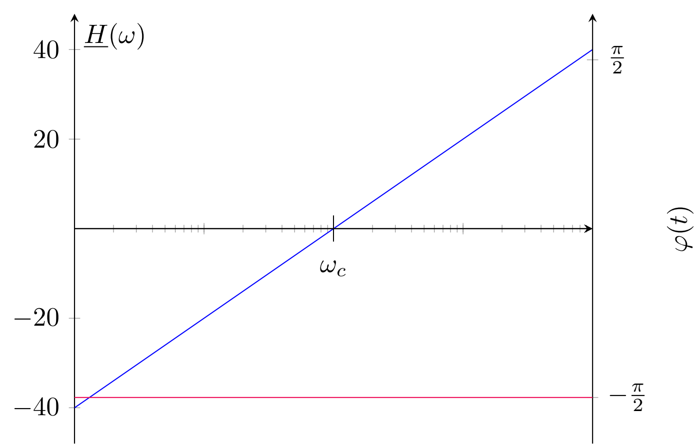
1.6.9 Différenciateur/Dérivateur inverseur



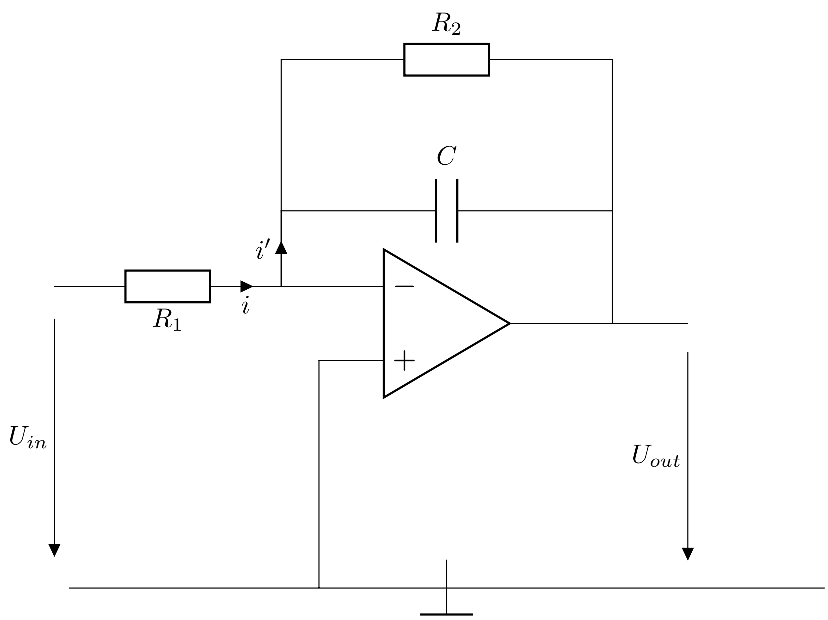
$$i = C\frac{dU_{in}}{dt}$$
$$i' = -\frac{U_{out}}{R}$$
$$C\frac{dU_{in}}{dt} = -\frac{U_{out}}{R}$$
$$U_{out} = -RC\frac{dU_{in}}{dt}$$

$\underline{A}_u = -\frac{R}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega RC$
$\omega_c = \frac{1}{RC}$
$\underline{A}_u = -j\frac{\omega}{\omega_c}$
$\underline{H}(\omega) = -j\frac{\omega}{\omega_c}$

Diagramme de Bode



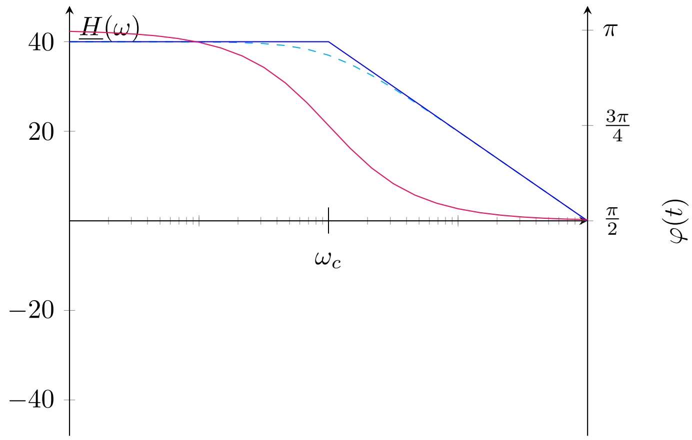
1.6.10 Filtre actif pass-bas inverseur



$$i = \frac{U_{in}}{R_1}$$
$$i' = -\frac{U_{out}}{\frac{\frac{R_2}{j\omega C}}{R_2+\frac{1}{j\omega C}}} = \frac{U_{out}\left(R_2 - \frac{1}{j\omega C}\right)}{\frac{R_2}{j\omega C}}$$

$$\underline{A}_u = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}} = \frac{R_2\left(\frac{-j}{\omega C}\right)}{R_1 R_2 - \frac{jR_1}{\omega C}} = \frac{jR_2}{\omega R_1 R_2 C - jR_1} = \frac{R_1}{R_2}\frac{j}{\omega R_2 C - j} = \frac{-R_2}{R_1}\frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

Diagramme de Bode

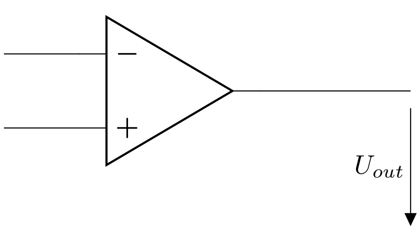


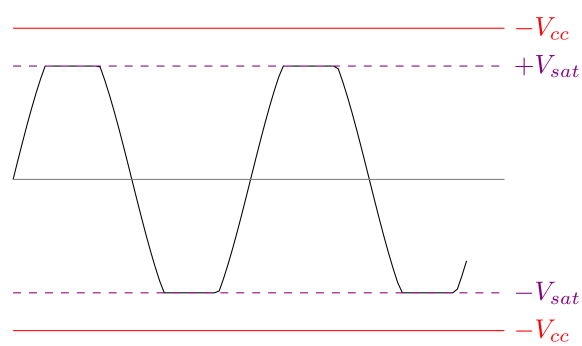
$$\omega_c = \frac{1}{R_2 C}$$

	DC ($\omega = 0$)	HF
Gain	$A_u\Big\|_{DC} = -\frac{R_2}{R_1} \to A_u\Big\|_{DC}[dB] = 20\log\left(\frac{R_1}{R_1}\right)$	$U_u\Big\|_{HF} = 0 \quad A_u\Big\|_{HF}[dB] = -\infty$
Phase	$\varphi\Big\|_{DC} = +\pi$	$\varphi\Big\|_{HF} = +\frac{\pi}{2}$

1.7 Limitations d'un AO "réel"

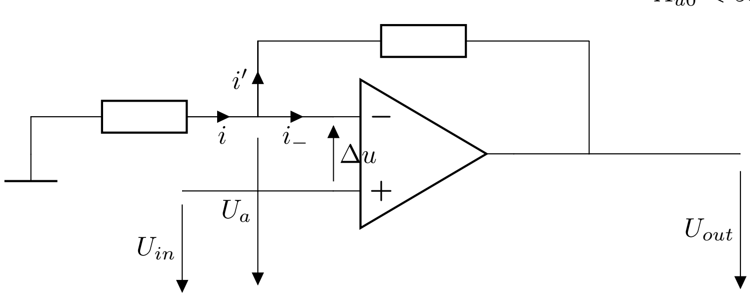
1.7.1 Limites de la tension de sortie





1.7.2 Limitation du gain

$$A_{u0} < \infty$$



$$u_{out} = A_{u0}\Delta u \Leftrightarrow \Delta u = \frac{U_{out}}{A_{u0}}$$

Les tensions	Les courants $i = -\frac{U_A}{R_1}$ 6 $u_A = U_{in} - \Delta u$
$i' = \frac{U_a - U_{out}}{R_2}$	$u_A = U_1 \Delta$?
$i_- = 0$	

Avec kirchoff on obtient

$$i - i' - i = 0$$

$$i = i'$$

$$\frac{-U_A}{R_1} = \frac{U_A - U_{out}}{R_2}$$

$$\frac{A_{u0}U_1 - U_2}{R_1} = \frac{A_{u0}U_1 - U_2 - A_{u0}U_2}{R_2}$$

$$-R_2 A_{u0} U_1 + R_2 U_{out} = R_1(A_{u0}U_1 - U_2 A_{u0} U_2)$$

$$U_1(R_2 A_{u0} + R_1 A_{u0}) = U_2(R_2 + R_1 + R_1 A_{u0})$$

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A_{u0}(R_2 + R_1}{A_{u0}R_1 + R_1 + R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_{u0}}}$$

$$A_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{u0}\frac{R_1 + R_2}{R_1}}}\right)$$

Si $A_{u0} >> \frac{R_1+R_2}{R_1} \Rightarrow A_u \approx \frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{1}{1}$
Si $A_{u0} << \frac{R_1+R_2}{R_1} \Rightarrow A_u \approx \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{1}{\frac{1}{A_{u0}}\frac{R_1+R_2}{R_1}}\right) \approx A_{u0}$
En général, $A_{u0} \approx 100dB$

1.7.3 Limitation sur la réponse en fréquence

Fonction de transfert

$$\underline{A}_u(j\omega) = \frac{A_{u0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_b}} \approx \frac{A_{u0}}{j\frac{\omega}{\omega_b}} = \frac{A_{u0}}{j\frac{f}{f_b}}$$

$$f = A_{u0} f b$$

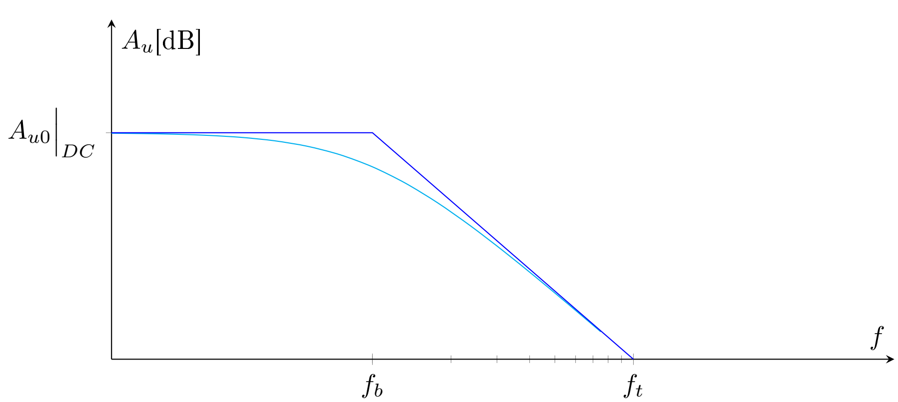
Fréquence de transition pour $A_u = 1$

$$1 = \frac{A_{u0}}{\frac{f_T}{f_b}} \to f_T = A_{u0} f_b$$

Bande passante à gain unitaire (GBW)

Calcul du gain à une fréquence donnée (si $f > f_b$)

$$A_u(f) = \frac{f_T}{f} = \frac{GBW}{f}$$



f_b	f_t
Fréquence de coupure en boucle ouverte	fréquence de transition

Exemple

Quels sont les gains en boucle ouvert à 100kHz pour le UA741 et le LF356
UA741: $A_u\Big|_{100kHz} = 10 = 20dB$
LF356: $A_u\Big|_{100kHz} = 50 \approx 34dB$

$$\underline{A}_u(j\omega) = \frac{A_{u0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_o}} = \frac{A_{u0}}{1 + j\frac{f}{f_b}} = \frac{A_{u0}}{1 + jA_{u0}\frac{f}{f_T}} \approx \frac{A_{u0}}{jA_{u0}\frac{f}{f_T}} = \frac{f_T}{jf}$$

Donc on peut déterminer le gain final en fonction de la configuration des résistances et de la fréquence utilisée.

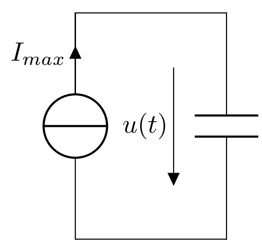
$$A_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1 + j\frac{f}{f_T}\frac{R_1+R_2}{R_1}}\right)$$

On peut déterminer la fréquence maximum pour un gain donné avec

$$A_{uMax} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} * GBW$$

1.7.4 Limitation sur la variation de la tension de sortie

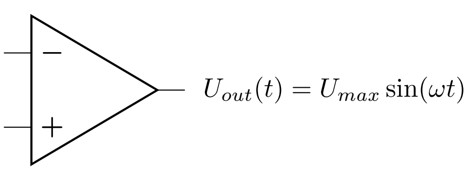
Une capacité parasite est présente sur la sortie de l'amplificateur. Le courant limité des transistors fait que le schéma suivant est présent à la sortie de l'ampli op



$$u(t) = \frac{I_{max}}{C}t$$

Cette caractéristique est appelé **Slew rate**

$$S_R = \frac{dU_{out}}{dt}\Big|_{max}$$



La variation de tension a la sortie se calcule (maximale pour $t = 0$)

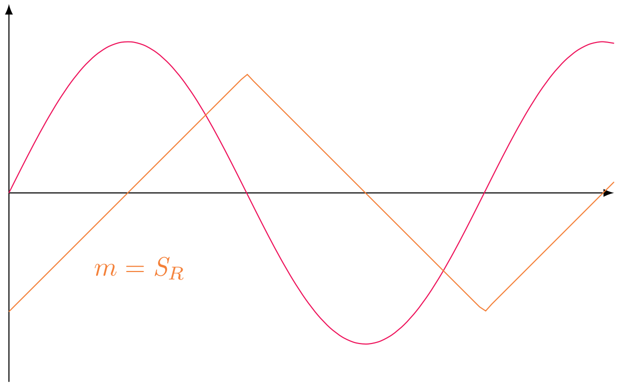
$$\frac{dU_{out}}{dt} = U_{max}\omega\cos(\omega t)$$

$$\frac{dU_{out}}{dt}\Big|_{max} = U_{max}\omega = S_R$$

$$\omega = \frac{S_R}{U_{max}}$$

$$\boxed{f_{max}[MHz] = \frac{S_R[V/\mu s]}{2\pi U_{max}}}$$

Si l'ont veut une grande fréquence, on doit diminuer la tension.



La tension de sortie se déforme pour devenir triangulaire

Exemple

$$S_R = 2V/\mu s$$

$$U_{max} = 10V$$

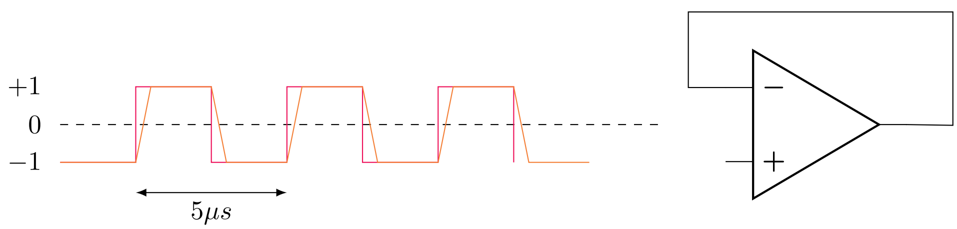
La fréquence maximum à laquelle on peut travailler est donnée par

$$f_{max} = \frac{2}{2\pi * 10} = 0.0318\,\text{Mhz} = 31.8\,\text{kHz}$$

Si on limite l'excursion à $1V$ alors on obtient

$$f_{max} = \frac{2}{2\pi * 1} = 0.318\,\text{Mhz} = 318\,\text{kHz}$$

Exemple 2

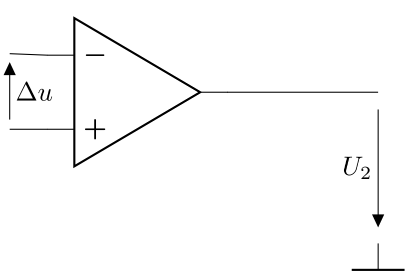


On peut noter l'accroissement de $2V/\mu s$ **Formules à savoir**

$$A_U f = GWB \text{ pour } f > f_B$$

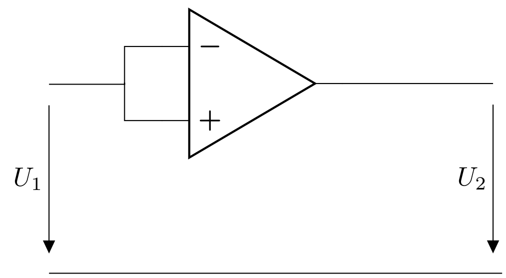
$$f_{SR} = \frac{S_R}{\hat{U}_{out} 2\pi}$$

1.7.5 Limitation sur la rejection en mode commun



$$U_2 = A_D \Delta u$$

Gain différentiel : $U_2 = A_D \Delta U$

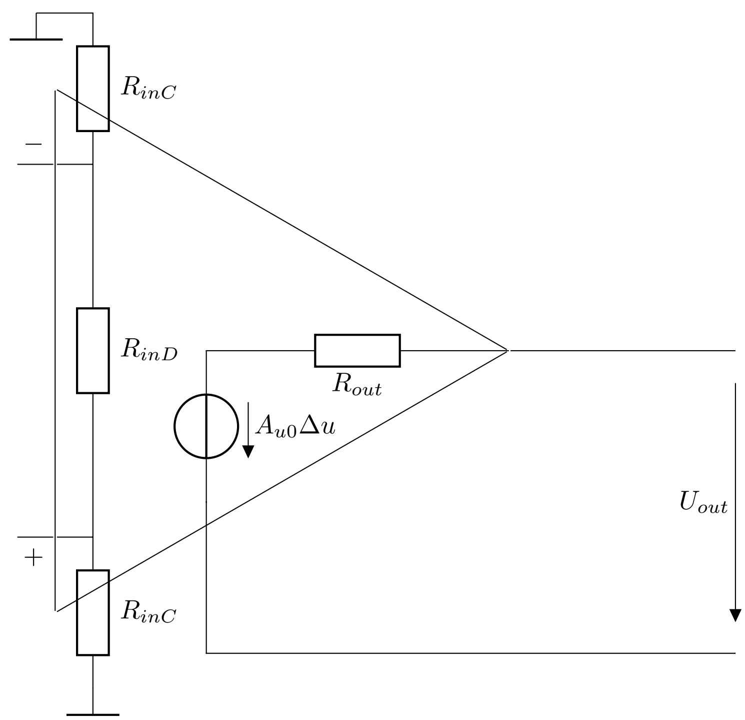


Gain en mode commun : $U_2 = A_C U_1$, idéalement $A_C = 1$ On défini la rejection en mode commun par

$$CMMR = \frac{A_D}{A_C}$$

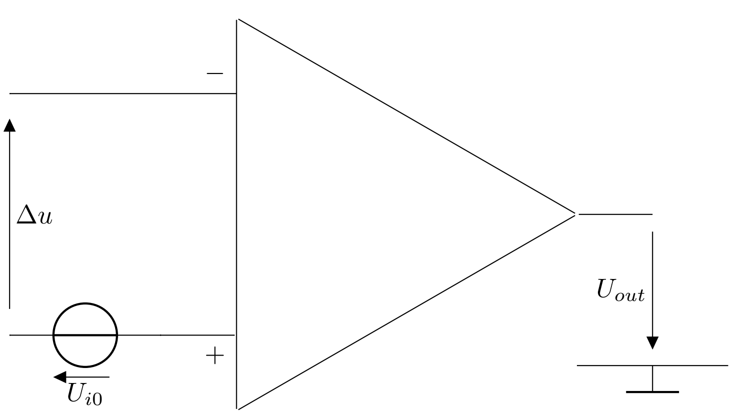
idéalement, le CMRR serait égal à ∞. Réellement il est souvent compris entre 80...100 dB

1.7.6 Limitation sur les impédance d'entrée et de sortie

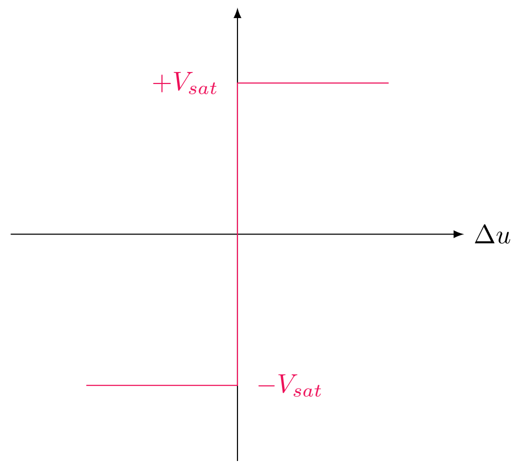


$$R_{inD} \approx 1\,\mathrm{M\Omega}$$
$$R_{out} \approx 10...100\Omega$$
$$R_{inC} \approx 100\,\mathrm{M\Omega}$$

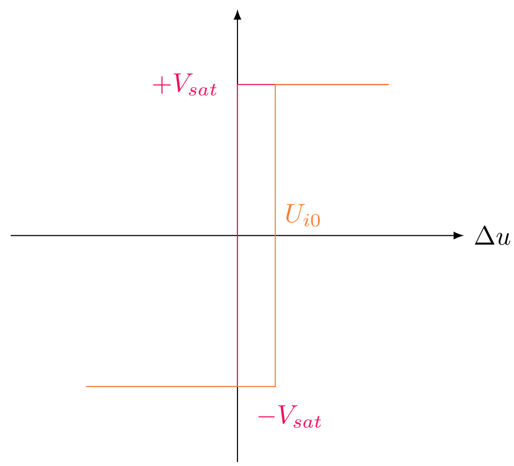
1.7.7 Limitation sur la tension décalage et courant de polarisation



Pour un ampli idéal nous avons vu le diagramme de transfert suivant



Pour un ampli réel, le diagramme de transfert ressemble à cela



La courant de polarisation est défini comme (bias current)

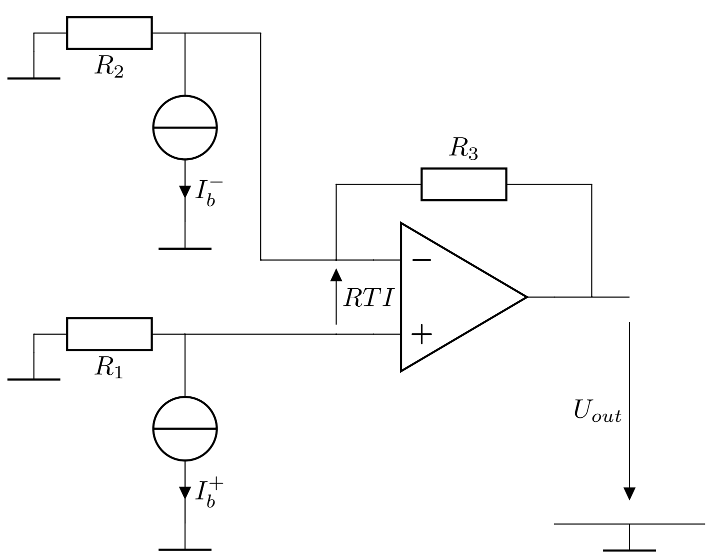
$$I_b = \frac{(I_b^+ + I_b^-)}{2}$$

Le courant de décalage (offset current)

$$I_{off} = \left| I_b^+ - I_b^- \right|$$

Tension de décalage (offset voltage)

$$U_{i0}$$



A l'entrée, décalage en tension du à U_{i0}, I_b et I_{off}
Report To Input, $\rightarrow$ effet de la tension d'offset à l'entrée

$$RTI(U_{i0}, I_b, I_{off}) = U_{i0} + I_b\left(\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} - R_3\right) - \frac{I_{off}}{2}\left(\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} + R_3\right)$$

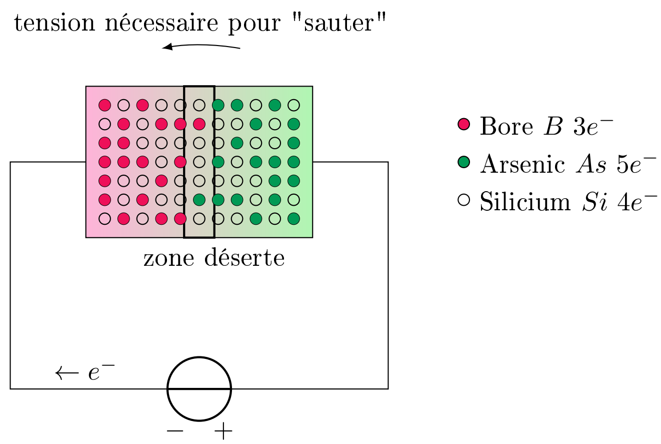
A la sortie,
Report To Output $\rightarrow$ effet de la tension d'offset à la sortie

$$RTO(U_{i0}, I_b, I_{off}) = RTI\frac{R_1+R_2}{R_2} = RTI\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

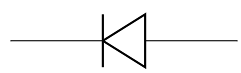
Chapter 2

Les Diodes

On rajoute du bore et de l'arsenic à du silicium pur (dopage)



Les électrons de l'arsenic vont chercher à aller boucher les trous des atomes de bore.
Dans l'autre sens, la zone déserte va grandir et le courant ne pourra pas passer



La diode ne laisse passer le courant que dans un seul sens ($As \to B$)

2.1 Les modèles de diodes

La diode ne laisse passer le courant que dans un sens donc $i \geqslant 0$

2.1.1 1er modèle - la diode idéale

La caractéristique de transfert est la suivante

Mode bloquant	Mode passant
$i_D = 0$	$i_D = i$
$u_D = u$	$u_D = 0$

On peut utiliser ce modèle lorsque $u >> u_j$

2.1.2 2ème modèle - le modèle simplifié

u_j est la tension de jonction
La fonction de transfert est la suivante

Mode bloquant	Mode passant
$i_D = 0$	$i_D = i$
$u_D = u$	$u_D = u_j$

On peut utiliser ce modèle lorsque $R_D << R_L$

2.1.3 3ème modèle - le modèle linéaire

La fonction de transfert est la suivante

Mode bloquant	Mode passant
$i_D = 0$	$i_D = i$
$u_D = u$	$u_D = u_j + i_D R_D$

2.1.4 4ème modèle - le modèle exponentiel

La fonction de transfert est la suivante

Mode bloquant	Mode passant
$i_D = 0$	$i_D = I_p e^{\frac{u-u_j}{0.0862}}$ $\quad I_p =$ courant de polarisation de la diode
$u_D = u$	$u_D = u_j + i_D R_D$

2.1.5 Exemple

Dans le cas bloquant, on a $u_2 = u\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{3}{5}u$. Dans le cas passant on a

$$\begin{cases} u_2 = \frac{3}{5} \quad u \leqslant u_j \\ u_2 = u + u_j \quad u > u_j \end{cases}$$

2.1.6 Exemple 2

En mode bloquant () on a . En mode passant on a

$$\begin{cases} u < 2u_j \Rightarrow u_2 = u(t)\frac{R_3}{R_1+R_3} = \frac{1}{2}u(t) \\ u > 2u_j \Rightarrow u_2 = u(t)\frac{\frac{R_2 R_3}{R_2+R_3}}{R_1} = \frac{1}{3}u(t) \end{cases}$$