Electronique de base
Amplificateur Opérationnel

Centre Interuniversitaire de préparation à l'Agrégation de Physique

Montrouge 2015-2016

kenneth.maussang@ens.fr

Bibliographie

Faroux et Renault	Electrocinétique et électronique (1997)
H-Prépa	Electronique, électrocinétique II, $1^{\text{ière}}$ année
	Electronique I, $2^{\text{ième}}$ année
Grossetête	Electronique 1 et 2 (classes prépa 1987)
Delacressonnière et More	Electronique, $1^{\text{ière}}$ année

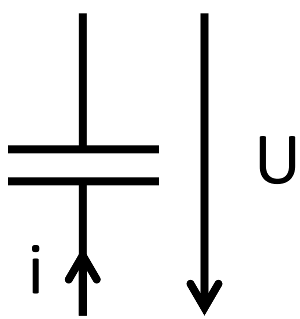
Rappels de base

Rappels

Notation complexe

Si on étudie un système à une fréquence $f = \omega/2\pi$, on peut utiliser la correspondance suivante pour toute grandeur électrique X

$$X(t) = Re(\underline{X}e^{j\omega t}), \text{ où } j^2 = -1$$



$$Q = CU \rightarrow i = C\frac{dU}{dt}$$

$$\underline{i} = j\omega C\underline{U}$$

$$Z_c = 1/jC\omega$$

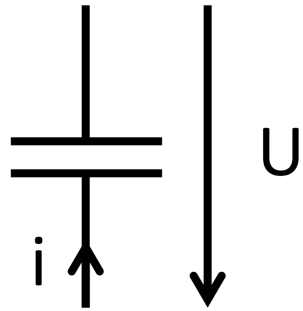
Impédance complexe

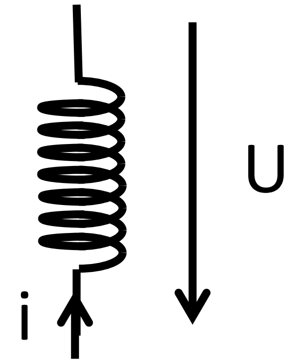
$$\underline{U} = Z\underline{i}, \qquad Z \in \mathbb{C}$$

Intérêt : **permet de raisonner en terme d’impédance**, généralise les raisonnement issus des réseaux de résistances.

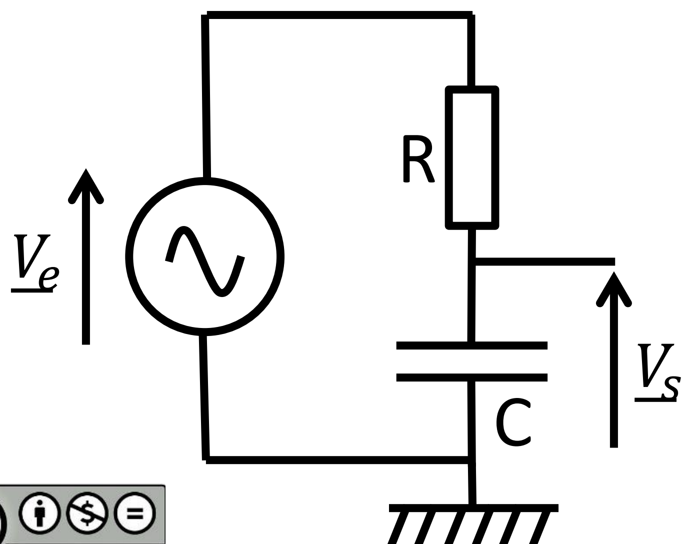
Rq : le signe de la partie imaginaire dépend de la convention choisie.

Exemples





$$Z_c = 1/j\omega C \qquad Z_L = j\omega L$$

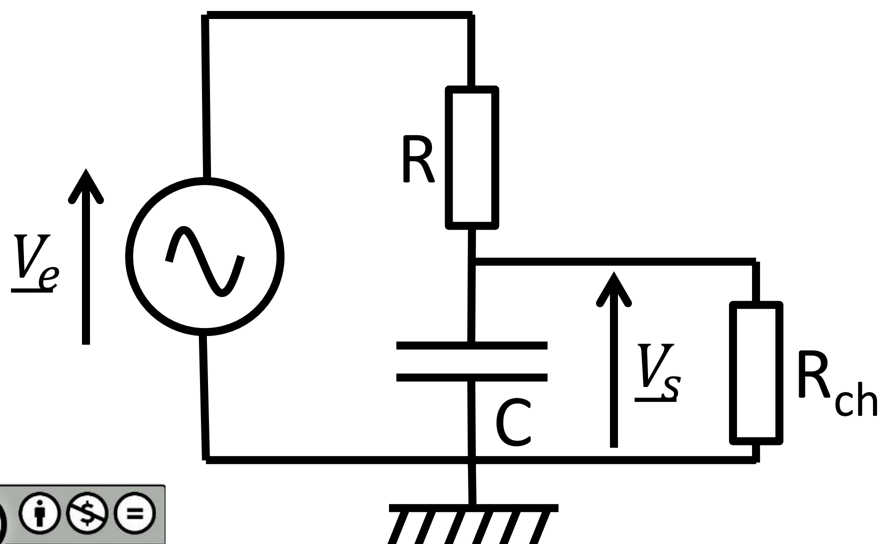


$$\underline{V_s} = \frac{Z_C}{Z_C + R}\underline{V_e}$$

$$= \frac{1}{1 + j\omega RC}\underline{V_e}$$

Exemples

Attention :
Le pont diviseur de tension n'est valable uniquement dans le cas où aucun courant n'est débité au point de mesure (voir cours sur les filtres).



$$\underline{V_s} = \frac{Z_C \parallel R_{ch}}{Z_C \parallel R_{ch} + R} \underline{V_e}$$

$$= \frac{R}{R_{ch} + (j\omega RC + 1)R} \underline{V_e}$$

Quelques théorèmes

Définition de la linéarité en Physique (d'après le programme de classes prépa) :

un phénomène physique linéaire est régi par une équation différentielle linéaire à coefficients constants.

Théorème de Norton :

Tout circuit **linéaire** vu de deux points est équivalent à une source de courant idéale, *en parallèle* avec une résistance R.

Théorème de Thévenin :

Tout circuit **linéaire** vu de deux points est équivalent à un générateur de tension parfait, *en série* avec une résistance R.

La force électromotrice du générateur équivalent est égale à la différence de potentiels **à vide** entre ces deux points.

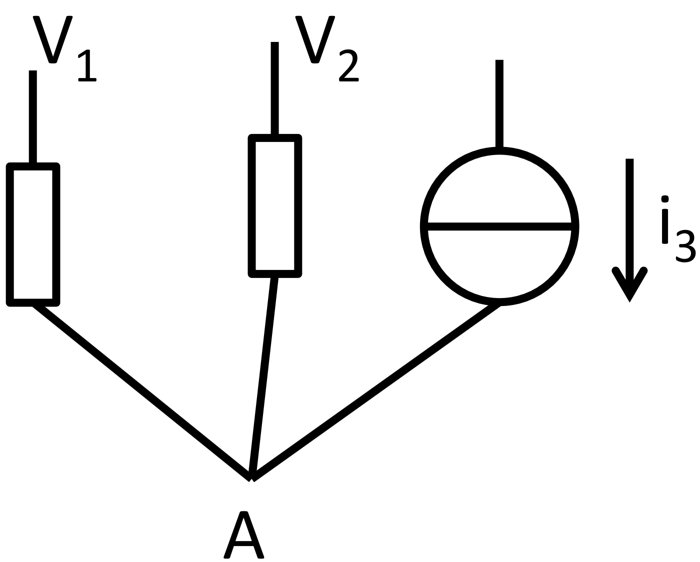
La résistance équivalente est égale à celle que l'on mesure entre les deux points lorsque tous les **générateurs indépendants** sont rendus *passifs*.

Les théorèmes de Thévenin et Norton s'appliquent à des systèmes linéaires (ou linéarisés), en régime continu (résistances) ou sinusoïdal permanent (impédances).

Quelques théorèmes

Théorème de Milleman :

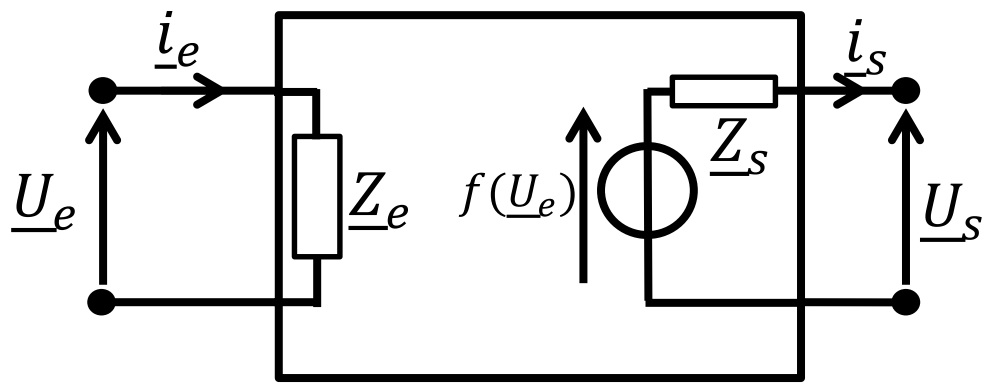
Tensions mesurées par rapport à un point commun (non indiqué). C'est une conséquence directe de l'application de la loi des nœuds.



$$V_A = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + i_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

Démonstration…

Etudes des quadripôles



Impédance d'entrée :

L'entrée d'un quadripôle linéaire se comporte *généralement* comme un dipôle passif linéaire. L'impédance d'entrée $\underline{Z}_e$ est alors définie par

$$\underline{Z}_e = \frac{\underline{U}_e}{\underline{I}_e},$$

où $\underline{U}_e$ est la tension d'entrée du quadripôle, et $\underline{I}_e$ son intensité, orientée en convention récepteur.

Impédance de sortie :

C'est l'impédance équivalente du modèle de Thévenin du dipôle formé par les deux bornes de sortie du quadripôle. Il s'agit donc de l'impédance vue des deux bornes de sortie à tension de générateur nulle en entrée.

Etudes des quadripôles

Exemple : Impédance de sortie d'un montage actif,

le push-pull à transistors bipolaires

(TP Transistor – Multimètre (série II)

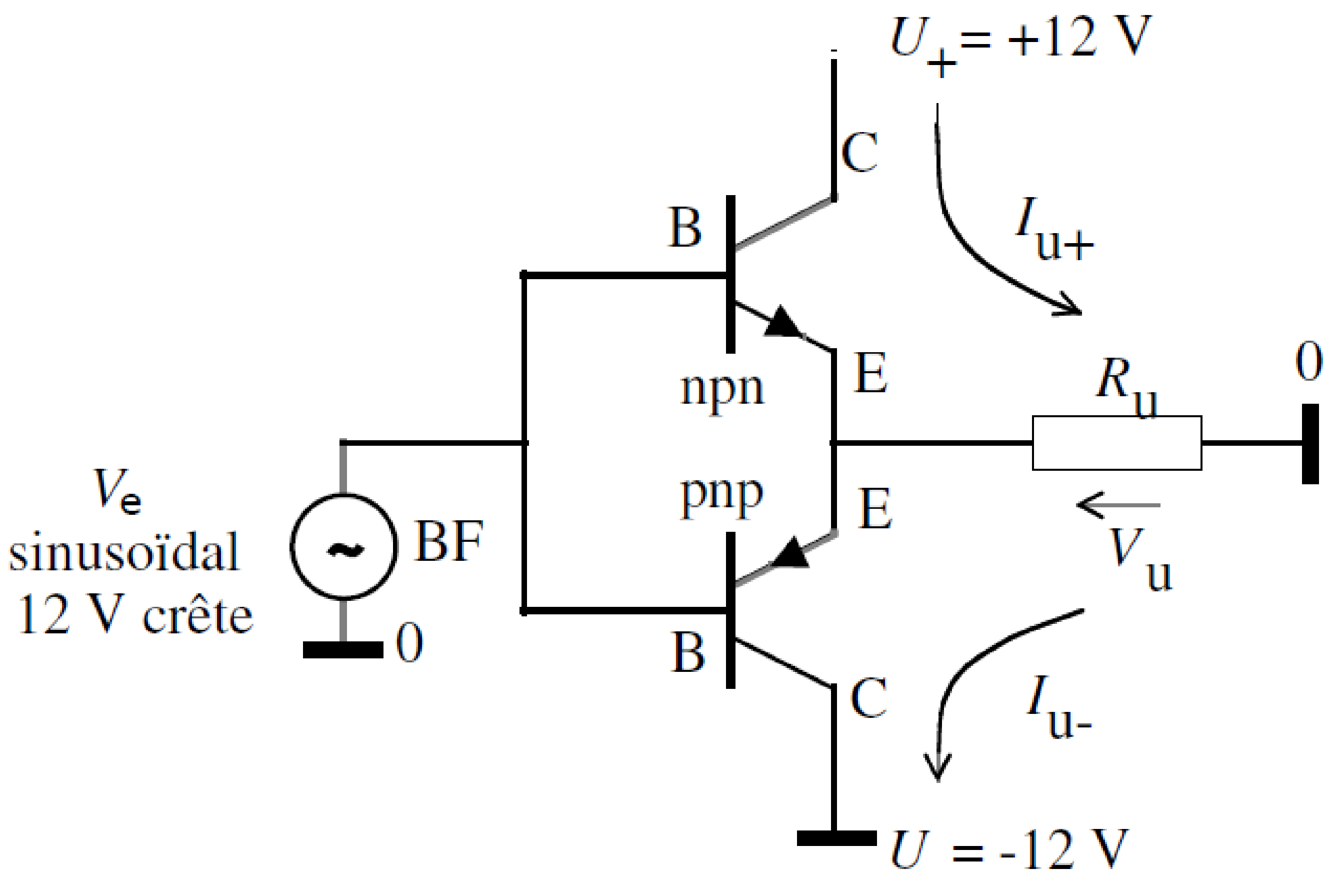


Diagramme de Bode d'un quadripôle

Il est constitué par le tracé de la fonction de transfert du quadripôle en fonction de la fréquence du signal d'entrée. En pratique, on trace sa norme **et** sa phase, en échelle logarithmique.

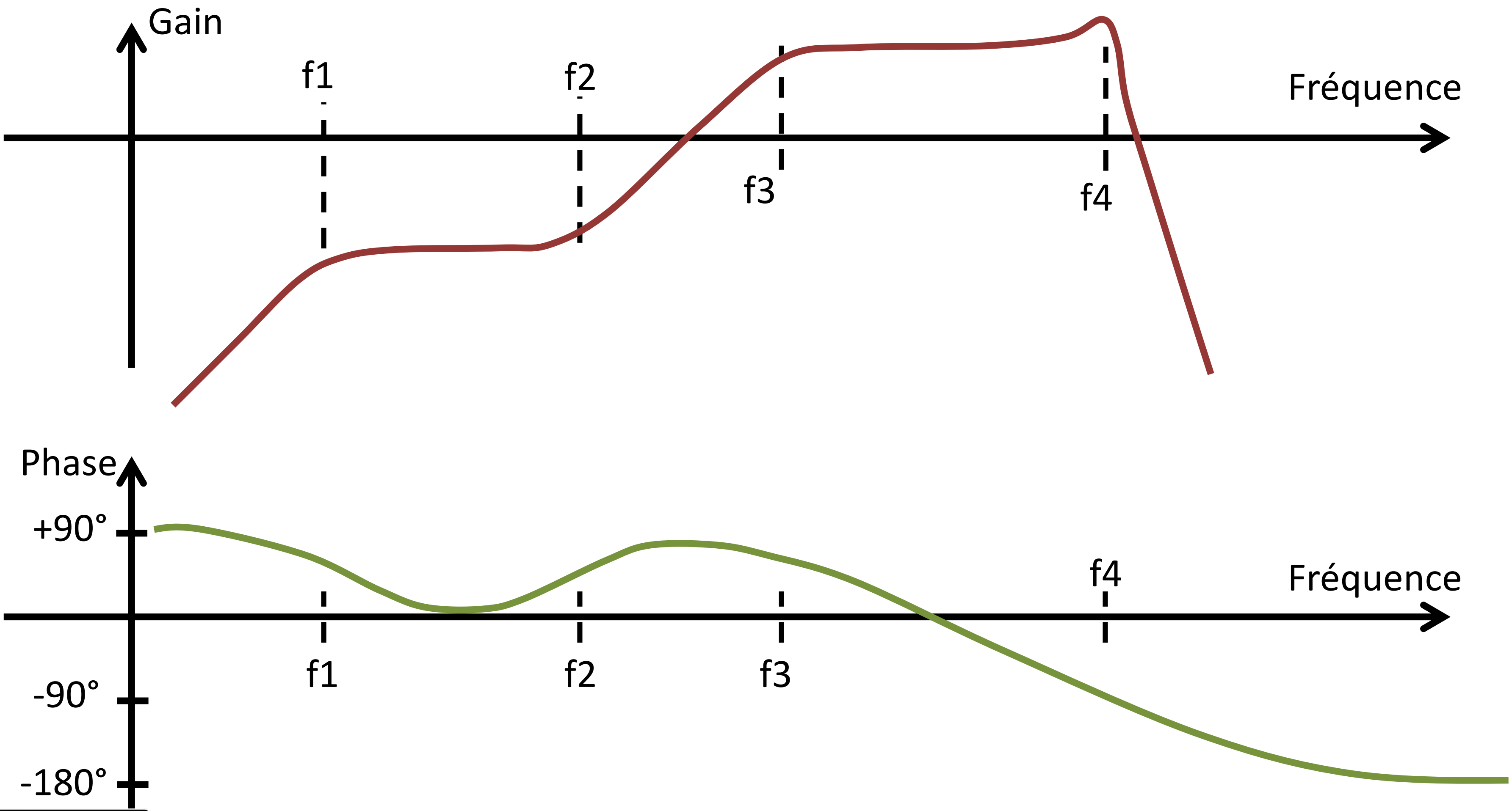
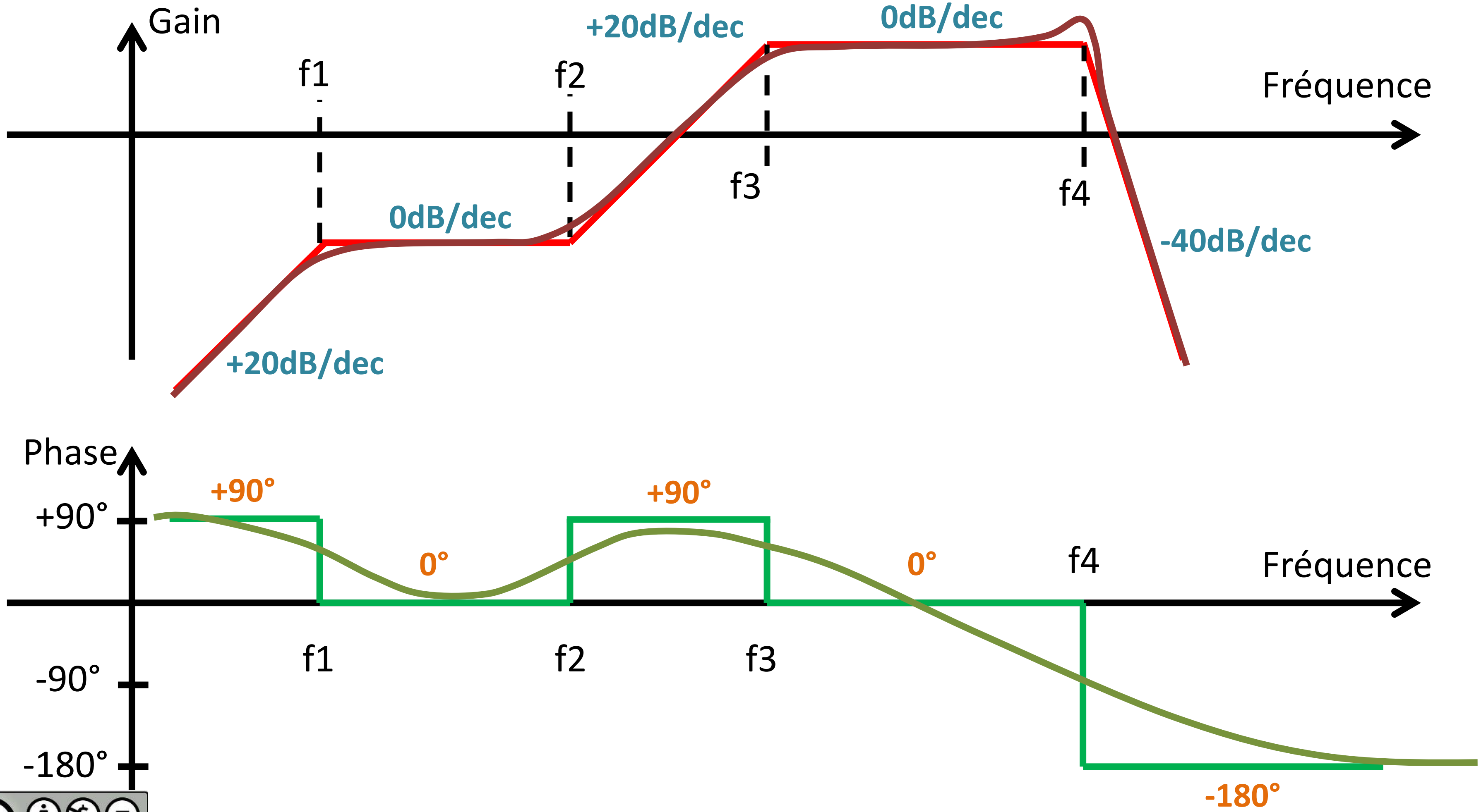


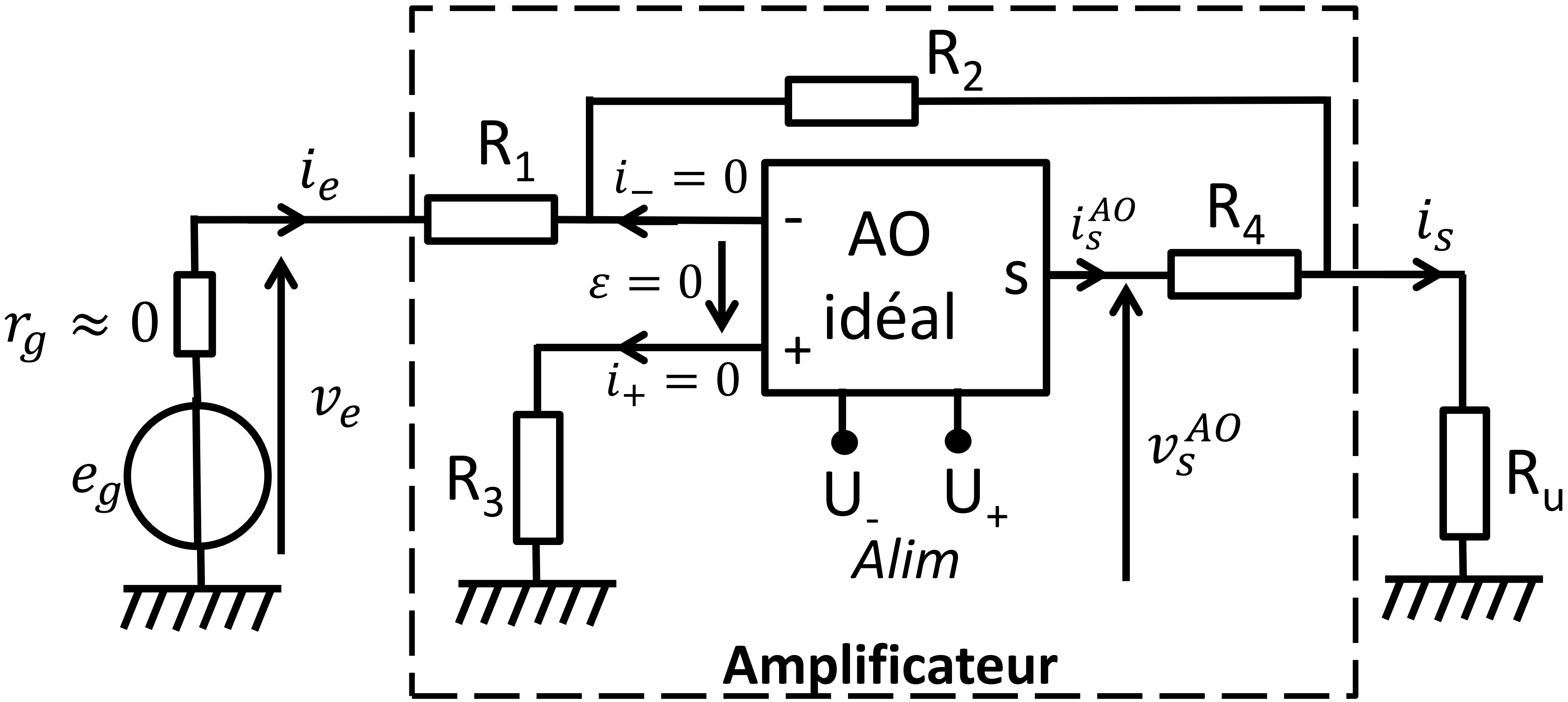
Diagramme de Bode d'un quadripôle

➔ *Diagramme asymptotique*



L'Ampli Op

1. L’amplificateur inverseur



Amplification en tension
$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$ (Démonstration)
Gain linéaire : $G = |A_v|$
Gain en dB : $G_{dB} = 20 \log|A_v|$

Rôle de R_3 ?, de R_4 ?, de R_u ?

Cas où on permute les entrées + et - ?

1. L’amplificateur inverseur

Limitations, choix des résistances il ne faut pas confondre v_s avec v_s^{AO} et i_s avec i_s^{AO}

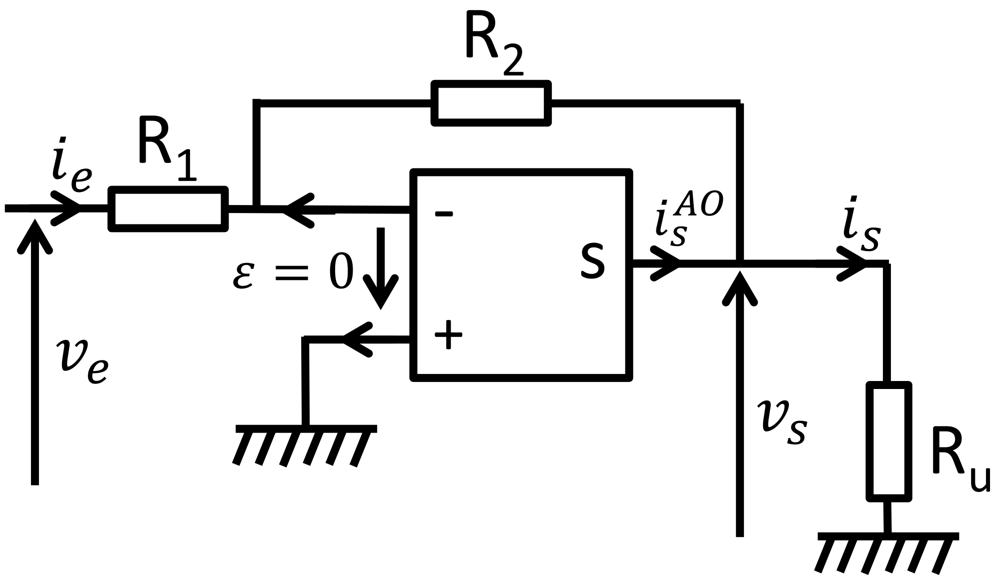
1- Limitation en tension de sortie $|v_s^{AO}| \leq V_{saturation} \leq U_{alimentation}$
(propriété assez générale, contre-exemple : onduleur)

2- Limitation en courant de sortie $|i_s^{AO}| \leq i_{max} \approx$ **10mA** à 25mA

Ces limitations sont des phénomènes non linéaires (existence d’un seuil)

3- Exemple

On veut $G_{dB} = 20 \text{ dB}$ donc $|A_v| = 10$ et $\frac{R_2}{R_1} = 10$.



1- Pour éviter la saturation en tension :

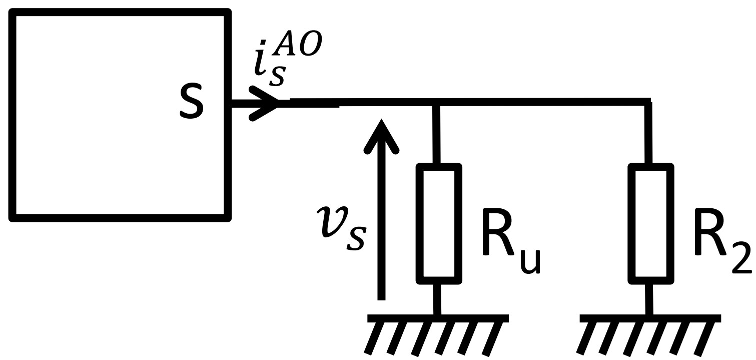
$|v_s| = |v_s^{AO}| \leq 10\text{V}$ (environ)

donc $|v_e| \leq 1\text{V}$

1. L'amplificateur inverseur

2- Pour éviter la saturation en courant :

La sortie de l'ampli op voit



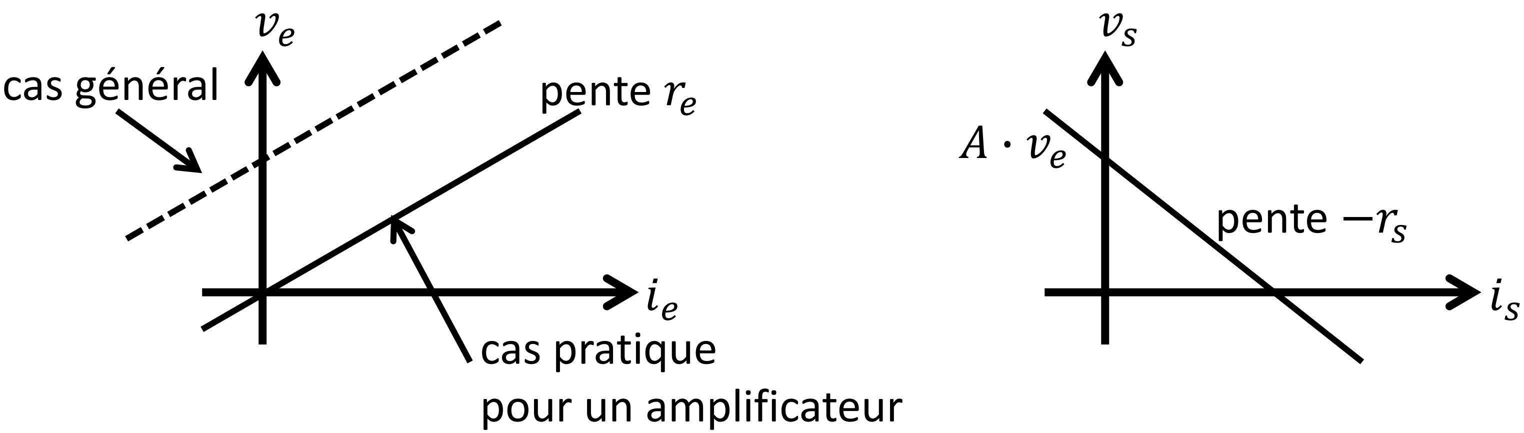
$|i_s^{AO}|_{max} \leq \frac{10V}{R_2 \| R_u} \leq$ 10mA donc $\boxed{\mathbf{R_2 \| R_u \geq 1\ k\Omega}}$

Choix des résistances (dans l'hypothèse $R_u \gg R_2$)

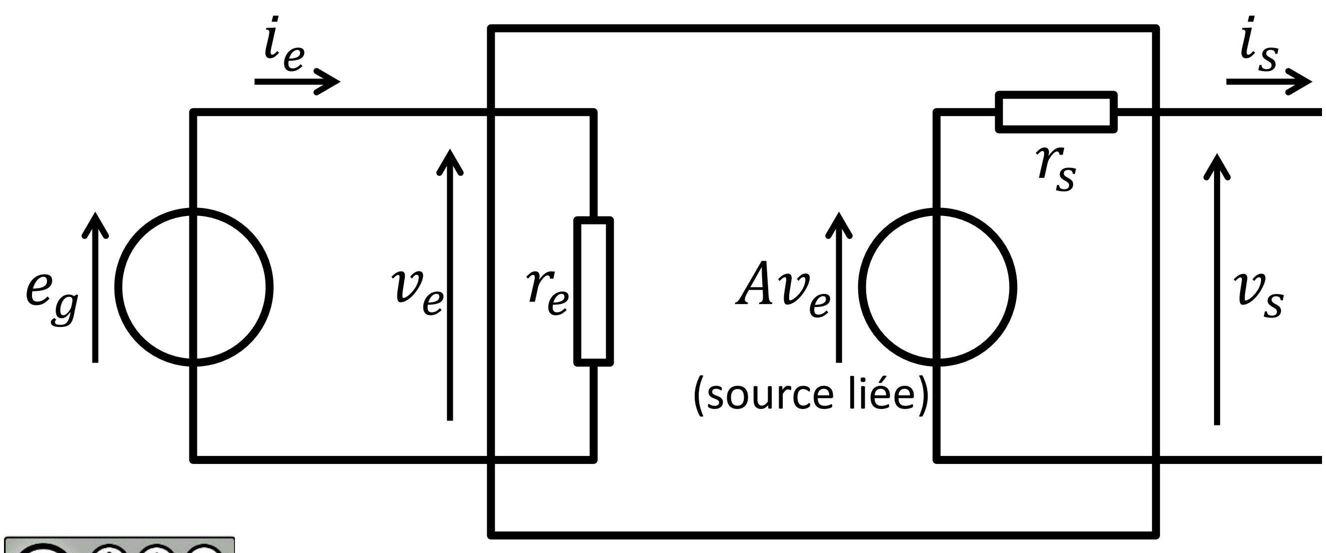
R_2	R_1	
$1\ \text{k}\Omega$	$0{,}1\ \text{k}\Omega$	Limite
$10\ \text{k}\Omega$	$1\ \text{k}\Omega$	Bon
$100\ \text{k}\Omega$	$10\ \text{k}\Omega$	Bon
$1000\ \text{k}\Omega$	$100\ \text{k}\Omega$	Fortes résistances déconseillées (sensibilité aux parasites, effet accru des défauts de l'AmpliOp)

2. Résistances d'entrée et de sortie

2.1 Modèle général d'amplificateur linéaire en basse fréquence (modèle statique)



d'où le schéma du modèle :



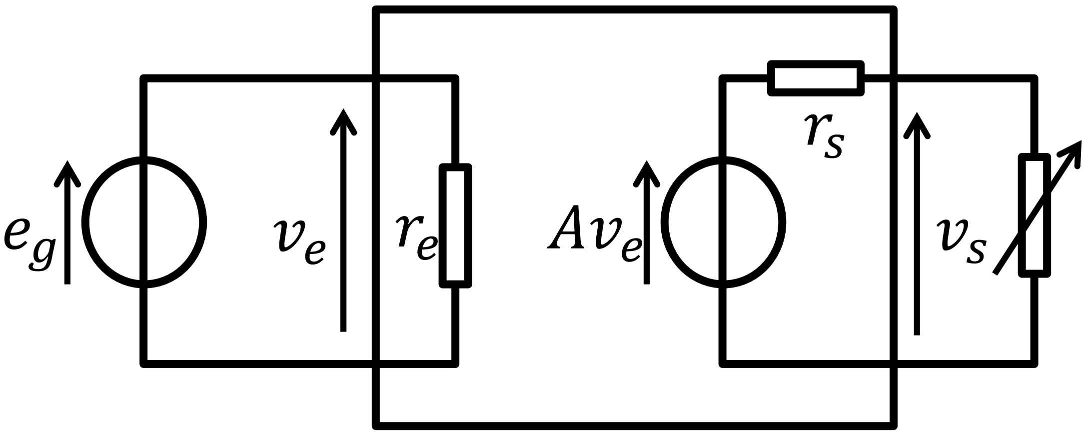
Cas idéal :

$$\boldsymbol{r_e \to +\infty}$$
$$\boldsymbol{r_s = 0}$$

2. Résistances d'entrée et de sortie

2.2 Détermination de la résistance de sortie d'un amplificateur

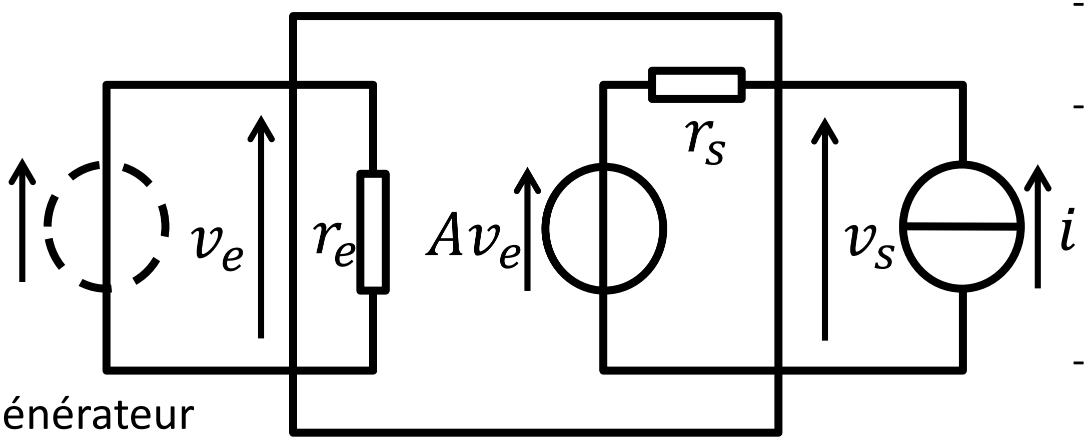
1ière méthode (division de tension en sortie)



$$R \to +\infty, \boldsymbol{v_s} = \boldsymbol{Ae_g}$$
$$R \to \boldsymbol{r_s}, \boldsymbol{v_s} = \boldsymbol{Ae_g}/2$$

Expérimentalement, cette méthode est délicate à mettre en œuvre lorsque r_s est très petit.

2ième méthode



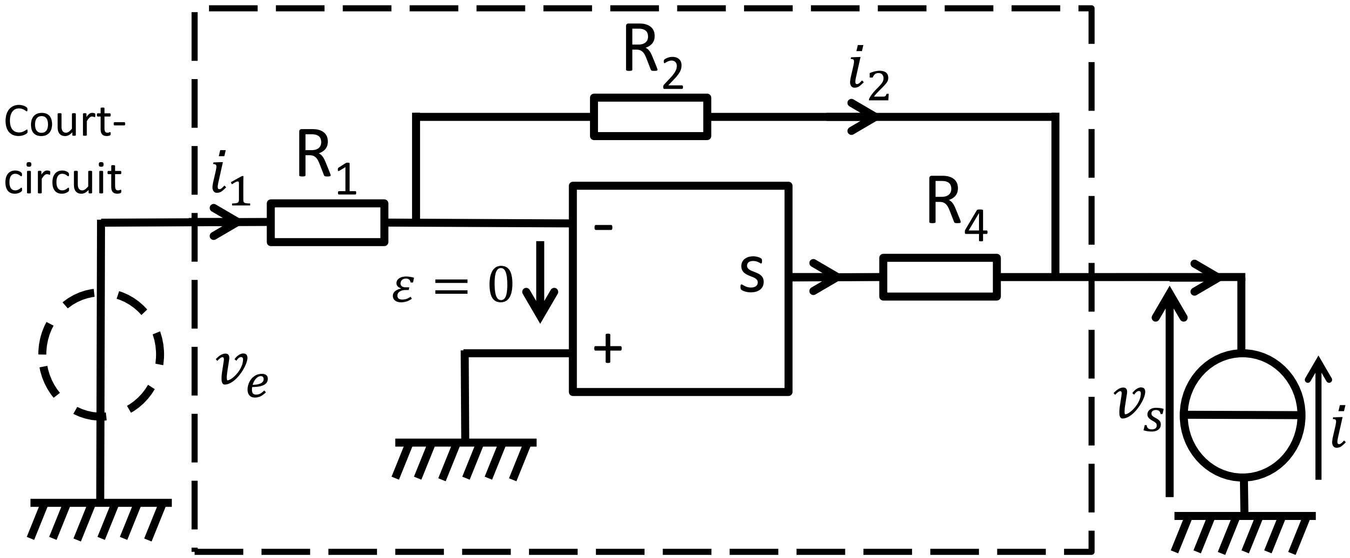
Générateur « éteint »

- On branche sur la sortie un générateur de courant i.
- On éteint (passive) le générateur de tension sur l'entrée en le remplaçant par sa résistance interne (supposée nulle ici), mais on n'éteint pas la source liée (Av_e).
- On calcule ou on mesure v_s, d'où $r_s = v_s/i$.

<u>Il ne faut pas éteindre les sources liées pour appliquer le théorème de thévenin ou le théorème de superposition.</u>

2. Résistances d'entrée et de sortie

2.3 Application de la deuxième méthode à l'amplificateur inverseur à AmpliOp



Recherche de r_s :

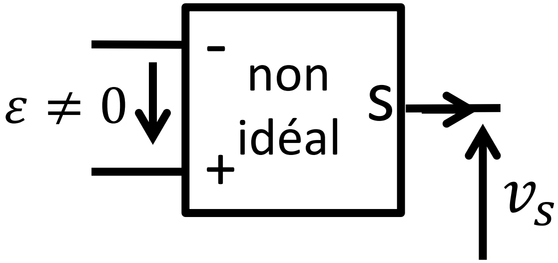
$$v_{R1} = -\varepsilon = 0 \rightarrow i_1 = 0 \rightarrow i_2 = 0 \rightarrow v_{R2} = 0 \rightarrow v_s = 0, \text{ et donc } v_s/i_s = \boxed{r_s = 0}$$

- La résistance R_4 n'influence pas la résistance interne parce qu'elle est à l'intérieur de la boucle de rétroaction. R_s=0 est cohérent avec le fait que le gain en tension calculé précédemment ne dépend pas de R_u.
- Où passe le courant i ?
- En réalité l'AmpliOp n'étant pas idéal r_s n'est pas nulle mais très faible, non mesurable dans une expérience d'agrégation.

que, on a intérêt à supprimer R_4…

3. Comportement fréquentiel de l'amplificateur non inverseur

3.1 Amplification différentielle de l'AmpliOp



$\varepsilon \neq 0$: tension différentielle d'entrée non nulle si l'AmpliOp n'est plus idéal.
En continu : $v_s = \mu_0 \varepsilon$, avec μ_0 : amplification différentielle.

AmpliOp idéal : $\mu_0 \to +\infty$; AmpliOp réel (741) : $\mu_0 \approx 10^5$

En régime quelconque :
Le comportement de l'AmpliOp est bien traduit par une équation différentielle du 1er ordre avec un temps caractéristique τ (pour l'AmpliOp réel (741), $\tau \approx 10^{-2}$s) :

$$\tau \frac{dv_s}{dt} + v_s = \mu_0 \varepsilon$$

En régime sinusoïdal permanent

$$(1 + j\omega\tau)\underline{v_s} = \mu_0 \underline{\varepsilon}$$

D'où, en posant $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$

$$\underline{\mu} = \frac{\underline{v_s}}{\underline{\varepsilon}} = \frac{\mu_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

avec $\mu_0 \approx 10^5$ et $\omega_0 \approx 100$ rad/s ($f_0 \approx 10$ Hz).

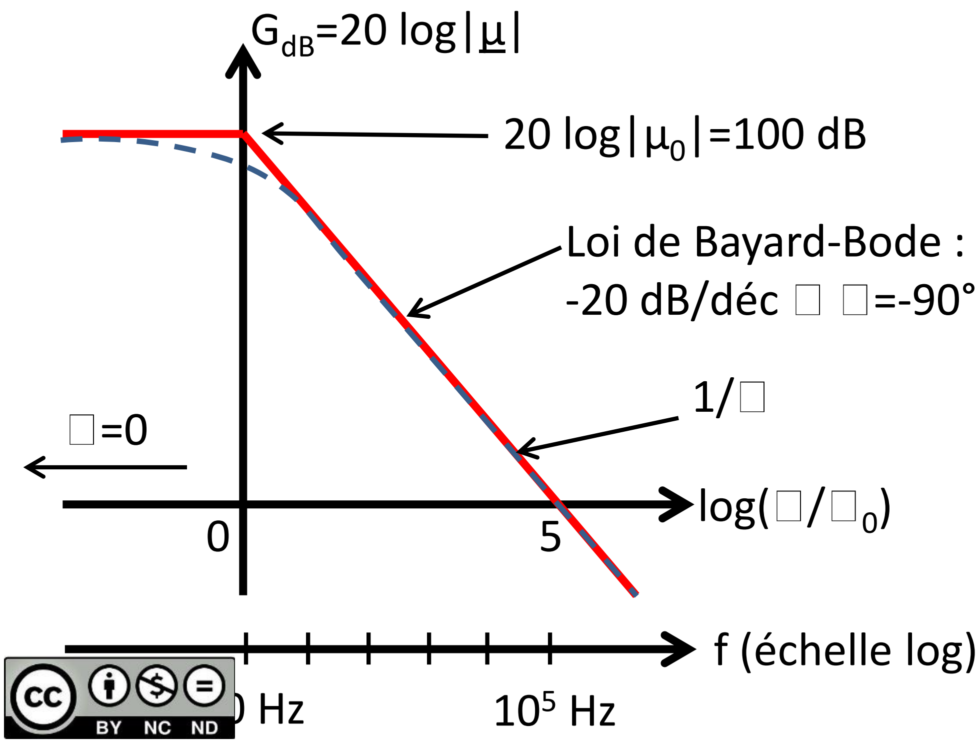
3. Comportement fréquentiel de l'amplificateur non inverseur

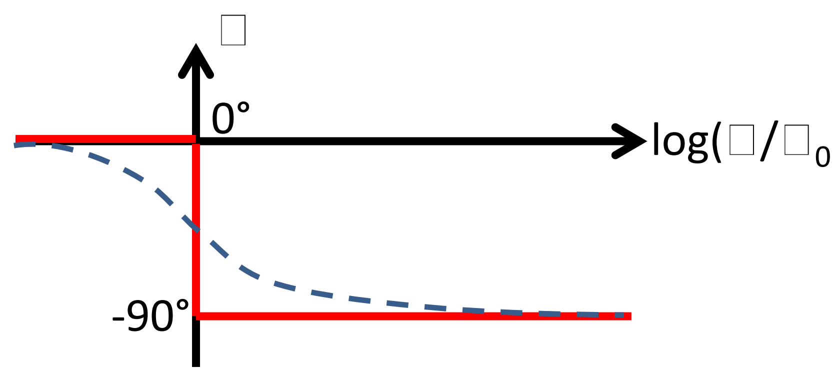
3.2 Diagramme de Bode de l'AmpliOp

On se place en régime sinusoïdal permanent, on étudie $G_{dB}=20\log|\underline{\mu}|$ et $\varphi=\arg(\underline{\mu})$ en fonction de $\log(\omega_0/\omega)$.

- Si $\omega \ll \omega_0$, $\underline{\mu} \cong \mu_0$ donc $\varphi \cong 0$ et $G_{dB} \cong 20\log\mu_0 = 100\ \text{dB}$.
- Si $\omega \gg \omega_0$, $\underline{\mu} \cong -j\,\mu_0\dfrac{\omega}{\omega_0}$ donc $\varphi \cong -90°$

  et $G_{dB} \cong -20\log\dfrac{\omega}{\omega_0} + 20\log\mu_0$; c'est l'équation d'une droite de pente -20dB/décade passant par le point $\left(\log\dfrac{\omega}{\omega_0} = 0, G_{dB} = 20\log\mu_0\right)$.



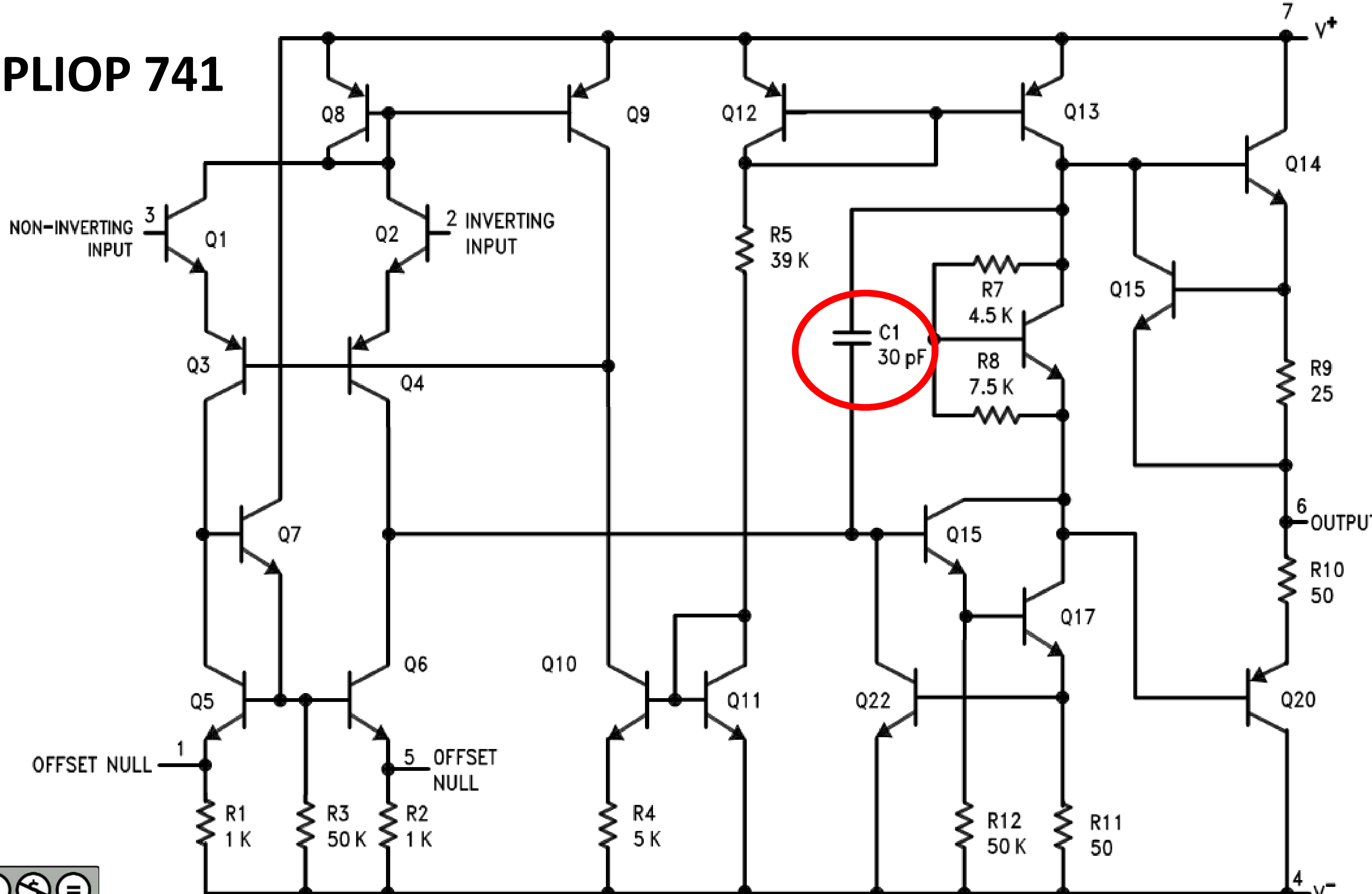


Rq1 : La loi de Bayard-Bode n'est vérifiée que pour les systèmes « à déphasage minimal », cf. H-Prépa Electronique I, 2ième année PSI, p.53 et p.74

3. Comportement fréquentiel de l'amplificateur non inverseur

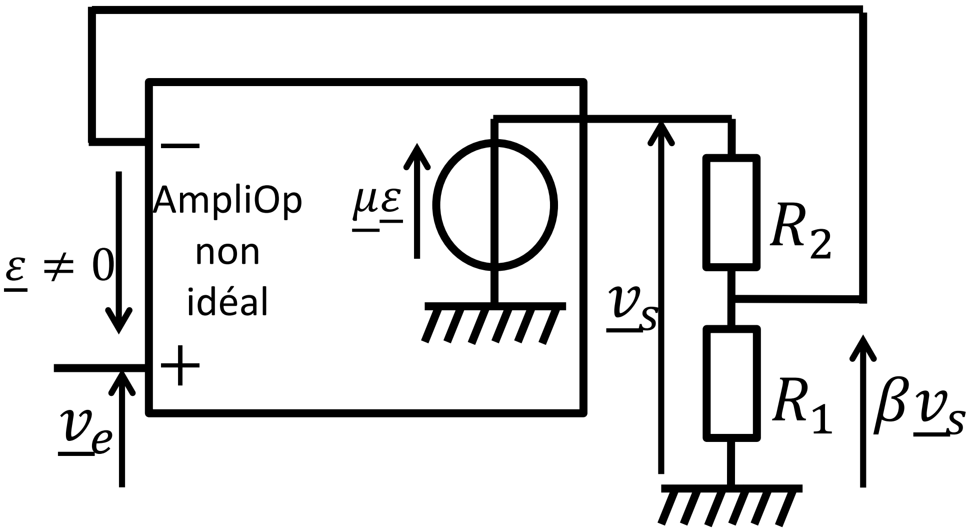
Rq2 : Pourquoi l'AmpliOp obéit-il à une équation différentielle du $1^{\text{ière}}$ ordre ?

AMPLIOP 741



3. Application à l'amplificateur non inverseur en régime sinusoïdal

L'AmpliOp non bouclé est inutilisable en pratique…



L'AmpliOp non idéal est représenté ici par son modèle en alternatif.

Taux de réaction négative : $\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$.

Amplification attendue (AO idéal) :

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta}.$$

Calcul du gain A de l'amplificateur en régime sinusoïdal :

$\underline{v}_+ = \underline{v}_e$; $\underline{v}_- = \beta \underline{v}_s$ et $\underline{v}_+ - \underline{v}_- = \underline{\varepsilon} = \underline{v}_s / \underline{\mu}$, d'où

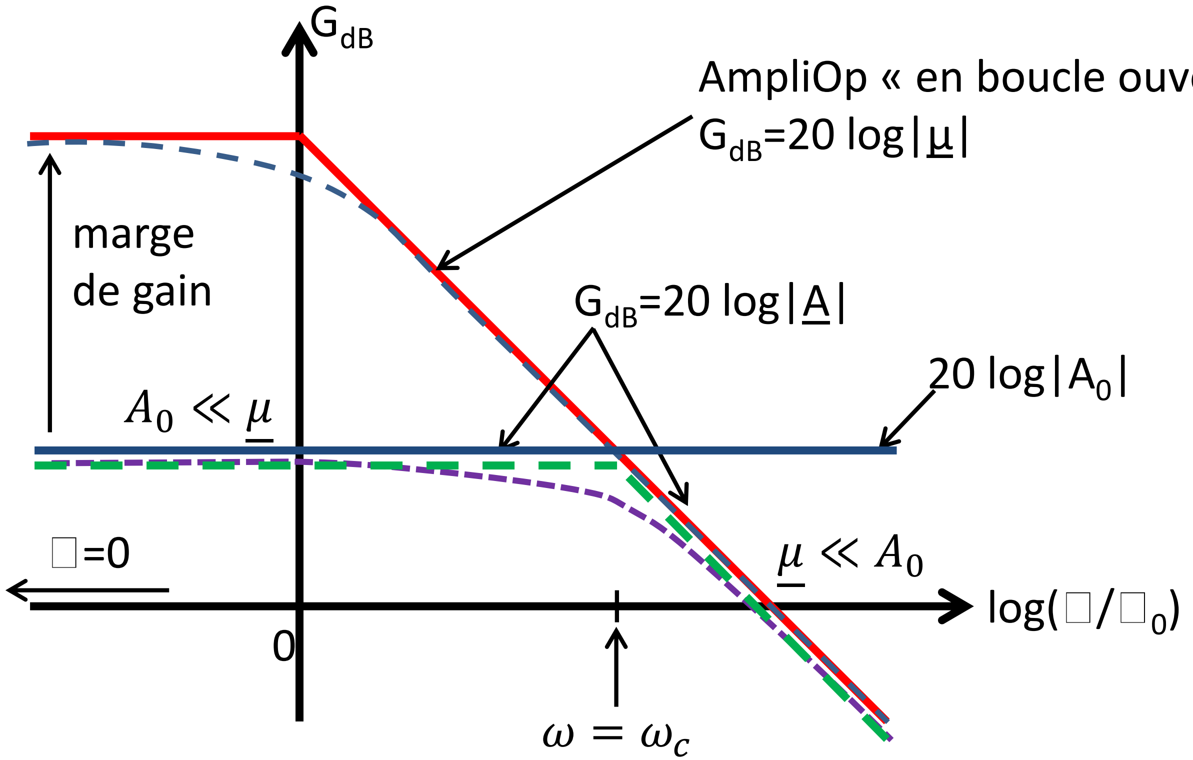
$$\underline{A} = \frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_e} = \frac{\underline{\mu}}{1 + \beta \underline{\mu}} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{\mu}} + \frac{1}{A_0}}.$$

- Si A□$\underline{\mu}$, $\underline{A} = A_0$ ne dépend pas des caractéristiques de l'AO.
- Si A□$\underline{\mu}$, $\underline{A} = \underline{\mu}$.

→ donc $\underline{A} \cong \inf(A_0, \underline{\mu})$

Interprétation : une réaction négative ne peut que diminuer le gain.

3. Application à l'amplificateur non inverseur en régime sinusoïdal



Plus la « marge » de gain est grande, plus le gain est proche du gain attendu.

Pulsation de coupure ω_c à -3dB : $G_{dB} = 20\log A_0 - 3\text{dB}$ d'où $\left|\underline{A}\right| = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$.

Or, puisque $\omega_c \gg \omega_0$, $\underline{\mu} = -j\mu_0\frac{\omega_0}{\omega_c}$ donc il faut que : $\frac{1}{\left|\frac{1}{A_0}+j\frac{\omega_c}{\mu_0\omega_0}\right|} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$,

d'où $\boxed{A_0\omega_c = \mu_0\omega_0 = \text{constante.}}$

Le produit « amplification (attendue) x bande passante » est constant.

3. Application à l'amplificateur non inverseur en régime sinusoïdal

Pour le 741 : $A_0 f_c = \mu_0 f_0 \approx 10^5 \times 10\mathrm{Hz} = 10^6\mathrm{Hz}$.

Rq1 :
Ce comportement fréquentiel de l'AmpliOp est un phénomène linéaire. Par exemple si on double le signal d'entrée, le signal de sortie est doublé sans changer de forme (et pourtant les deux n'ont pas nécessairement la même forme, songer au cas d'un signal carré qui voit ses harmoniques supérieurs atténués et déphasés au cours de l'amplification linéaire).

Rq2 :
Dans le cas d'un amplificateur inverseur, la relation ci-dessus devient

$$(|A_0| + 1)\omega_c = \text{constante, avec } A_0 = \frac{R_2}{R_1}.$$

Rq3 :
Il existe une autre cause de limitation de la rapidité de l'AmpliOp, c'est le **« slew-rate ».** La tension de sortie v_s de l'AmpliOp a une vitesse de variation limitée : $\left|\frac{dv_s}{dt}\right| \leq S$ où S est une constante en $V \cdot s^{-1}$. Par exemple : $S \approx 0.5\, V/\mu s$ pour le 741.

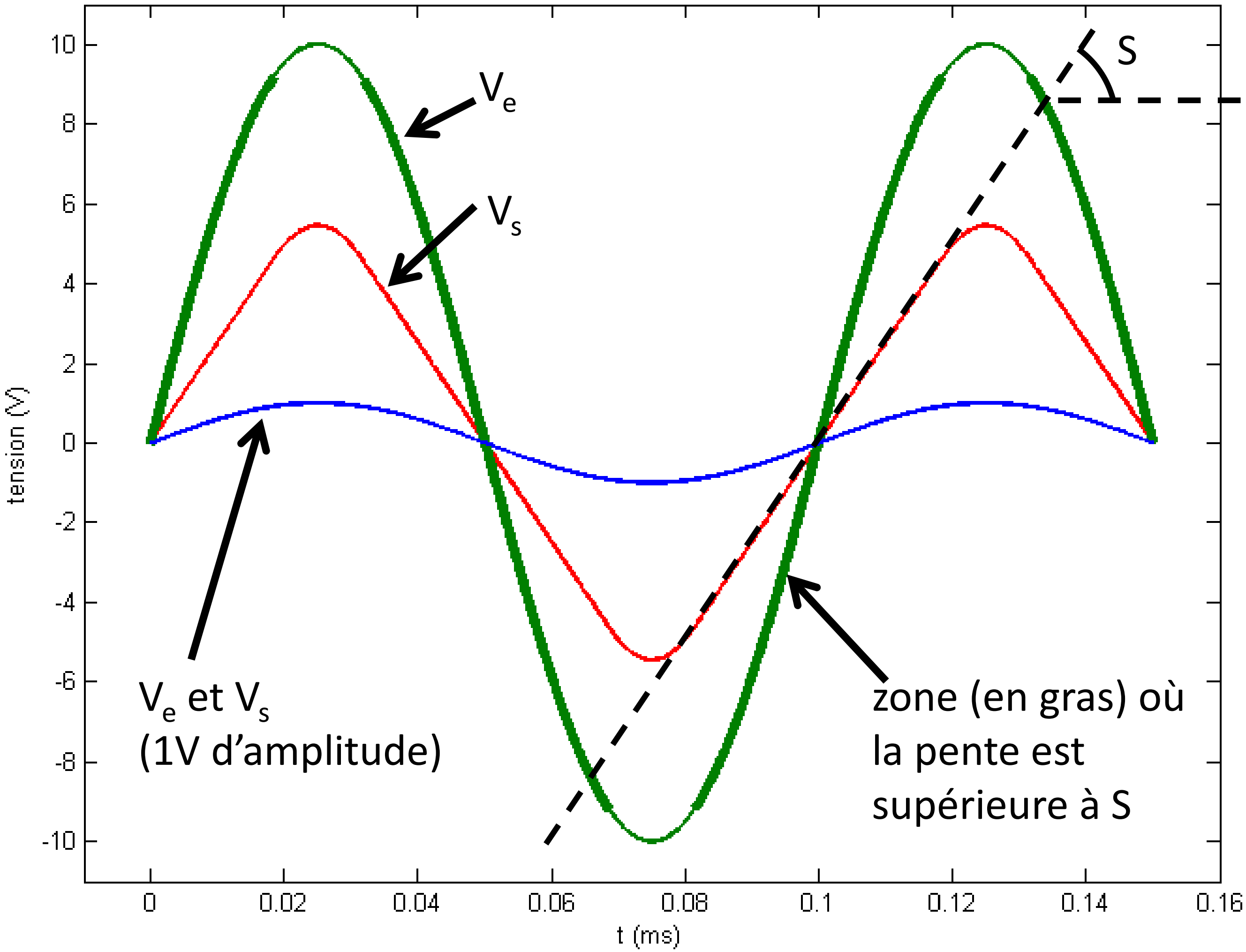
<u>**C'est un phénomène non linéaire.**</u>

Pour l'observer seul :
- Se placer à faible gain de façon à avoir une fréquence de coupure élevée ;
- Opérer à une fréquence inférieure à cette fréquence de coupure mais suffisante pour [illegible]lew-rate apparaisse.

3. Application à l'amplificateur non inverseur en régime sinusoïdal

Exemple : en **suiveur** à 10 kHz.

On passe de la courbe bleue à la courbe rouge en effectuant une augmentation de l'amplitude du signal d'entrée. On constate que le signal de sortie devient progressivement triangulaire. Si $v_s = v_{s0} \sin \omega t$, ce phénomène commence à apparaître lorsque : $\omega v_{s0} = S$.



Aparté

amplificateur à base de transistors