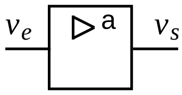
A21 - Fonction amplification

Définitions

D'un point de vue fonctionnel, un amplificateur est un convertisseur tel que :



; $v_s = a.v_e$; $a \geq 1$.

Le coefficient de proportionnalité a s'appelle le *gain* de l'amplificateur.
NB : si $a < 1$, le convertisseur est un atténuateur.

⚠ D'un point de vue physique, l'énergie disponible en sortie de l'amplificateur est supérieure à l'énergie disponible à l'entrée. L'apport d'énergie nécessaire est fourni par l'alimentation électrique de l'amplificateur.

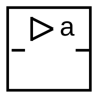
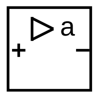
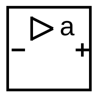
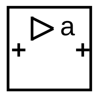
Types d'amplificateurs :

- amplificateur de tension : *exemple :* amplificateur opérationnel : $v_s = a_d.u_d$
- amplificateur de courant : *exemple :* transistor bipolaire : $I_C = \beta.I_B$

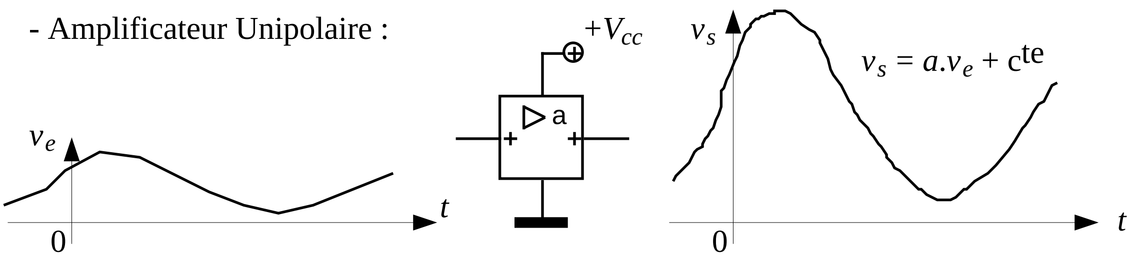
⚠ Généralement, un amplificateur de tension amplifie aussi en courant. Mais, bien que le courant de sortie soit supérieur au courant d'entrée, *il n'y a pas de relation de proportionnalité entre ceux-ci* (c'est le cas d'un A.Op par ex) : seule la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée. C'est pourquoi un tel amplificateur est dit *"de tension"*. Cette remarque s'applique aussi aux amplificateurs *"de courant"*.

Types d'amplifications de tension :

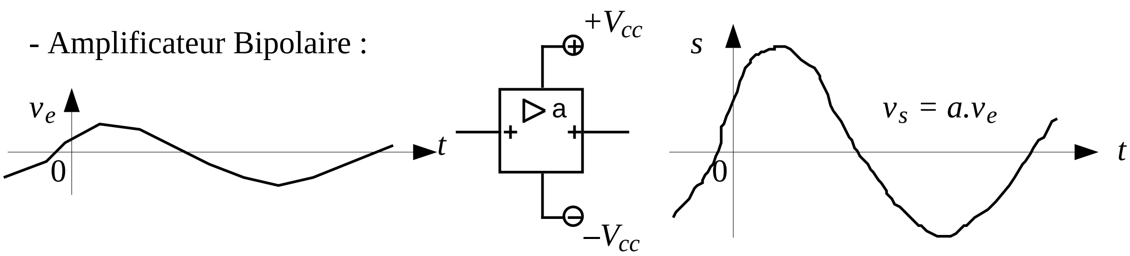
- Signe de l'amplification :

entrée / sortie	inverseuse	non inverseuse
inverseuse	 $v_s = +av_e$	 $v_s = -av_e$
non inverseuse	 $v_s = -av_e$	 $v_s = +av_e$

- Amplificateur Unipolaire :



- Amplificateur Bipolaire :

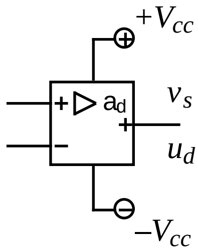


ISBN 2-9520781-0-6

- Amplificateur Différentiel :

entrée non inverseuse

entrée inverseuse

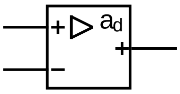


$v_s = a_d.u_d$

$u_d = v_{e+} - v_{e-}$: tension différentielle d'entrée

Amplificateur opérationnel

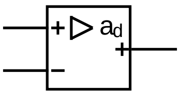
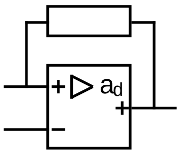
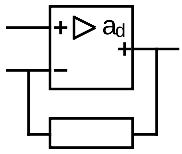
Un amplificateur opérationnel est un amplificateur, intégré, de tension, différentiel, à très grand gain, d'usage général :



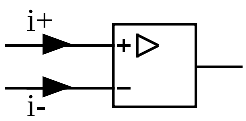
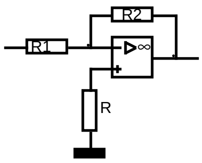
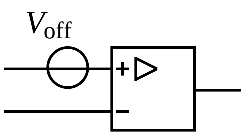
$v_s = a_d.u_d = a_d\,(v_{e+} - v_{e-})$

En général, l'alimentation continue $\pm V_{cc}$ n'est pas représentée.

Modes de fonctionnement

montage en boucle ouverte	montage en boucle fermée	
	réaction sur l'entrée +	contre-réaction sur l'entrée –
 fonctionnement non linéaire : $V_s = \pm\ V_{cc}$	 fonctionnement non linéaire : $V_s = \pm\ V_{cc}$	 fonctionnement linéaire $v_s = A.v_e$

Étant par nature un dispositif physique, ses performances sont limitées par un certain nombre de paramètres. On distingue donc l'A.Op "idéal" de l'A.Op réel :

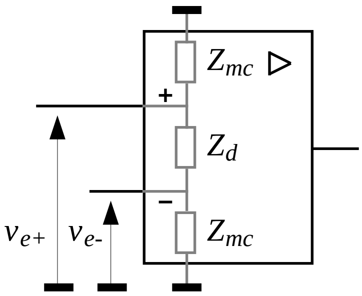
	RÉEL	***IDÉAL***
• ***Courants de polarisation***	i+ et i- ≠ 0	i+ = i- = 0
(courants continus) 	$V_s = V_{so}$ + décalage	$V_s = V_{so}$
• ***Courant de décalage***	I_{off} = | i+ – i- |	I_{off} = 0
NB : correction (pour amplificateur inverseur uniquement) 	($R = R_1 \mathbin{//} R_2$)	($R = 0$)
• ***Tension de décalage*** (offset)	$V_{off} \neq 0$	$V_{off} = 0$
(tension continue) 	$V_s = V_{so}$ + décalage	
• ***Dérives en température des décalages***	i+, i-, I_{off}, V_{off} = f(θ)	∀θ, offset = 0

ISBN 2-9520781-0-6

	$i_d \neq 0$	$i_d = 0$

• *Impédances d'entrée*

- différentielle : Z_d
- de mode commun : Z_{mc}



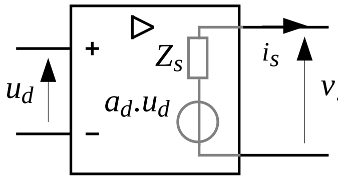
Z_d ∞

Z_{mc} ∞

• *Impédance de sortie*

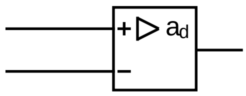
$v_s = a_d.u_d - Z_s.i_s$

$Z_s = 0$



• *Gain différentiel*

(en fonc^t *linéaire uniquement)*



$v_s = a_d.\ u_d$

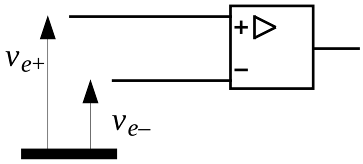
a_d ∞

$\Rightarrow u_d = 0$

• *Gain de mode commun*

$v_s = a_d.u_d + a_{mc}.u_{mc}$

$a_{mc} = 0$



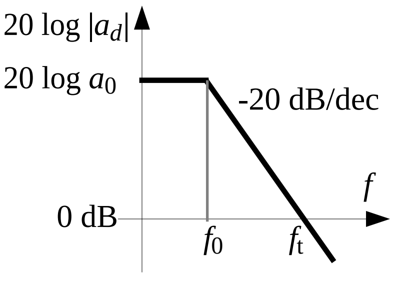
avec $u_{mc} = \dfrac{v_{e+} + v_{e-}}{2}$

• *Taux de réjection de mode commun* (dB)

$r_{mc} = 20\log\dfrac{a_d}{a_{mc}}$

r_{mc} ∞

• *Fréquence de coupure*



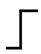
$\underline{a}_d = \dfrac{a_0}{1 + j\dfrac{f}{f_0}}$

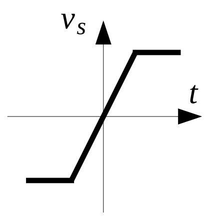
f_0 ∞

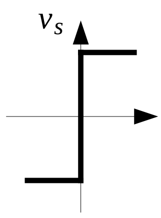
$\underline{a}_d \equiv a_0$

NB : fréquence de transition : $|\underline{a}_d| = 1 \Leftrightarrow f_t = a_0.f_0$

• *Vitesse de montée (slew-rate),* V/µs

 sur entrée ⇒





ISBN 2-9520781-0-6

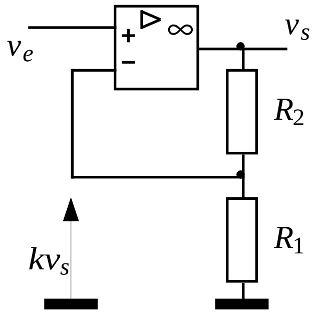
AOP idéal en boucle fermée, rétroaction sur l'entrée –

Fonctionnement linéaire $\Rightarrow u_d = 0$. D'autre part, on pose : $k = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$

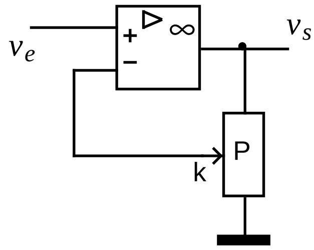
• *Amplificateur non inverseur*

$$v_s = \frac{v_e}{k} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_e$$

gain fixe

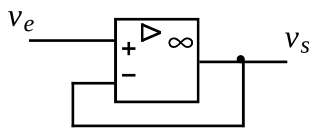


gain variable



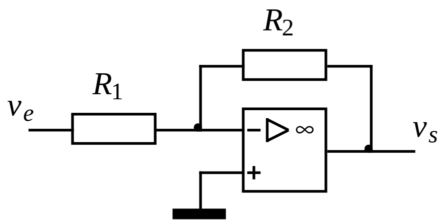
• *Suiveur*

$$v_s = v_e$$

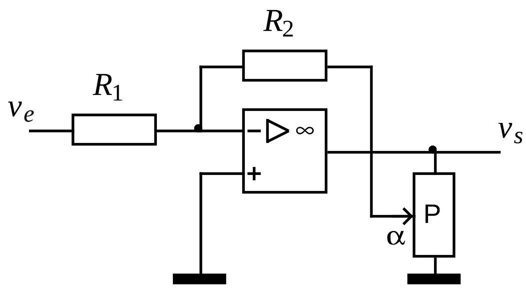


• *Amplificateur inverseur*

gain fixe $\quad v_s = -\dfrac{R_2}{R_1} . v_e$



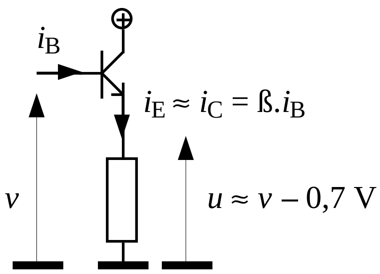
gain variable : si $R_2 >> P$: $v_s = -\dfrac{1}{\alpha} \dfrac{R_2}{R_1} . v_e$



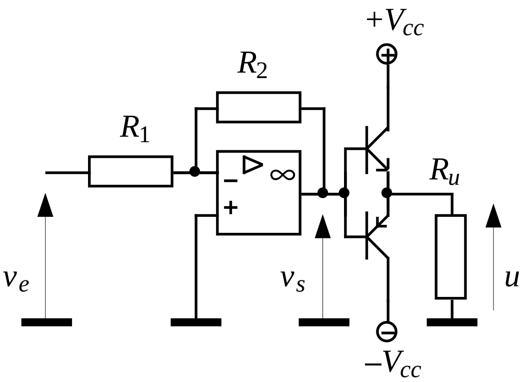
• *Amplificateur inverseur de puissance*

C'est un montage de type "amplificateur classe B" (cf § C21), qui associe un transistor NPN et un transistor PNP polarisés en collecteur commun et connectés à la sortie de l'AOP .

Rappel : un transistor polarisé en collecteur commun n'amplifie pas en tension mais seulement en courant :

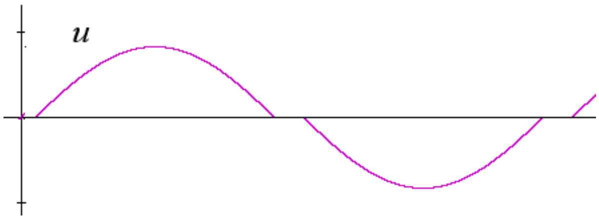


Principe de fonctionnement : quand la tension de sortie de l'AOP est > 0, le transistor NPN conduit. Quand la tension est < 0, le transistor PNP conduit. L'AOP amplifie en tension, les transistors amplifient en courant.

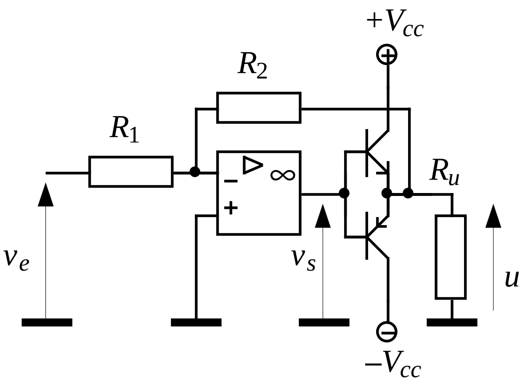


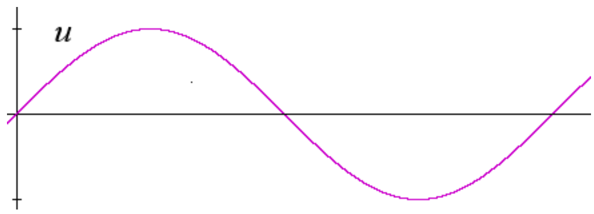
NB : distorsion de croisement :

Pour que les transistors conduisent, il faut que leur tension de base soit > 0,7 V. En deça de cette valeur, ils sont bloqués. Il en résulte pour la tension *u* une "*distorsion de croisement*".



Suppression de la distorsion de croisement : dans le schéma ci-dessous, lorsque les transistors sont bloqués l'AOP fonctionne en boucle ouverte, donc avec un gain très grand ≈ 10^5. Pour que l'AOP fonctionne normalement en boucle fermée, il faut que la tension d'entrée du montage v_e dépasse $0{,}7/10^5 \approx 1$ µV. Ce mode de fonctionnement, linéaire dès que la tension d'entrée dépasse ce seuil très faible, est appelé "redresseur sans seuil" (cf § A26).

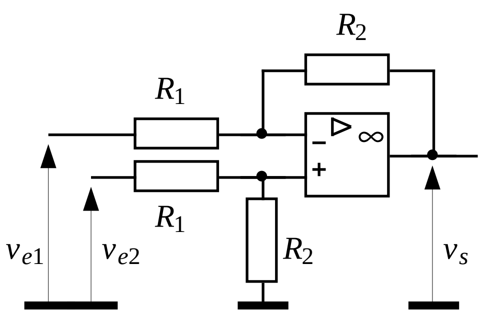




• *Amplificateur différentiel (soustracteur)*

$$v_s = \frac{R_2}{R_1}(v_{e_2} - v_{e_1})$$

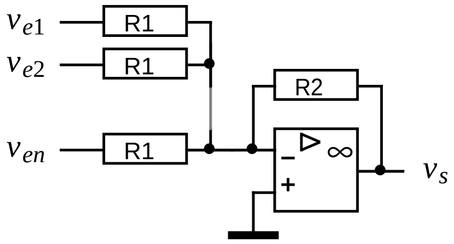
Ne pas confondre a_d gain de l'AOP en boucle ouverte (infini si AOP idéal) et $A_d = \dfrac{R_2}{R_1}$ qui est le gain du *montage* soustracteur.



ISBN 2-9520781-0-6

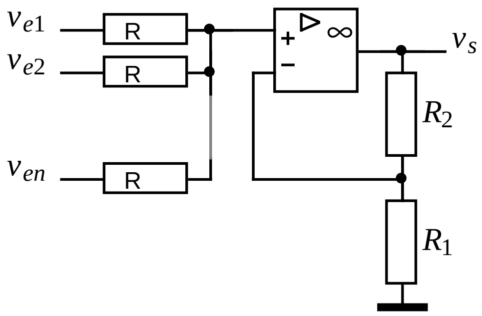
• *Sommateur inverseur*

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1}\sum_{i=1}^{n} e_i$$



• *Sommateur non inverseur*

$$v_s = \frac{1}{n}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\sum_{i=1}^{n} e_i$$



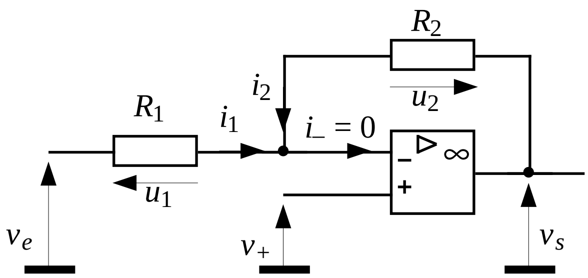
• ⚠ *Méthodes générales de calcul du gain en régime linéaire*

- Application de la loi des nœuds (algébrique) sur l'entrée - :

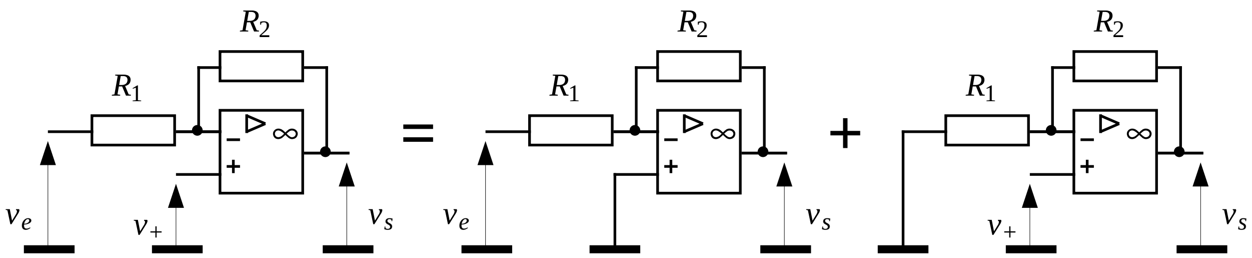
$$i_- = 0 \Rightarrow i_1 + i_2 = 0$$

$$\Rightarrow \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} = 0$$

$$u_d = 0 \Rightarrow \frac{v_e - v_+}{R_1} + \frac{v_s - v_+}{R_2} = 0$$



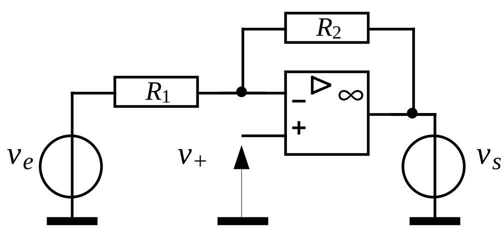
- Utilisation du théorème de superposition (ce théorème peut s'appliquer puisque le régime de fonctionnement est linéaire) :



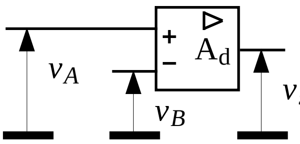
Montage linéaire	=	ampli. inverseur	+	ampli. non inverseur
v_s	=	$-\frac{R_2}{R_1}v_e$	+	$\frac{R_1+R_2}{R_1}v_+$

- Utilisation du théorème de Millman (cf §A12)

$$v_+ = \frac{R_2 v_e + R_1 v_s}{R_1 + R_2}$$



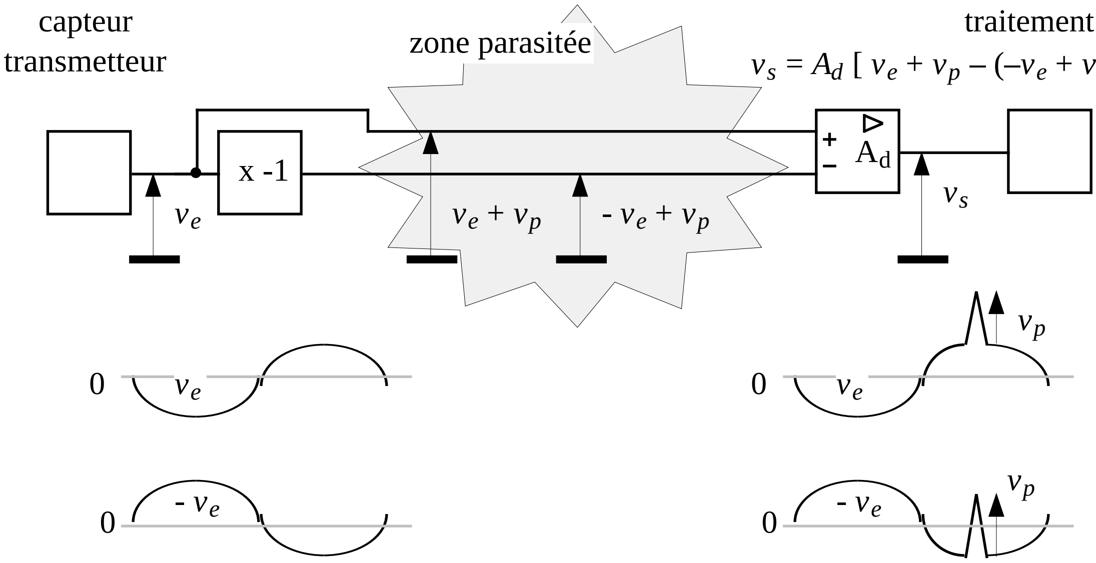
Amplificateur d'instrumentation



$v_s = A_d \,(\, v_A - v_B \,)$

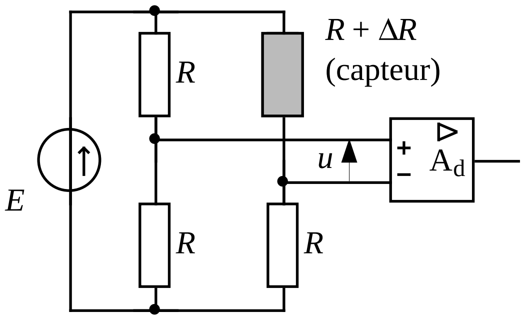
• *Nécessité de la structure différentielle : exemples.*

- Liaison différentielle



$v_s = A_d\,[\, v_e + v_p - (-v_e + v_p) \,] = 2\, A_d\, v_e$

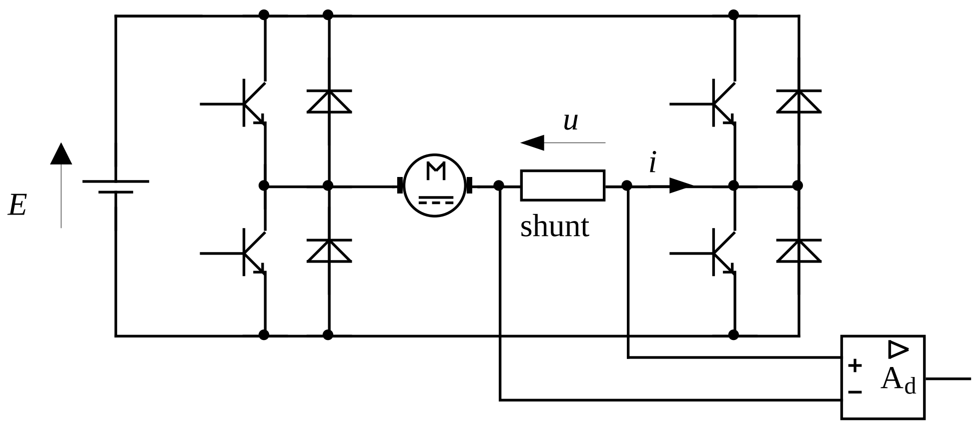
- Pont de mesure (Wheatstone)



Hyp: $\Delta R << R$

$$u = \frac{E}{2} - \frac{R}{2R + \Delta R} E = E \frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)} \approx \frac{E}{4R} \Delta R$$

- Mesure de potentiel "flottant" (= sans référence à la masse)



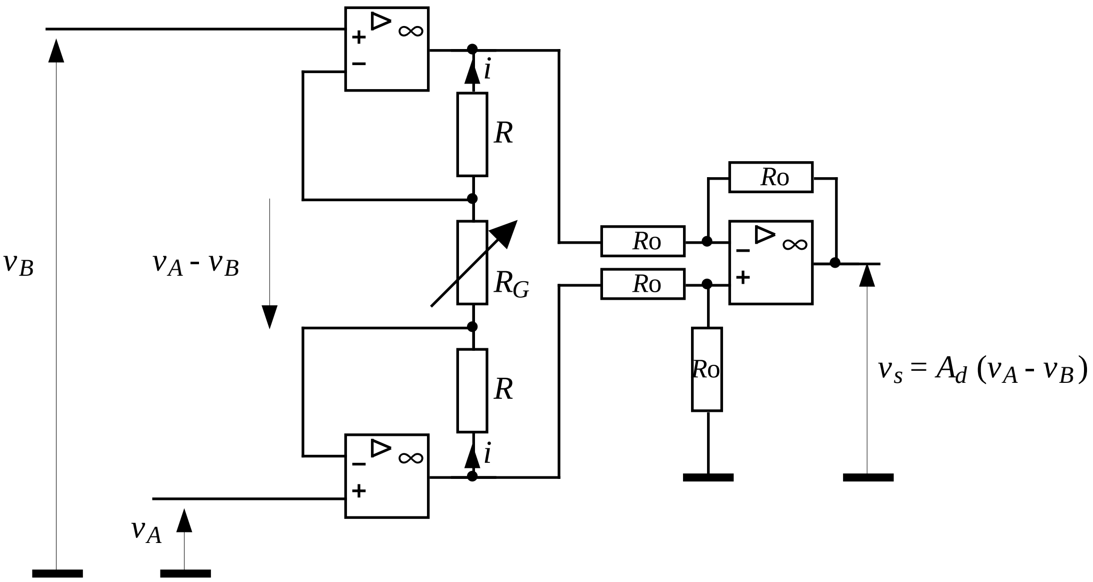
ISBN 2-9520781-0-6

• *Amplificateur d'instrumentation intégré*

On règle l'offset à l'aide de la résistance R_G. On pose $K = 2R$, paramètre fixé par construction. On se donne un courant i de sens arbitraire parcourant les résistances R et R_G. Il vient :

$$\left.\begin{array}{l} v_A - v_B = R_G i \\ v_s = \dfrac{R_0}{R_0}(R_G + 2R)i \end{array}\right\} \Rightarrow A_d = \frac{v_s}{v_A - v_B} = 1 + \frac{K}{R_G}$$

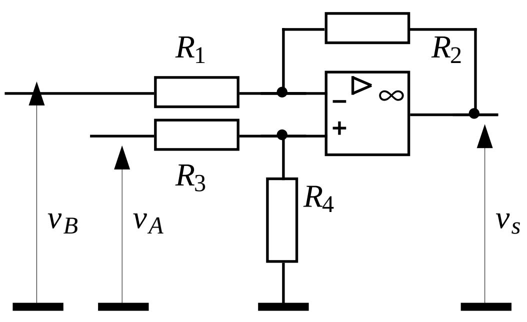
Les constructeurs donnent A_d et K, ainsi que la précision sur ces paramètres. *Toutefois ce montage ne résout pas les problèmes de l'amplification de mode commun dû au soustracteur.*



• *Élimination du mode commun*

- Cas général : montage soustracteur à AOP

On suppose l'AOP parfait. En applicant le th. de superposition, on trouve :



$$v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_A - \frac{R_2}{R_1} v_B$$

Par définition du gain différentiel A_d et du gain de mode commun A_{mc}, la tension de sortie vaut :

$$v_s = A_d\left(v_A - v_B\right) + A_{mc}\frac{v_A + v_B}{2}$$

Par identification, on trouve : $\left\{\begin{array}{l} A_d = \dfrac{R_4\left(R_1 + R_2\right) + R_2\left(R_3 + R_4\right)}{2R_1\left(R_3 + R_4\right)} \\ A_{mc} = \dfrac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1\left(R_3 + R_4\right)} \end{array}\right.$

ISBN 2-9520781-0-6

La condition pour que le gain de mode commun soit nul est donc : $R_1R_4 = R_2R_3$.

On vérifie alors que : $A_d = \dfrac{R_2}{R_1}$

- Exemple : utilisation de résistances de précision p

On voudrait que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ (soit $A_d = 1$), mais les résistances utilisées ont une précision limitée $p = \dfrac{\Delta R}{R}$ égale à 5%, 1%, ... Le gain de mode commun est donc différent de zéro. Le pire des cas, où A_{mc} est maximal, survient lorsque le numérateur est maximal, soit $R_1 = R_4 = R + \Delta R$ et $R_2 = R_3 = R - \Delta R$. Alors :

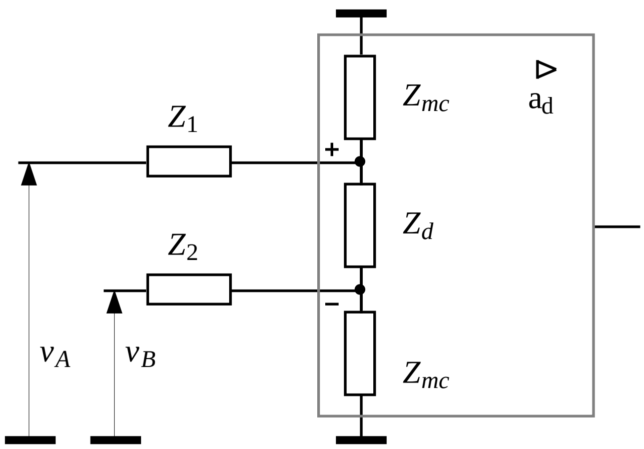
$$A_{mc} = \frac{(R+\Delta R)(R+\Delta R)-(R-\Delta R)(R-\Delta R)}{(R+\Delta R)\big((R+\Delta R)+(R-\Delta R)\big)} = \frac{2\Delta R}{R+\Delta R} \approx \frac{2\Delta R}{R} = 2p$$

Dans le cas général, où $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$ et $A_d = \dfrac{R_2}{R_1}$, on montre que $A_{mc} \approx \dfrac{4p\,A_d}{1+A_d}$

• *Problème de la dissymétrie des fils de mesure*

L'une des causes essentielles de l'apparition de défaut de mode commun est le déséquilibre des impédances des lignes permettant la mesure des tensions.

Si l'on modélise l'entrée de l'amplificateur réel à l'aide de trois impédances appelées respectivement *impédance d'entrée différentielle* Z_d et *impédances d'entrée de mode commun* Z_{mc} , la dissymétrie des fils de mesure est représentée par deux *impédances de ligne* Z_1 et Z_2. Dans ces conditions, on montre que : $v_s = A_d(v_A - v_B) + \left(A_{mc} + A_d\dfrac{Z_1 - Z_2}{Z_{mc}}\right)\dfrac{v_A + v_B}{2}$. Donc la dissymétrie des fils de mesure augmente l'effet de mode commun.

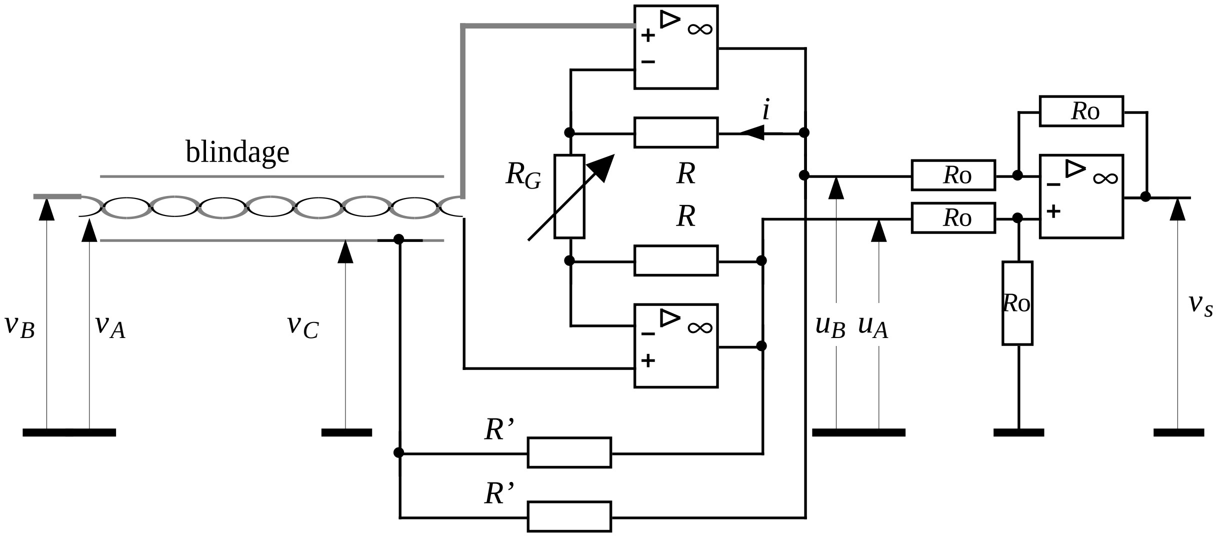


• *Élimination des parasites et circuit de garde*

Lors de la transmission d'un signal différentiel, il convient (cf § A15 : CEM) :

- *de torsader les deux fils*, chaque fem induite dans une boucle est ainsi contrariée par la fem induite dans la boucle voisine qui reçoit les mêmes champs électromagnétiques.
- *de blinder* l'ensemble des deux conducteurs.

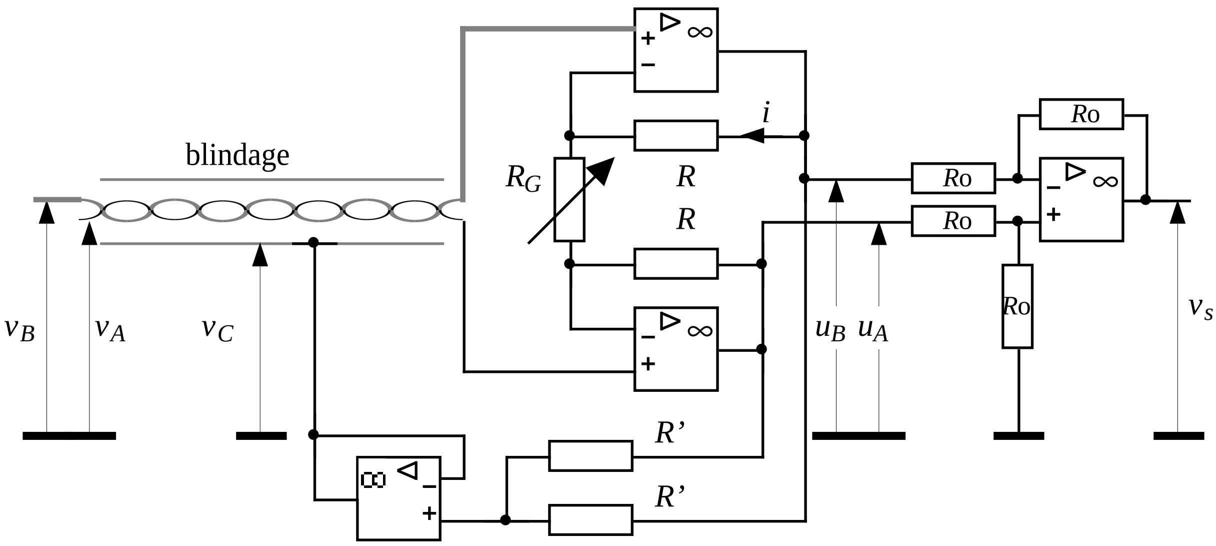
- *de réinjecter* la tension de mode commun de l'amplificateur différentiel sur le blindage du cordon. C'est le principe de la "Garde" : *il faut porter le potentiel du blindage au potentiel de la tension de mode commun des tensions dont on veut mesurer la différence.* Dans le cas d'un amplificateur d'instrumentation, le schéma devient :



La tension de mode commun réinjectée dans le blindage est obtenue à l'aide d'un sommateur constitué de deux résistances R' , soit :

$v_C = \dfrac{u_A + u_B}{2}$ avec $u_A = v_A - R.i$ et $u_B = v_B + R.i$. D'où : $v_C = \dfrac{v_A + v_B}{2}$.

Ce montage améliore considérablement les choses mais il reste un défaut : les résistances R' doivent être assez grandes pour éviter des courants trop importants (courants de sortie des deux AOP d'entrée). Mais le blindage peut avoir une grande surface et il faudra du temps pour charger le condensateur ainsi formé. Une solution performante existe qui consiste à ajouter un AOP en suiveur au point C . La résistance de sortie de l'AOp étant pratiquement nulle, ce montage est très performant.



ISBN 2-9520781-0-6

----

* **COMPLEMENTS** *

Modèle de fonctionnement de l'AOP réel en régime linéaire

On considère un AOP réel de gain différentiel (en boucle ouverte) a_d.

• Schéma fonctionnel du montage non inverseur

On pose : $k = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$

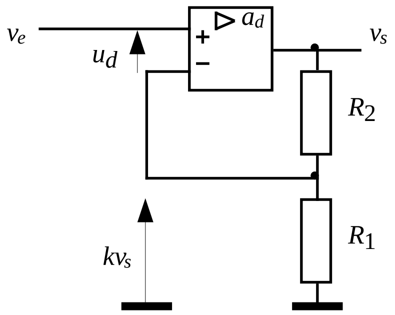
$A_0 = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} = \dfrac{1}{k}$: gain du montage non inverseur (boucle fermée) réalisé avec un AOP idéal ;

A : gain du même montage en boucle fermée réalisé avec l'AOP réel

- schéma électrique

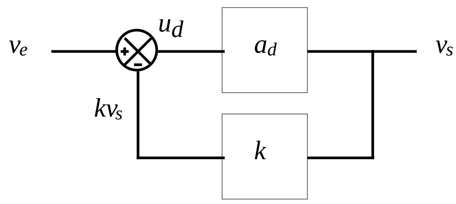
$v_s = a_d . u_d$

$u_d = v_e - k . v_s$



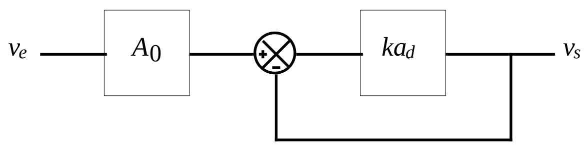
- schéma fonctionnel

$$\Rightarrow A = \frac{v_s}{v_e} = \frac{a_d}{1 + k . a_d}$$



- schéma fonctionnel avec boucle à retour unitaire

$$\Rightarrow A = \frac{1}{k} . \frac{k . a_d}{1 + k . a_d} = A_0 . \frac{k . a_d}{1 + k . a_d}$$



• Schéma fonctionnel du montage inverseur

On pose : $A_0 = -\dfrac{R_2}{R_1}$: gain du montage inverseur (boucle fermée) réalisé avec un AOP idéal

A : gain du même montage en boucle fermée réalisé avec l'AOP réel

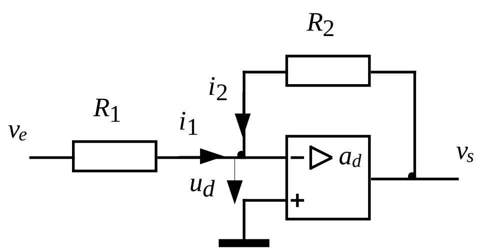
- schéma électrique

$s = a_d . u_d$

$i_1 + i_2 = 0$

$i_1 = \dfrac{v_e + u_d}{R_1}$

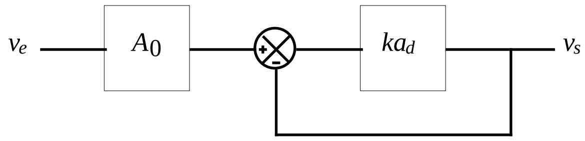
$i_2 = \dfrac{v_s + u_d}{R_2}$



- schéma fonctionnel avec boucle à retour unitaire

ISBN 2-9520781-0-6

$$\Leftrightarrow A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k.a_d}{1+k.a_d} = A_0 \cdot \frac{k.a_d}{1+k.a_d}$$



- *conclusion :* quel que soit le type de montage, on aboutit au même schéma fonctionnel en boucle fermée.

• Réponse en fréquence (comportement en HF)

On pose : a_0 gain statique de l'AOP réel en boucle ouverte (a_0 >> 1, mais non ∞)

$\underline{a}_d = \dfrac{a_0}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_0}}$ gain complexe de l'AOP réel en boucle ouverte

A_0 gain du montage en boucle fermée réalisé avec un AOP idéal

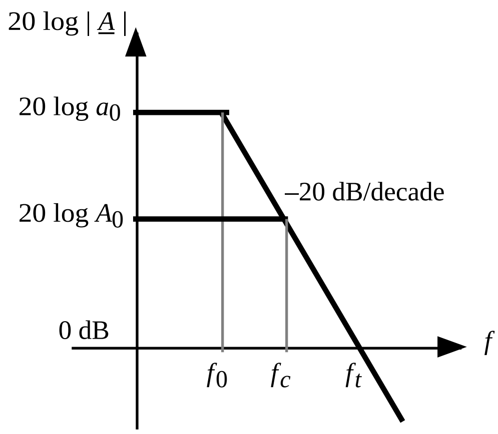
$\underline{A} = A_0 \cdot \dfrac{k.\underline{a}_d}{1+k.\underline{a}_d}$ gain complexe du montage en boucle fermée réalisé avec un AOP réel

On cherche donc $\underline{A}$, qui est la fonction de transfert du montage en boucle fermée. Il vient :

$$\underline{A} = A_0 \cdot \frac{k.\underline{a}_d}{1+k.\underline{a}_d} = A_0 \cdot \frac{k.a_0}{1+k.a_0} \cdot \frac{1}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_0(1+k.a_0)}}$$

$$k.a_0 >> 1 \quad \Rightarrow \underline{A} \approx A_0 \cdot \frac{1}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_c}} \quad \text{avec} \quad f_c = k.a_0.f_0$$

Cette fonction de transfert est une fonction du 1er ordre, dont le gain statique est A_0 et la bande passante est f_c :



Remarque : dans le cas d'un montage non inverseur, $A_0 = \dfrac{1}{k}$. Dans le cas d'un montage inverseur, $A_0 = -\dfrac{R_2}{R_1} \approx -\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)$ si $R_2 >> R_1$, soit $\left|A_0\right| \approx \dfrac{1}{k}$ également. Du calcul qui précède on déduit une relation entre le gain et la bande passante à -3dB quel que soit le type de montage (inverseur ou non inverseur) :

$f_c = k.a_0.f_0 \Rightarrow A_0.f_c \approx a_0.f_0 = \mathrm{c}^{\mathrm{te}}$ ⇔ **GAIN x BANDE PASSANTE = c$^{\mathbf{te}}$**

Conclusion : si on augmente le gain du montage, on diminue sa bande passante. C'est une des raisons pour laquelle on ne peut augmenter indéfiniment le gain d'un amplificateur.