

Chapitre 3

Amplificateur opérationnel

3.1 L'amplificateur opérationnel en boucle ouverte

Remarque : l'expression « boucle ouverte » signifie en réalité absence de bouclage de la sortie sur l'entrée.

3.1.1 Introduction – représentation

Un *amplificateur opérationnel* (A.O.) est un circuit complexe **actif** comportant plusieurs transistors, des résistances, des capacités, des diodes, ... intégré dans un boîtier monolithique et dont le comportement peut être modélisé par un amplificateur de tension presque idéal de gain très élevé, de très grande impédance d'entrée et de très faible impédance de sortie. Ce circuit comporte au minimum 5 bornes :

- V_{cc}^+ et V_{cc}^- les deux bornes d'alimentation continue qui fournissent l'énergie nécessaire à l'amplification de l'information ; ces bornes ne sont pas toujours mentionnées dans les schémas, mais elles sont essentielles au fonctionnement de l'A.O.
- trois bornes de signal :
 - V_+ l'entrée non inverseuse signalée par le symbole + ;
 - V_- l'entrée inverseuse signalée par le symbole - ;
 - V_s la sortie.

Sur certains A.O., des bornes supplémentaires permettent l'ajustement des paramètres pour que le comportement de l'A.O. se rapproche de celui d'un A.O. idéal.

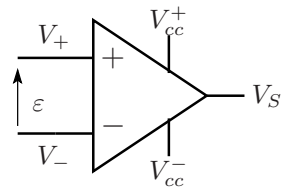


FIG. 3.1 – Bornes de l'amplificateur opérationnel

La *tension différentielle* d'entrée $\varepsilon = V_+ - V_-$ permet de définir le gain en tension $A_v = V_s/\varepsilon$ de l'A.O.

Remarque : les signes \pm à l'entrée n'indiquent pas des polarités mais seulement le signe du gain en tension associé à chaque entrée.

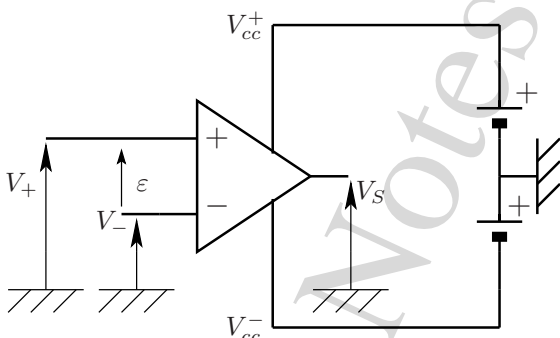


FIG. 3.2 – L'amplificateur opérationnel et ses alimentations V_{cc}^+ et V_{cc}^- avec la référence de potentiel à la masse.

Remarque : ne pas écrire la loi des nœuds sans faire intervenir les alimentations.

$i_+ + i_- + i_s + i_{V_{cc}^+} + i_{V_{cc}^-} = 0$ mais $i_+ + i_- + i_s \neq 0$
Les caractéristiques de l'A.O. imposent $i_+ \approx i_- \approx 0$ donc $i_s \approx -i_{V_{cc}^+} - i_{V_{cc}^-}$, c'est à dire que le courant de sortie est fourni par les alimentations.

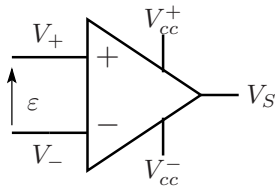


FIG. 3.3 – Les 5 bornes de l'amplificateur opérationnel

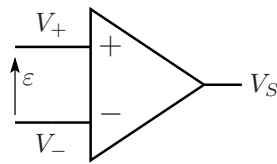


FIG. 3.4 – Représentation de l'A.O. sans les alimentations

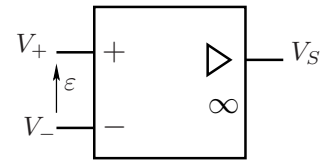


FIG. 3.5 – Représentation normalisée de l'AO

3.1.2 Caractéristiques de l'A.O. — A.O. idéal

Dans le domaine linéaire et en mode différentiel (c'est à dire en considérant que la tension d'entrée est la tension différentielle ϵ), l'A.O. peut être représenté comme un amplificateur de tension presque idéal à S.V.C.V. (source de tension commandée en tension).

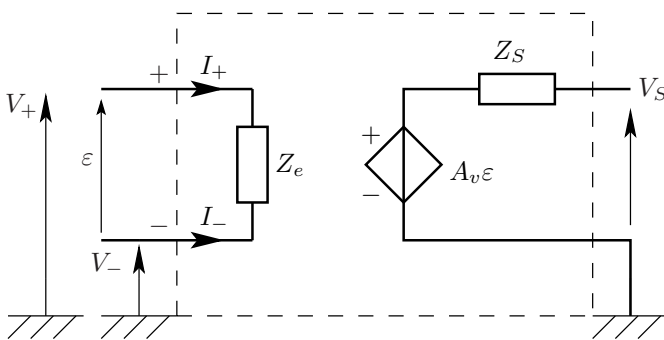


FIG. 3.6 – Représentation de l'A.O. linéaire comme source de tension commandée en tension (S.V.C.V.).

en entrée $Z_e \rightarrow \infty$ donc

$$I_+ = I_- = 0 \tag{3.1}$$

en sortie $Z_s \rightarrow 0$

Le gain en tension différentiel de la source commandée est défini par :

$$A_v = \frac{V_s}{\epsilon} = \frac{V_s}{V_+ - V_-} \tag{3.2}$$

3.1.2.1 Limitation de la tension de sortie : saturation

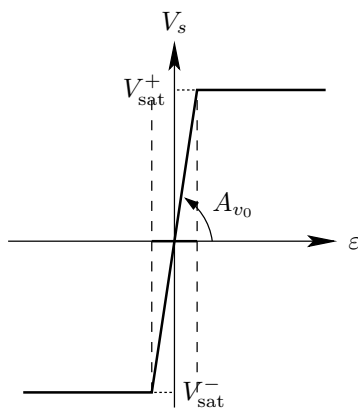


FIG. 3.7 – Caractéristique statique de transfert en tension

Les niveaux de saturation V_{sat}^\pm sont proches des tensions d'alimentations mais inférieurs en général. Le domaine de linéarité (en tension d'entrée) est donc très limité :

$$\frac{V_{sat}^-}{A_{V_0}} \leq \epsilon \leq \frac{V_{sat}^+}{A_{V_0}}$$

Ordres de grandeur : $A_{V_0} \approx 200\,000$ pour le TL082. $V_{sat}^\pm \approx V_{cc}^\pm \approx 10\text{ V}$
 $\Rightarrow |\epsilon| \leq 0,05\text{ mV}$.

3.1.2.2 A.O. idéal ou parfait

$$Z_e \rightarrow \infty \quad Z_s \rightarrow 0 \quad A_v \rightarrow \infty$$

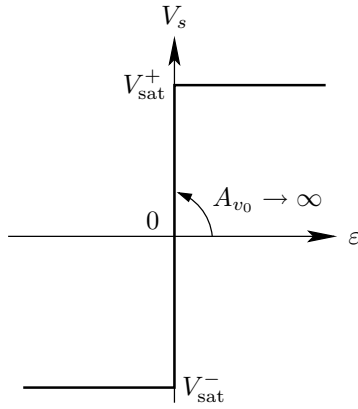


FIG. 3.8 – Caractéristique statique de transfert en tension d’un A.O. idéal

Conséquence : dans le domaine linéaire, la tension différentielle d’entrée est nulle.

Trois domaines de fonctionnement :

$$\varepsilon < 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}^- \approx V_{cc}^-$$

$$V_{sat}^- < V_s < V_{sat}^+ \Rightarrow \varepsilon = 0$$

$$\varepsilon > 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}^+ \approx V_{cc}^+$$

3.1.3 Application de l’A.O. en boucle ouverte : les comparateurs

3.1.3.1 Seuil nul

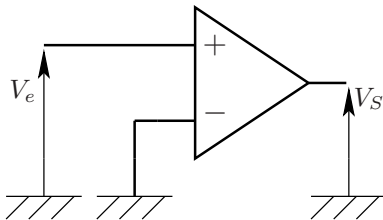


FIG. 3.9 – Comparateur non inverseur à seuil nul

$$V_s = \begin{cases} V_{sat}^+ & \text{si } V_e > 0 \\ V_{sat}^- & \text{si } V_e < 0 \end{cases}$$

$$Z_e = \infty$$

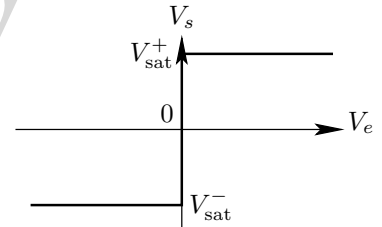


FIG. 3.10 – Fonction de transfert d’un comparateur non inverseur à seuil nul

3.1.3.2 Seuil quelconque

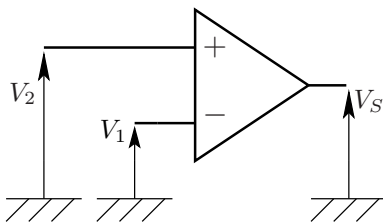


FIG. 3.11 – Comparateur à seuil quelconque : une tension fixe est appliquée sur une entrée et le signal d’entrée sur l’autre

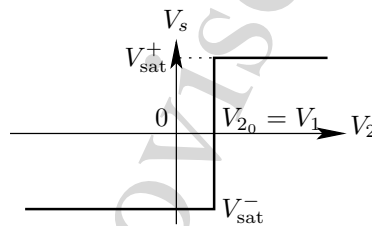


FIG. 3.12 – Fonction de transfert $V_s = f(V_2)$ d’un comparateur non inverseur à seuil V_1 quelconque

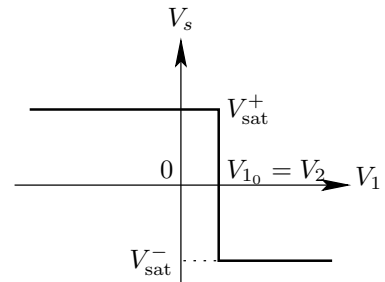


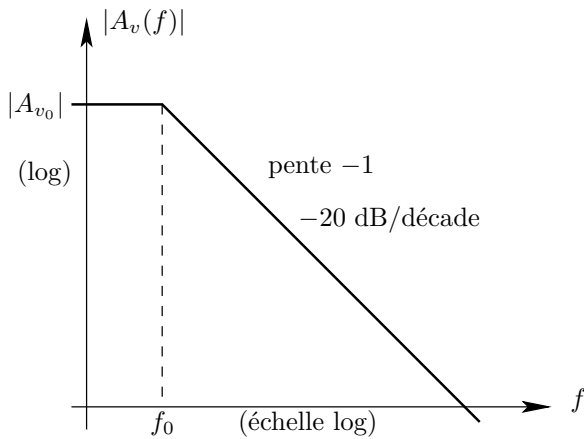
FIG. 3.13 – Fonction de transfert $V_s = f(V_1)$ d’un comparateur inverseur à seuil V_2 quelconque

3.1.4 Bande passante de l’A.O. seul

Les imperfections de l’A.O. se manifestent aussi quand la fréquence augmente. Non seulement le gain de l’A.O. en boucle ouverte n’est pas infini, mais la réponse de l’A.O. aux variations de la tension d’entrée n’est pas instantanée. On peut modéliser ces imperfections en représentant l’A.O. comme un circuit du premier ordre.

$$v_s(t) + \tau \frac{dv_s}{dt} = A_{V_0} \varepsilon$$

Le gain en boucle ouverte de l’A.O. $A_v = V_s/\varepsilon$ dépend donc de la fréquence. Le gain statique $A_{V_0} = A_v(f = 0)$ de l’A.O. est très élevé, mais le gain chute à haute fréquence.



En régime sinusoïdal permanent :

$$A_v(f) = \frac{A_{V_0}}{1 + j\omega\tau} = \frac{A_{V_0}}{1 + jf/f_0}$$

où $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}$ est la fréquence de coupure en boucle ouverte.
 La fréquence de transition f_T est définie par $|A_v(f_T)| = 1$.
 Comme $f_T \gg f_0$, $f_T = A_{V_0}f_0$.

FIG. 3.14 – Bande passante d’un A.O. en boucle ouverte (échelles log-log)

On caractérise les performances du gain d’un A.O. par le produit gain \times bande $A_{V_0}f_0 = f_T$. Par exemple, pour le TL082, $f_0 \approx 15$ Hz ($\tau \approx 10$ ms), $A_{V_0} \approx 200\,000$ donc $A_{V_0}f_0 = 3$ MHz.

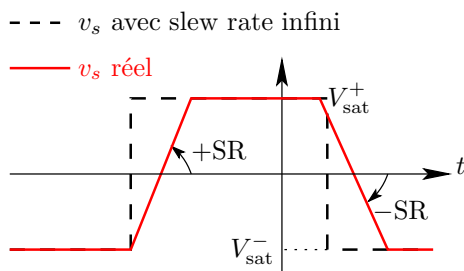
Conclusion En boucle ouverte, l’A.O. est très lent, mais a beaucoup de gain.

3.1.5 Le phénomène de triangulation : le slew rate

Une autre imperfection de l’A.O. est la limitation de la vitesse de variation de la tension de sortie qui se manifeste dans le cas de transitions rapides en particulier en comparateur. À cause de non-linéarités internes, la pente maximale de la tension de sortie est limitée en valeur absolue par le *slew rate* SR :

$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| \leq \text{SR}$$

Le slew rate, de l’ordre du V/ μ s pour certains A.O., peut atteindre maintenant plusieurs fois 1000 V/ μ s pour des A.O. rapides. Sans même tenir compte de la bande passante finie, l’A.O. soumis à discontinuités de tension différentielle d’entrée devrait répondre par des discontinuités de tension de sortie ; la limitation due au *slew rate* produit au contraire des tensions de sortie à pente fixe \pm SR, phénomène nommé triangulation.



En comparateur, le temps de montée minimal est donné par

$$(V_{\text{sat}}^+ - V_{\text{sat}}^-) / \text{SR}$$

Donc si la période des signaux est assez faible, la tension de sortie peut devenir triangulaire. Expérimentalement, la pente limitée par le slew rate est facile à mettre en évidence car elle ne dépend pas de la fréquence ni de l’amplitude des signaux d’entrée.

FIG. 3.15 – Phénomène de triangulation (slew rate) pour un signal d’entrée carré

Mesure du slew rate avec entrée sinusoïdale : Dans le cas de fonctionnement en linéaire, par exemple en sinusoïdal, la pente maximale est obtenue lors du passage à zéro : la déformation due au slew-rate est alors difficile à repérer car la sinusoïde est proche d’une droite au voisinage du zéro qui est un point d’inflexion. Par ailleurs, dans un montage amplificateur, utilisé en dehors de la bande passante, l’amplitude du signal de sortie est inversement proportionnelle à la fréquence (filtre du premier ordre), donc la pente maximale devient indépendante de la fréquence : il faut agir sur l’amplitude pour observer le phénomène de triangulation.

3.2 Amplificateur opérationnel en contre-réaction : fonctionnement linéaire

3.2.1 L'amplificateur non inverseur

3.2.1.1 Analyse détaillée d'un exemple

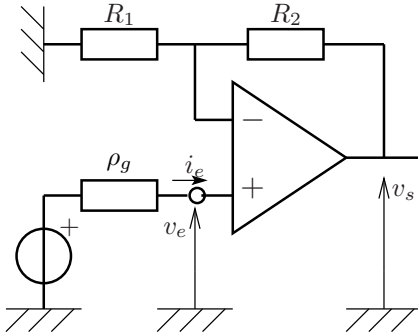


FIG. 3.16 – Amplificateur non inverseur

$$V_+ = V_e \quad I_- = 0 \Rightarrow V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = k V_s \quad \text{où } 0 < k < 1.$$

Équation de réaction $\varepsilon = V_+ - V_- = V_e - k V_s \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dV_s} = -k < 0$
 donc réaction négative.

La réaction impose une **relation linéaire** entre la tension différentielle d'entrée et la tension de sortie,

$$V_s = \frac{V_e - \varepsilon}{k}$$

qui se traduit dans le plan (ε, V_s) par une droite de pente $-1/k$ négative paramétrée par la tension d'entrée V_e . Les points de fonctionnement possibles sont situés à l'intersection entre cette droite et la caractéristique de transfert en tension de l'A.O.

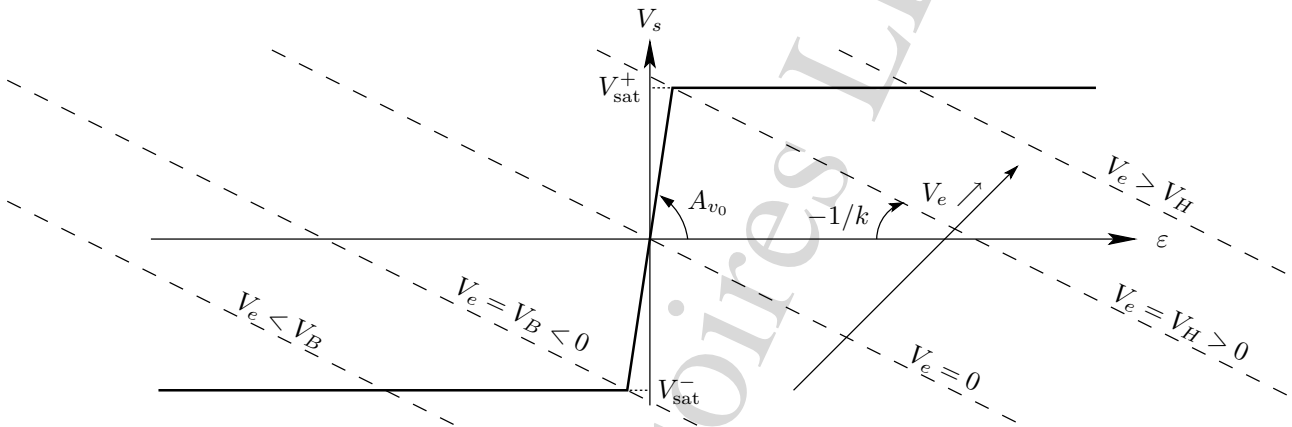


FIG. 3.17 – Réseau de réaction de l'amplificateur non inverseur

Un seul point de fonctionnement possible quel que soit V_e :

- $V_e < V_B \Rightarrow V_s = V_{sat}^- < 0$ saturé
- $V_B < V_e < V_H \Rightarrow V_s = A_v \varepsilon < 0$ non saturé, linéaire
- $V_e > V_H \Rightarrow V_s = V_{sat}^+ > 0$ saturé

Stabilité des points de fonctionnement : supposer ΔV_s d'origine externe (alimentation par exemple) ; le circuit de réaction réagit par $\Delta \varepsilon = -k \Delta V_s$.

- Si l'A.O. est dans le domaine linéaire, il amplifie la perturbation en valeur absolue mais $\Delta V_s' = A_v \Delta \varepsilon = -k A_v \Delta V_s$ est de signe opposé, ce qui impose un retour à l'équilibre. Le point est donc stable.
- Si l'A.O. est dans le domaine saturé, la tension de sortie ne dépend plus de la tension d'entrée $\Delta V_s' = 0$ et la perturbation n'est pas amplifiée. Le point est aussi stable.

Conclusion Dans les trois cas, le point d'intersection est stable.

Si on suppose que la tension de sortie calculée en régime linéaire est dans l'intervalle $]V_{sat}^-; V_{sat}^+[$, alors $V_s = A_v \varepsilon = A_v (V_e - k V_s)$.

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_v}{1 + k A_v}}$$
 est le gain en boucle fermée

Si $k A_v \gg 1$, $\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{1}{k} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ est indépendant de A_v .

En pratique, on fait le calcul approché dans l’hypothèse linéaire et on vérifie ensuite que la tension calculée n’atteint pas les limites de saturation :

$$V_{\text{sat}}^- < V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e < V_{\text{sat}}^+$$

ce qui définit les limites de linéarité en termes de tension d’entrée.

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}^- < V_e < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}^+ = V_H$$

3.2.1.2 Effet de la limitation en fréquence du gain de l’A.O.

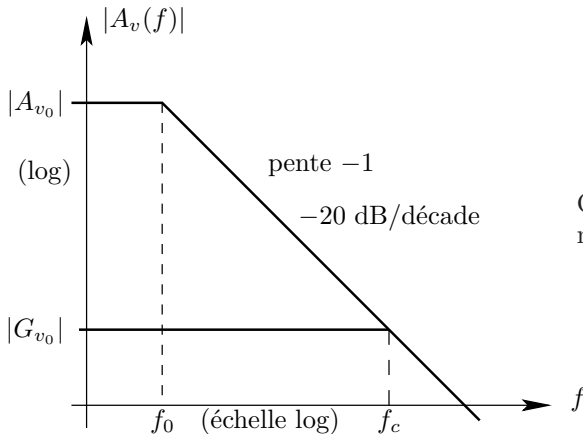


FIG. 3.18 – Bande passante de l’amplificateur non-inverseur

On suppose que l’A.O. se comporte comme un système du premier ordre de gain

$$A_v(f) = \frac{A_{V_0}}{1 + jf/f_0}$$

Le gain du montage amplificateur on inverseur s’écrit

$$G_v(f) = \frac{A_v(f)}{1 + kA_v(f)} = \frac{1}{k + \frac{1}{A_v(f)}} = \frac{1}{k + \frac{1 + jf/f_0}{A_{V_0}}} = \frac{G_{V_0}}{1 + j\frac{G_{V_0}f}{A_{V_0}f_0}}$$

Si on définit $f_c = A_{V_0}f_0/G_{V_0}$, le gain du montage est celui d’un système du premier ordre :

$$G_v(f) = \frac{G_{V_0}}{1 + jf/f_c}$$

On remarque que le **produit gain×bande est conservé** entre l’A.O. seul et le montage utilisant l’A.O. en contre-réaction.

$$A_{V_0}f_0 = G_{V_0}f_c$$

La contre-réaction a permis d’augmenter la bande passante au prix d’une diminution du gain.

3.2.1.3 Analyse rapide pour un A.O. idéal

$V_+ = V_e \quad I_- = 0 \Rightarrow V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$ donc $\frac{d\varepsilon}{dV_s} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} < 0$ donc réaction négative, donc linéaire tant que la tension de sortie calculée vérifie : $V_{\text{sat}}^- < V_s < V_{\text{sat}}^+$.
Or $V_s = A_v \varepsilon$ avec $A_v \rightarrow \infty$ et V_s fini, donc $\varepsilon = 0$.

$$V_+ = V_- \quad V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \Rightarrow \boxed{\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Autres propriétés du montage amplificateur non-inverseur :

- Impédance d’entrée du montage : $Z_e = V_e/I_e = \infty$ car $I_+ = 0$.
- Impédance de sortie du montage : $Z_s = 0$ car la sortie se fait directement sur la source de tension commandée de l’A.O.

Dans le cas où l’A.O. n’est pas idéal, l’impédance d’entrée du montage Z_e vaut $(1 + kA_v)Z_e^{A.O.}$ et son impédance de sortie Z_s vaut $Z_s^{A.O.}/(1 + kA_v)$.

3.2.2 Le suiveur

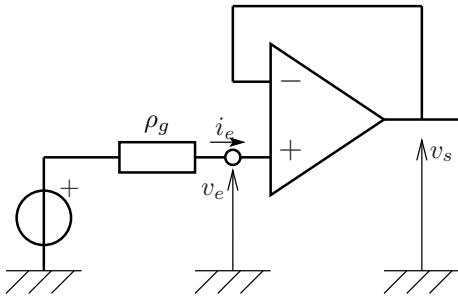


FIG. 3.19 – Amplificateur suiveur

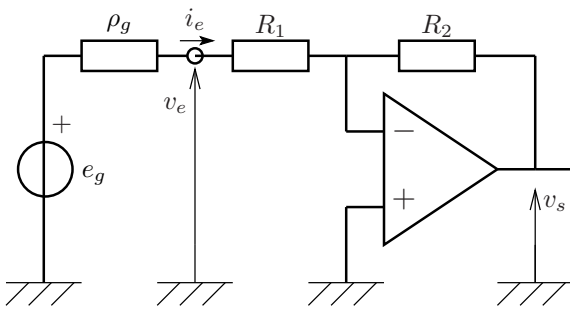
Réaction négative car $\varepsilon = V_e - V_s$, donc si l'A.O. est idéal, $\varepsilon = 0$.

$$V_e = V_+ = V_- = V_s \quad \text{donc} \quad \boxed{V_s = V_e}$$

Intérêt : adaptateur d'impédance

- Impédance d'entrée du montage : $Z_e = \infty$.
- Impédance de sortie du montage : $Z_s = 0$.

3.2.3 L'amplificateur inverseur



$$I_- = 0 \quad \text{donc} \quad \frac{V_e - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_s}{R_2}$$

On peut aussi utiliser Millmann :

$$V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

de plus $V_+ = 0$, donc $\frac{d\varepsilon}{dV_s} < 0$

FIG. 3.20 – Amplificateur inverseur

La réaction est négative et, si l'A.O. est idéal, à faible niveau, $V_+ = V_-$ d'où

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

Impédances du montage :

- Impédance d'entrée $Z_e = V_e / I_e = R_1 \neq \infty$ (c'est un inconvénient de ce montage)
- Impédance de sortie du montage : $Z_s = 0$

Conclusion

- Les propriétés des montages à réaction négative sont indépendantes du gain de l'A.O. pourvu qu'il soit assez grand.
- La méthode d'étude consiste à écrire $I_+ = I_- = 0$, puis $V_s = A_v(V_+ - V_-)$ tant que $V_{sat}^- < V_s < V_{sat}^+$ (c'est à dire hors saturation). Si de plus l'AO est parfait $A_v \rightarrow \infty$ implique $V_+ = V_-$.

3.2.4 Autres fonctions en réaction négative

3.2.4.1 Somme pondérée

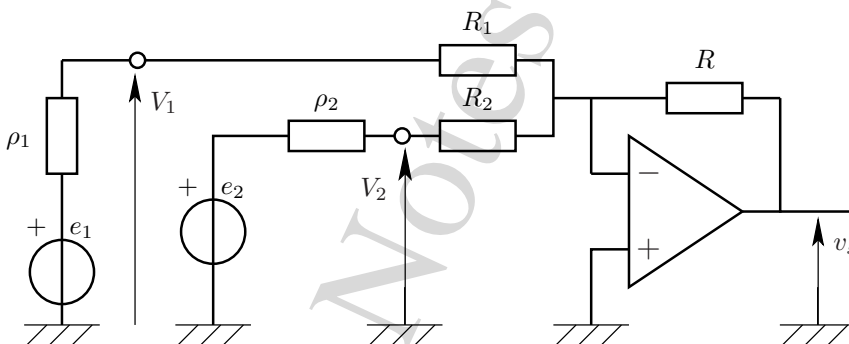


FIG. 3.21 – Somme pondérée

R assure la réaction négative donc $V_- = V_+ = 0$. Or $I = I_1 + I_2$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_s}{R}$$

$$\boxed{V_s = -\left(\frac{R}{R_1} V_1 + \frac{R}{R_2} V_2\right)}$$

3.2.4.2 Différence pondérée

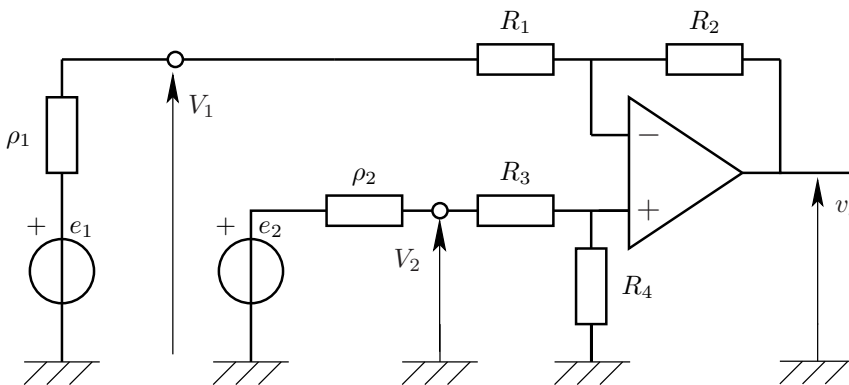


FIG. 3.22 – Différence pondérée

R_2 assure la réaction négative donc $V_- = V_+$.

$$I_- = 0 \Rightarrow \frac{V_1 - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_s}{R_2}$$

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_-$$

Si on ajoute le diviseur résistif R_3 - R_4 , $V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_2$

Dans le cas où toutes les résistances sont égales, $V_s = V_2 - V_1$.

3.2.4.3 Intégrateur actif

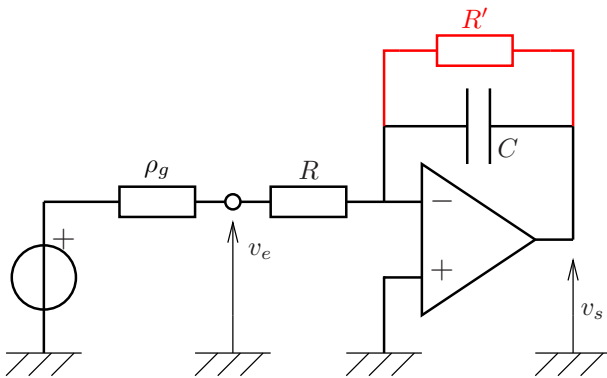


FIG. 3.23 – Intégrateur actif

- non compensé (sans R')

+ compensé (avec R')

C assure la contre-réaction, sauf pour le continu (circuit ouvert).

3.2.4.4 Étude temporelle

On suppose l'A.O. idéal.

3.2.4.4.1 Intégrateur non-compensé : Admettons que $\varepsilon = 0$, $V_+ = 0 \Rightarrow V_- = 0$. Or $I_- = 0$, donc le courant est le même dans R et dans C :

$$\frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

Si on pose $\tau = RC$, $v_e(t) = -\tau \frac{dv_s}{dt}$ donc

$$v_s(t) = -\frac{1}{\tau} \int_0^t v_e(t') dt' + v_s(0)$$

N.B. : noter que l'intégrateur est **inverseur**.

S'il existe la moindre composante continue dans v_e , ou une imperfection de l'A.O. du type $I_- \neq 0$ par exemple, l'intégration de cette composante va produire en sortie une rampe qui amènera l'A.O. en saturation. Ce montage est donc **inutilisable** tel quel et pour assurer une contre-réaction aussi en continu, on place en parallèle avec C une résistance R' de grande valeur. C'est le montage intégrateur compensé.

3.2.4.4.2 Intégrateur compensé : alors $i_R = i_C + i'_R$ et, en admettant que $\varepsilon = 0$,

$$\frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_s}{R'}$$

$$v_e = -\tau \frac{dv_s}{dt} - \frac{R}{R'} v_s$$

3.2.4.5 Étude en régime sinusoïdal permanent

On peut alors étudier le montage en utilisant les amplitudes et les impédances complexes.

3.2.4.5.1 Intégrateur non-compensé (sans R') :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{1/jC\omega}{R} = \frac{j}{\omega\tau} = \frac{jf_0}{f} \quad \text{où} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

dont le module donne une pente -1 en log-log, mais tend vers l'infini pour $\omega \rightarrow 0$.

3.2.4.5.2 Intégrateur compensé (avec R') :

$$\frac{V_e}{R} = YV_s = -(1/R' + jC\omega)V_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R'/R}{1 + jR'C\omega}$$

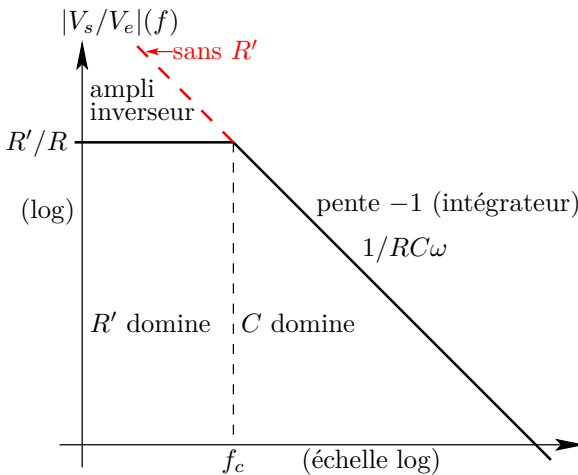


FIG. 3.24 – Fonction de transfert de l'intégrateur actif non-compensé (sans R') et compensé (avec R')

Si on note $f_c = \frac{1}{2\pi R'C}$ la fréquence de coupure, les comportements asymptotiques sont :

$f \ll f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -\frac{R'}{R}$	amplificateur inverseur
$f \gg f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{jf_0}{f}$	intégrateur inverseur

La fonction de transfert a la même allure que celle de l'intégrateur passif, mais l'intégrateur passif est non inverseur et de gain très faible dans le domaine où il intègre.

3.2.4.6 Différentiateur actif

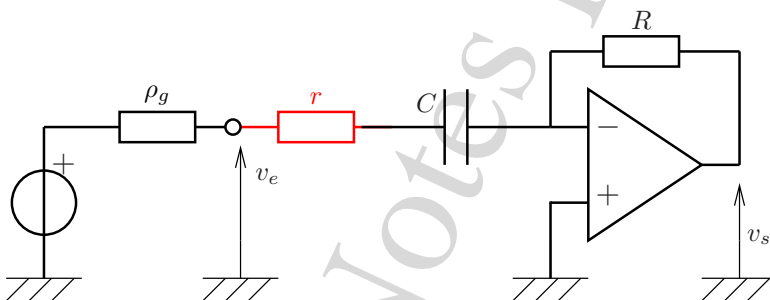


FIG. 3.25 – Différentiateur actif
 – non compensé (sans r , soit $r = 0$)
 – compensé (avec r)

R assure la réaction négative; donc si l'AO est parfait, $V_- = V_+ = 0$. Dans le cas non compensé, si $\tau = RC$:

$$-C \frac{dv_e}{dt} = \frac{v_s}{R} \quad \text{soit} \quad v_s = -\tau \frac{dv_e}{dt}$$

En régime sinusoïdal permanent, $\frac{V_s}{V_e} = -j\omega\tau$.

Mais alors la fonction de transfert devrait tendre vers l'infini en très haute fréquence : pour limiter le gain HF, on place une petite résistance r en série avec C , ce qui donne le différentiateur compensé. Alors

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{jRC\omega}{1 + jrC\omega}$$

Si on note $f_c = \frac{1}{2\pi rC}$ la fréquence de coupure, les comportements asymptotiques sont :

$f \ll f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -jRC\omega$	différentiateur inverseur
$f \gg f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -\frac{R}{r}$	amplificateur inverseur

La fonction de transfert a la même allure que celle du dérivateur passif, mais le dérivateur passif est non inverseur et de gain très faible dans le domaine où il dérive.

3.2.4.7 Filtres actifs

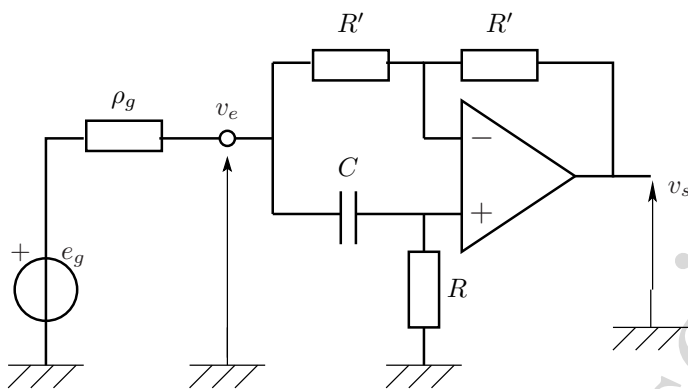


FIG. 3.26 – Déphaseur actif

R' assure la contre-réaction, donc $V_+ = V_-$. En régime sinusoïdal permanent,

$$V_+ = \frac{R}{R + 1/jC\omega} V_e = \frac{jX}{1 + jX} V_e \quad \text{où } X = RC\omega$$

$$V_- = \frac{V_e + V_s}{2}$$

Finalement

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1 + jX}{1 + jX}$$

dont le module est 1 (passe-tout) et l'argument

$$\phi = 2 \arctan(1/X)$$

3.2.4.8 Convertisseur courant-tension

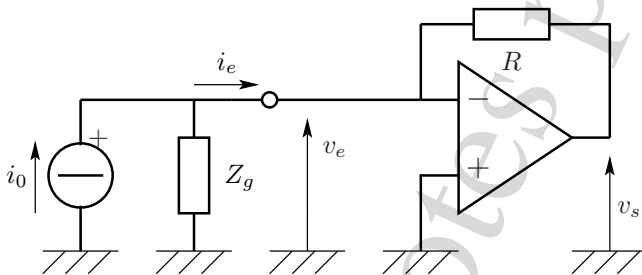


FIG. 3.27 – Convertisseur courant-tension

R assure une contre-réaction donc $\varepsilon = 0$, $V_- = V_+ = 0$. Ainsi la source de courant est court-circuitée (elle ne fournit plus de puissance et l'influence de son impédance interne n'est plus perçue).

$$I_{Z_g} = 0 \Rightarrow I_R = I_0 \Rightarrow V_s = -RI_0.$$

Applications : détecteurs photoélectriques (photodiodes par exemple) où I_0 est proportionnel à un flux optique. On ajoute parfois une capacité C en parallèle avec R pour constituer un passe-bas du premier ordre afin de réduire le bruit haute fréquence.

3.2.4.9 Convertisseur tension-courant

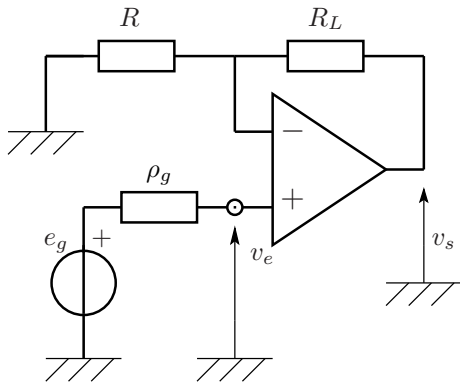


FIG. 3.28 – Convertisseur tension-courant à charge flottante

La charge R_L assure la réaction négative, donc $V_- = V_+ = V_e$. Comme $I_- = 0$, $I_L = I_R = V_-/R = V_e/R$, et ce indépendamment de la charge R_L .

Il faut cependant éviter la saturation de l'A.O. si la charge R_L est élevée. L'inconvénient de ce montage est qu'aucune des bornes de la charge n'est à la masse, d'où le qualificatif de charge flottante. Il existe un montage de conversion tension-courant avec la charge à la masse (cf. fig. 3.29), mais il nécessite quatre résistances et comporte deux réactions (positive et négative).

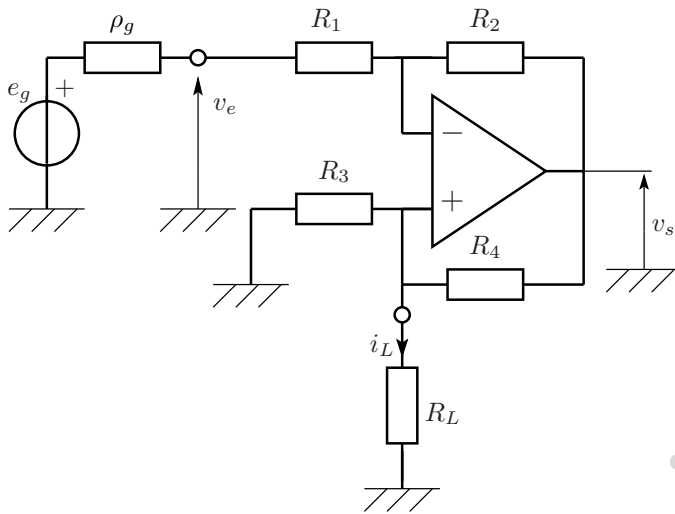


FIG. 3.29 – Convertisseur tension-courant à charge à la masse

R_2 assure la réaction négative, mais R_4 provoque une réaction positive. On montre que le courant i_L dans la charge R_L est proportionnel à la tension d'entrée V_e si les résistances vérifient $R_2/R_1 = R_4/R_3$.

3.3 A.O. en réaction positive : triggers ou comparateurs à hystérésis

Remarque : dans les montages à réaction positive, il est rare que l'on ait $\epsilon = 0$. En particulier, dans les triggers, ϵ ne s'annule que de façon très fugitive, lors du basculement de la tension de sortie.

3.3.1 Trigger inverseur

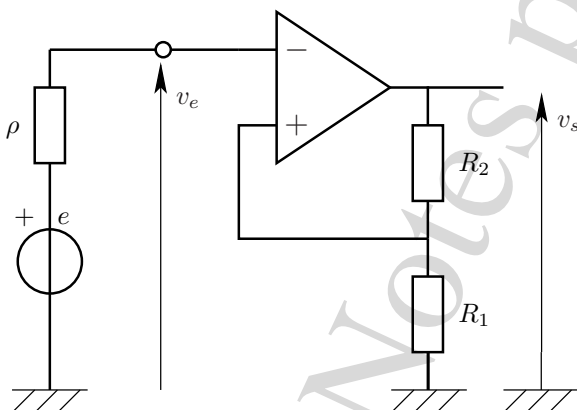


FIG. 3.30 – Trigger inverseur

$$V_- = V_e \quad I_+ = 0 \Rightarrow V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = k V_s \quad \text{où } 0 < k < 1.$$

$$\text{Équation de réaction } \epsilon = V_+ - V_- = k V_s - V_e \Rightarrow \frac{d\epsilon}{dV_s} = k > 0 \text{ donc réaction positive.}$$

La réaction impose une **relation linéaire** entre la tension différentielle d'entrée et la tension de sortie,

$$V_s = \frac{V_e + \epsilon}{k}$$

qui se traduit dans le plan (ϵ, V_s) par une droite de pente $1/k$ positive paramétrée par la tension d'entrée V_e .

Les points de fonctionnement possibles sont situés à l'intersection entre cette droite et la caractéristique de transfert en tension de l'A.O.

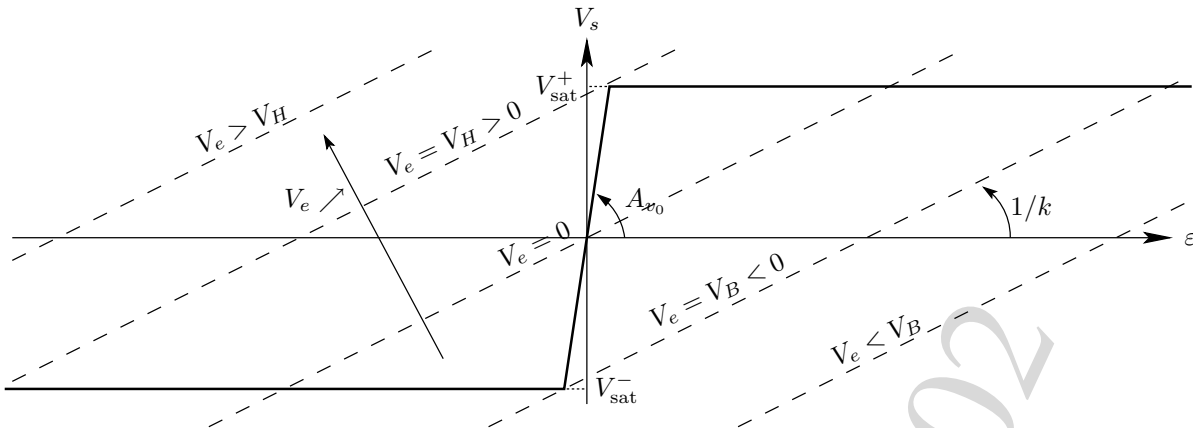


FIG. 3.31 – Réseau de réaction du trigger inverseur

Nombre de points de fonctionnement possibles en fonction de V_e :

- $V_e < V_B \Rightarrow V_s = V_{sat}^+ > 0$ un seul point saturé
- $V_B < V_e < V_H$ trois points : deux saturés, un dans le domaine linéaire
- $V_e > V_H \Rightarrow V_s = V_{sat}^- < 0$ un seul point saturé

3.3.1.1 Stabilité des points de fonctionnement :

- Supposer ΔV_s d'origine externe (alimentation par exemple) ; le circuit de réaction réagit par $\Delta \varepsilon = k \Delta V_s$.
- Si l'A.O. est dans le domaine linéaire, il amplifie la perturbation initiale car $\Delta V_s' = A_v \Delta \varepsilon = k A_v \Delta V_s$ est de même signe que ΔV_s . Le point est donc instable.
 - Si l'A.O. est dans le domaine saturé, la tension de sortie ne dépend plus de la tension d'entrée $\Delta V_s' = 0$ et la perturbation n'est pas amplifiée. Le point est stable.

Finalement, les seuls points stables sont les points où l'A.O. est saturé.

$V_e < V_B$	$V_s = V_{sat}^+$	une solution stable
$V_B < V_e < V_H$	$V_s = V_{sat}^\pm$	deux solutions stables \Rightarrow système à mémoire
$V_e > V_H$	$V_s = V_{sat}^-$	une solution stable

3.3.1.2 Définition des seuils dans le cas d'un A.O. idéal

V_B	$\varepsilon = 0$ et $V_s = V_{sat}^-$	\Rightarrow	$V_B = V_e = k V_{sat}^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^-$
V_H	$\varepsilon = 0$ et $V_s = V_{sat}^+$	\Rightarrow	$V_H = V_e = k V_{sat}^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^+$

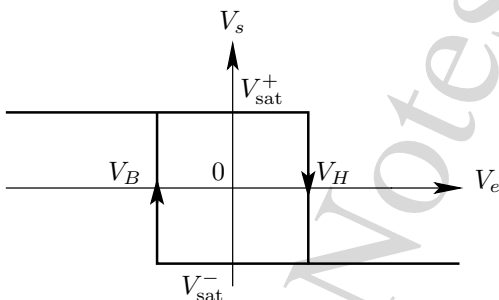


FIG. 3.32 – Fonction de transfert du trigger inverseur

Ne pas croire que $V_e < V_H$ implique $V_s = V_{sat}^+$. En particulier, si $V_B < V_e < V_H$, c'est la mémoire du circuit (hystérésis) et non la valeur instantanée de V_e qui détermine V_s .

3.3.1.3 Hystérésis

- Supposons $V_s = V_{sat}^+$: cela implique $V_e < V_H$. Cet état se maintient si V_e varie tant que $\varepsilon > 0$ c'est à dire tant que $V_e < V_H$ où V_s bascule vers V_{sat}^- .
- Supposons $V_s = V_{sat}^-$: cela implique $V_e > V_B$. Cet état se maintient si V_e varie tant que $\varepsilon < 0$ c'est à dire tant que $V_e > V_B$ où V_s bascule vers V_{sat}^+ .

Applications Comparateur avec jeu permettant une certaine immunité au bruit.

Comme l'entrée se fait directement sur la borne V_- , ce montage présente une impédance d'entrée infinie.

3.3.2 Trigger non-inverseur

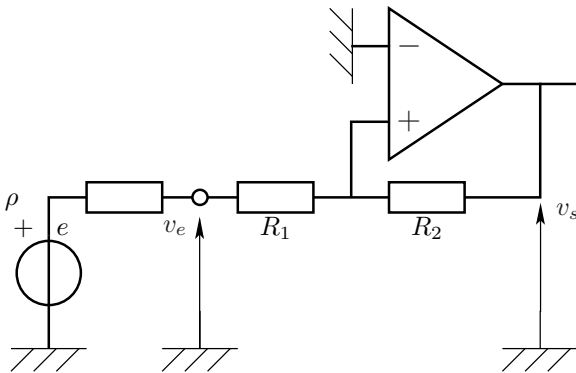


FIG. 3.33 – Trigger non-inverseur

$$I_+ = 0 \quad \text{donc} \quad \frac{V_e - V_+}{R_1} = \frac{V_+ - V_s}{R_2}$$

On peut aussi utiliser Millmann :

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

de plus $V_- = 0$, donc $\frac{d\varepsilon}{dV_s} > 0$ et la réaction est positive.

On peut montrer que les seuls points de fonctionnement **stables** sont en saturation $V_s = V_{sat}^\pm$.

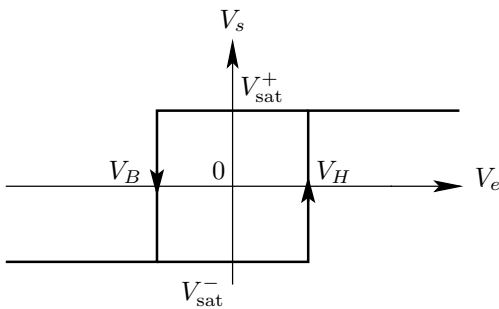


FIG. 3.34 – Fonction de transfert du trigger non-inverseur

Seuils :

$V_H = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}^-$	positif
$V_B = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}^+$	négatif

Par rapport au trigger inverseur, ce montage présente l'inconvénient d'une impédance d'entrée non infinie.

3.3.3 Triggers à seuils non symétriques

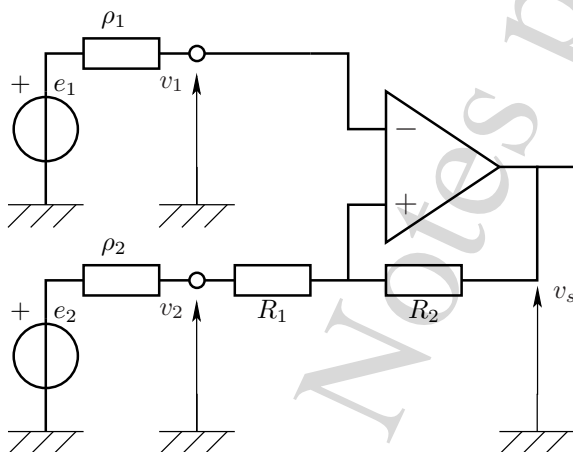


FIG. 3.35 – Trigger à seuils non symétriques
Ce montage, inspiré des triggers précédents, peut être vu comme un trigger inverseur si l'entrée est v_1 et v_2 est fixe, ou comme un trigger non-inverseur si l'entrée est v_2 et v_1 est fixe.

3.4 Combinaison de réactions positive et négative : oscillateurs non-sinusoidaux

3.4.1 Multivibrateur astable

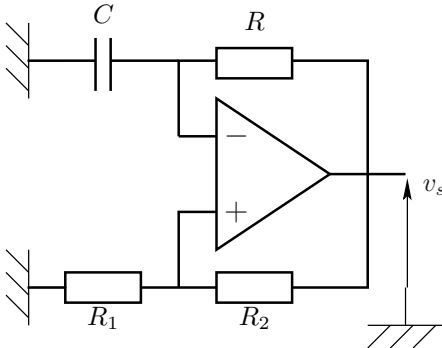


FIG. 3.36 – Multivibrateur astable

Principe

- une réaction positive **instantannée** $\Rightarrow V_s$ saturé et $\varepsilon \neq 0$.
- une réaction négative via R **différée** (par la capacité) qui tend à ramener ε vers 0 et fait alors basculer la sortie.

Le système est alors astable et V_s bascule périodiquement entre V_{sat}^+ et V_{sat}^- .

R_2 assure la réaction positive et R_1 - R_2 constituent un montage de type trigger inverseur. R et C permettent la réaction négative différée. V_- ne peut pas présenter de discontinuité, car c'est la ddp aux bornes d'une capacité.

$$I_- = 0 \quad \Rightarrow \quad C \frac{dV_-}{dt} = \frac{V_s - V_-}{R}$$

$$V_- + \tau \frac{dV_-}{dt} = V_s \quad \text{où} \quad \tau = RC$$

La capacité se charge alternativement sous V_{sat}^+ et V_{sat}^- à travers R avec continuité de V_- aux instants de basculement de V_s .

Charge de durée T_- sous V_{sat}^-

$$V_B = V_{\text{sat}}^- (1 - \exp(-T_-/\tau)) + V_H \exp(-T_-/\tau)$$

$$T_- = \tau \ln \left(\frac{-V_{\text{sat}}^- + V_H}{-V_{\text{sat}}^- + V_B} \right)$$

Charge de durée T_+ sous V_{sat}^+

$$V_H = V_{\text{sat}}^+ (1 - \exp(-T_+/\tau)) + V_B \exp(-T_+/\tau)$$

$$T_+ = \tau \ln \left(\frac{V_{\text{sat}}^+ - V_B}{V_{\text{sat}}^+ - V_H} \right)$$

Dans le cas où les tensions de saturation sont opposées (on peut prendre $V_{\text{sat}}^\pm = \pm E$ pour simplifier), les deux phases ont même durée et :

$$T = 2T_+ = 2T_- = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Si $R_1 \ll R_2$, le signal $V_-(t)$ est quasi triangulaire et $T \approx 4RCR_1/R_2$.

3.4.2 Générateur de triangles

Voir TD.

3.5 Montages utilisant des dipôles non linéaires

3.5.1 Redresseur sans seuil

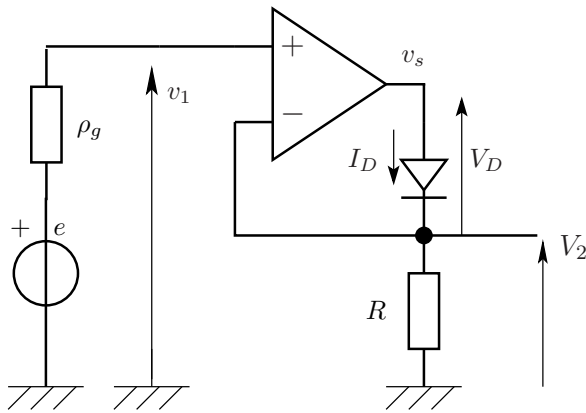


FIG. 3.37 – Redresseur sans seuil monoalternance

- Quand $V_1 > 0$, la diode conduit et assure une réaction négative sur l'A.O. : alors $V_2 = V_1$ et $V_s = V_1 + V_D \approx V_1 + 0,7 \text{ V}$.
- Quand $V_1 < 0$, la diode est bloquée et laisse l'A.O. en boucle ouverte : il sature alors à V_{sat}^- et $V_2 = 0$.

Pour éviter que le blocage de la diode ne sature l'AO, on place une autre diode en limiteur entre la sortie de l'AO et la masse. Quand la tension de sortie de l'AO descend en dessous du seuil ($-0,7 \text{ V}$) de cette diode, elle conduit et V_s est limité vers le bas à $-0,7 \text{ V}$.

Pour une étude détaillée de ce montage, voir 4.3.1.2, page 42, dans le chapitre diodes.

3.5.2 Fonctions logarithme et exponentielle

Ces fonctions utilisent la caractéristique exponentielle de la diode en direct et une résistance R parcourue par le même courant. Suivant que l'on place la diode ou la résistance dans la branche de contre-réaction, la tension de sortie est une fonction logarithme ou exponentielle de la tension d'entrée.

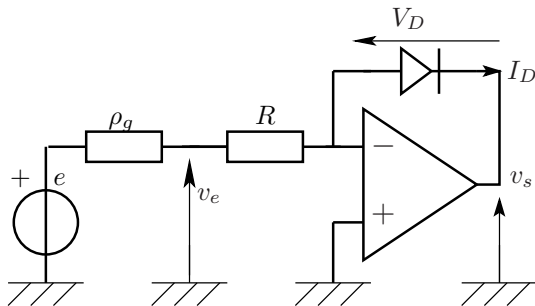


FIG. 3.38 – Fonction logarithme

Si la diode conduit ($i_D > 0$), elle assure la réaction négative. Avec un AO parfait, $V_- = V_+ = 0$, donc $v_e = RI_D$ et $v_s = -V_D$. Si la caractéristique de la diode est exponentielle, $I_D = I_0 \exp(V_D/V_T)$, on en déduit

$$v_s = -V_T \log\left(\frac{v_e}{RI_0}\right)$$

La condition pour assurer la contre-réaction est finalement $v_e > 0$.

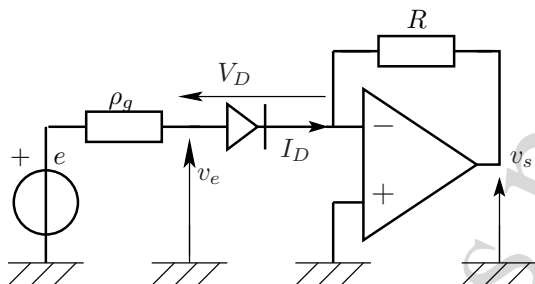


FIG. 3.39 – Fonction exponentielle

La résistance R assure la réaction négative. Avec un AO parfait, $V_- = V_+ = 0$, donc $v_e = V_D$ et $v_s = -RI_D$. Si la caractéristique de la diode est exponentielle, $I_D = I_0 \exp(V_D/V_T)$, on en déduit

$$v_s = -RI_0 \exp(v_e/V_T)$$

Ce montage ne fonctionne ainsi que si la diode est dans son domaine conducteur.