

Nota : Version provisoire, peut contenir qq erreurs (involontaires) ...

Bibliographie

F. Manneville, J. Esquieu « Systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage » Dunod, Bordas, Paris 1990

Sur Internet...

<http://perso.wanadoo.fr/xcotton/electron/coursetdocs.htm>

<http://gilles.chagnon.free.fr/cours/cours.pdf>

<http://courelectr.free.fr/BASE/ELEC.HTM>

<http://perso.wanadoo.fr/f6crp/elec/present.htm>

www.rip.ens-cachan.fr/~pagregp/Montages/fiches_elec/Fiche_ampli_puissance.pdf

Systèmes bouclés linéaires : étude qualitative	2
Contre-réaction	6
Stabilité des systèmes bouclés linéaires	16
L'amplificateur opérationnel.....	24
Effet Miller.....	29
Oscillateurs sinusoïdaux.....	32
Transistor à effet de champ TEC ou JFET (Junction Field Electron Transistor).....	39
Application d'un montage à transistors : l'amplificateur de puissance classe B (push-pull)	54
Annexe : L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL RÉEL	58

Systemes bouclés linéaires : étude qualitative

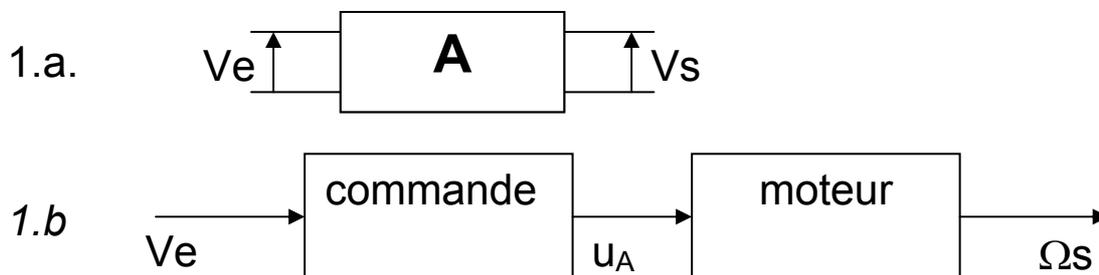
Systemes bouclés ouverts

But : on désire un signal de sortie ne dépendant que du signal d'entrée, avec un coefficient de proportionnalité maîtrisé.

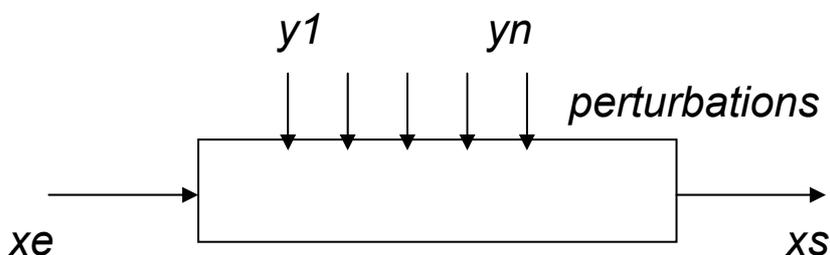
Exemples :

tension de sortie proportionnelle à la tension d'entrée (1.a)

Ou vitesse de rotation Ω_s proportionnelle a la tension d'entrée (1.b)



En réalité :



Origine des perturbations :

- conditions extérieures (température, valeur de la charge en sortie)
- vieillissement
- différence entre 2 composants (exemple h_{21} variable d'un transistor à l'autre)

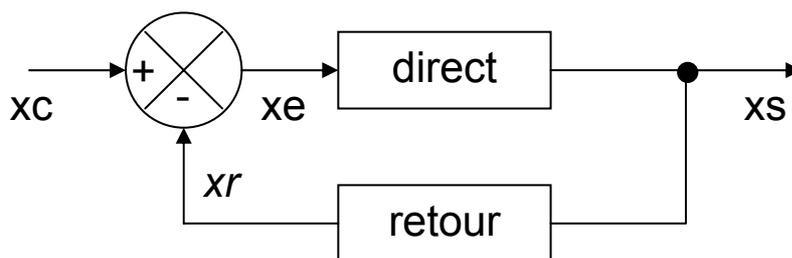
Remarque : pour un système en B.O., la commande est confondue avec le signal d'entrée x_e .

Il n'y a pas de retour d'information provenant de la sortie x_s .

Systeme en boucle fermée

Principe :

On soustrait le signal de retour x_r au signal de commande x_c . Ainsi le signal d'entrée est différent du signal de commande, et contient de l'information relative au signal de sortie x_s .



$$x_e = x_c - x_r$$

Si la commande est constante et qu'une perturbation tend à modifier (diminuer ou augmenter) le signal de sortie, l'influence de

la chaîne de retour est de s'opposer à cette perturbation. (à retrouver sur le schéma)

Précision des systèmes bouclés

But : $K = x_s / x_c$ constant

Solution : on choisit une chaîne de retour fidèle, avec un signal d'entrée bien inférieur au signal de commande.

$x_r = B x_s$, B constant.

$x_e \ll x_c \Rightarrow x_r \approx x_c = B x_s$

Et donc le signal de sortie est fidèle au signal de commande (mais pas au signal d'entrée).

Conséquences :

la chaîne directe possède un gain très fort (x_e très faible). C'est donc la chaîne d'amplification

La chaîne de retour sera elle précise et fidèle, c'est à dire insensible aux perturbations. Elle permet de pallier les effets des perturbations de la chaîne directe.

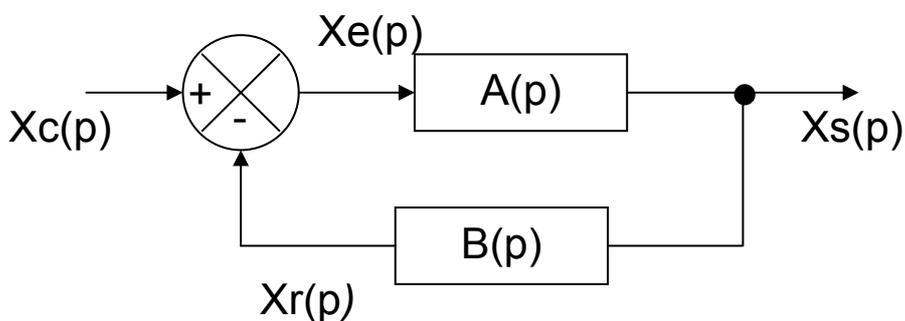
Equation fondamentale des systèmes bouclés

x_c , x_e , x_r et x_s sont soit des grandeurs réelles, soit des petites variations autour d'un équilibre (linéarisation des dispositifs non

linéaires). Le système est alors supposé régi par un système d'équations différentielles linéaires à coefficients constants.
formalisme de Laplace

$X_c(p)$, $X_e(p)$, $X_r(p)$, $X_s(p)$

$A(p)$ et $B(p)$ sont les transmittances des chaînes directe et de retour.



On a les relations suivantes :

$$X_s(p) = A(p) X_e(p)$$

$$X_r(p) = B(p) X_s(p)$$

$$X_e(p) = X_c(p) - X_r(p)$$

$$G(p) = X_s(p) / X_c(p)$$

On en déduit l'équation fondamentale des systèmes bouclés

$$G(p) = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$
 transmittance du système en boucle fermée.

Contre-réaction

Nota : xc, xe, xr, xs peuvent être des courants ou des tensions.

Stabilisation du transfert

$$G(p) = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

supposons une perturbation de la chaîne directe : $A \rightarrow A+dA$

$$\frac{dG}{dA} = \frac{G(p)}{A(p)[1 + A(p)B(p)]}$$

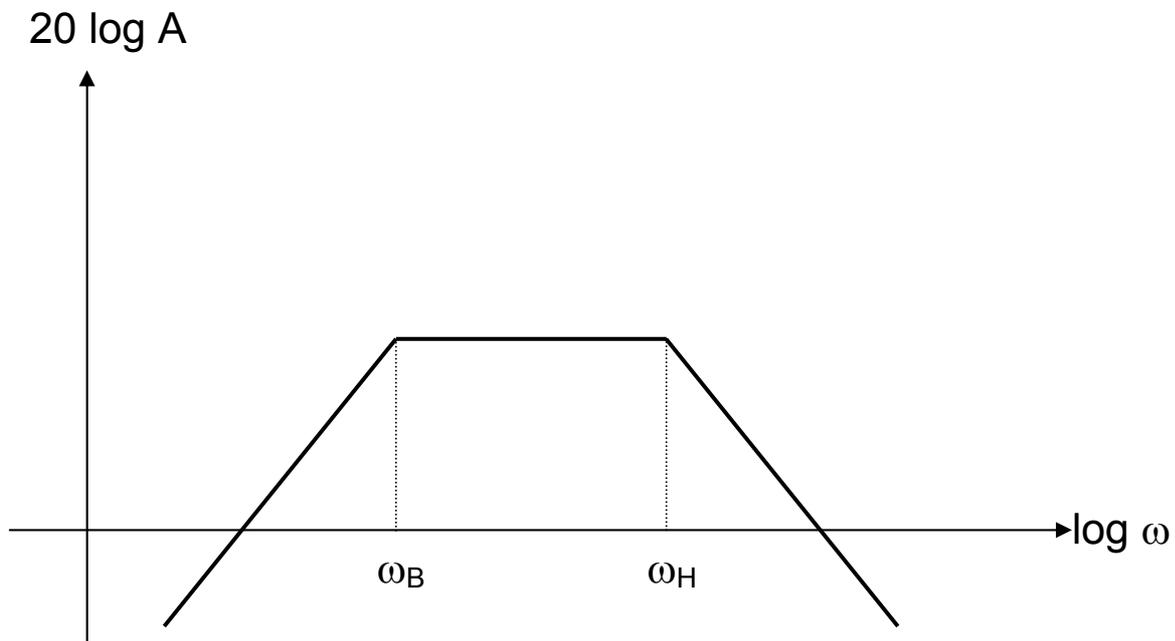
$$\frac{dG}{G} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1 + A(p)B(p)}$$

Ainsi , la variation relative de G est égale à la variation relative de A divisée par un facteur $1+AB$. A la limite, $AB \gg 1$, et donc $dG \approx 0$. Ceci explique la stabilité du A.O. en boucle fermée quelque soit A_0 .

Elargissement de la bande passante

Soit une chaîne d'amplification directe dont le diagramme de Bode est un passe-bande :

Question: quelle est la fonction de transfert susceptible de décrire $A(p)$?



Solution
$$A(j\omega) = A_0 \frac{1}{1 + j\omega / \omega_H} \frac{j\omega / \omega_B}{1 + j\omega / \omega_B}$$

Question : déterminer le gain en boucle fermée en haute et en basse fréquence. En déduire la largeur de la bande passante en BF

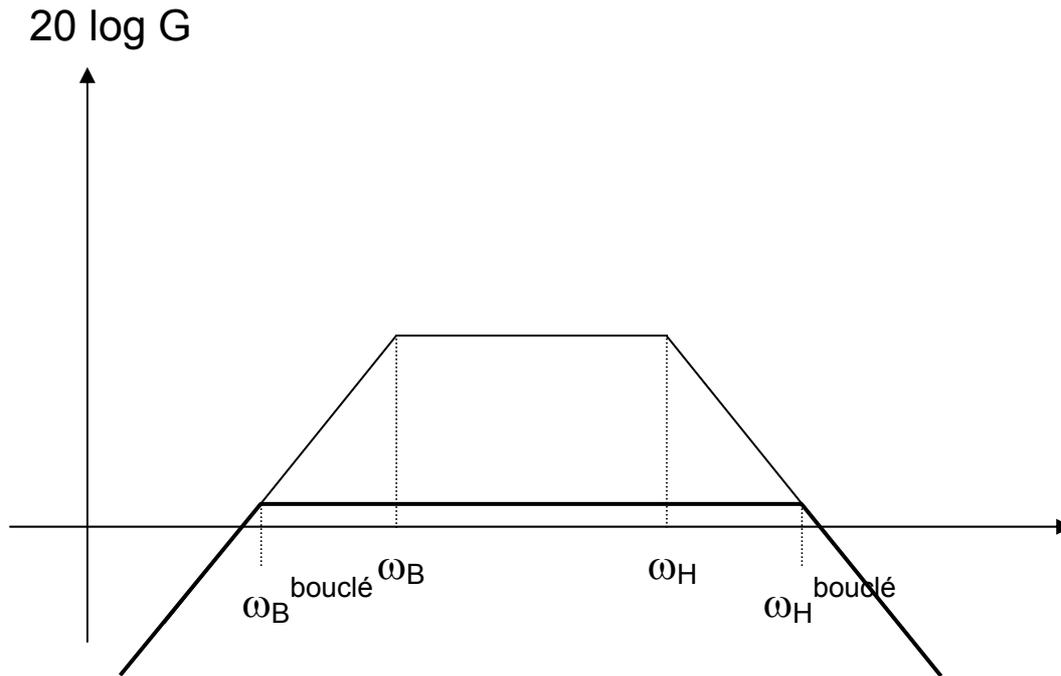
$$G(j\omega) = \frac{A_0}{1 + A_0 B} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + A_0 B)}} \frac{\frac{j\omega(1 + A_0 B)}{\omega_B}}{1 + \frac{j\omega(1 + A_0 B)}{\omega_B}}$$

constant

p.bas

p.haut

$$\omega_B^{\text{bouclé}} = \frac{\omega_B}{1 + A_0 B} \quad \text{et} \quad \omega_H^{\text{bouclé}} = \omega_H(1 + A_0 B)$$



Le produit Gain x Bande passante est constant.

Diminution du taux de distorsion harmonique

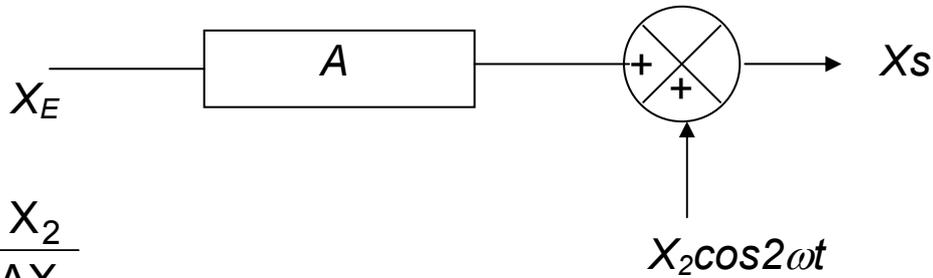
On suppose que pour un signal d'entrée sinusoïdal, l'amplitude du signal en sortie en boucle ouverte est trop fort et donc, admet des harmoniques à 2ω , $3\omega, \dots$ non nuls dus à la non linéarité des éléments actifs. L'effet du bouclage est de diminuer l'amplitude des harmoniques :

Sans contre-réaction :

$$x_e = X_1 \cos \omega t$$

$$x_s = AX_1 \cos \omega t + X_2 \cos 2\omega t + \dots$$

modélisation :

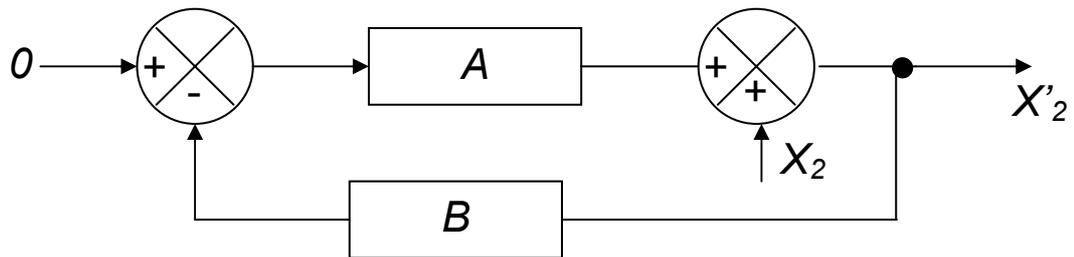


$$\eta = \frac{X_2}{AX_1}$$

η est le taux de distorsion harmonique

avec contre réaction:

modélisons le signal à la fréquence 2ω (th. de superposition)



$$X'_2 = X_2 - ABX'_2$$

$$X'_2 = \frac{X_2}{1+AB}$$

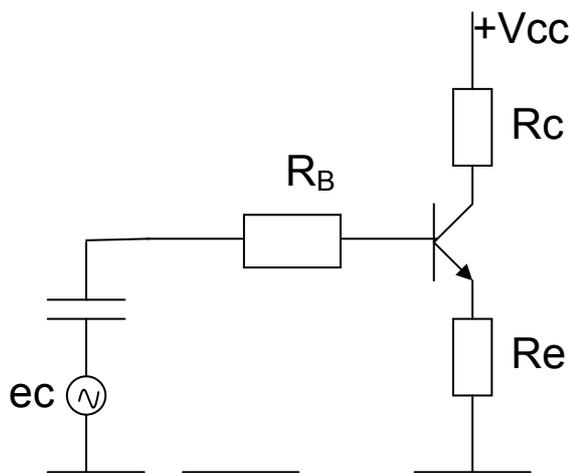
$$\eta' = \frac{X'_2}{AX_1} = \frac{X_2}{AX_1(1+AB)}$$

$$\boxed{\eta' = \frac{\eta}{1+AB}} \text{ diminution du DHT}$$

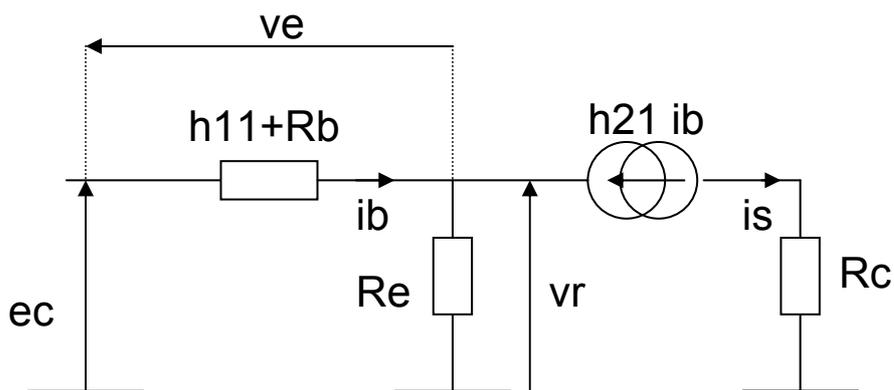
Exemples de contre réaction

Contre-réaction courant tension :

On néglige l'admittance de sortie h_{22} et le taux de contre-réaction h_{12} . Que valent le gain BO et le taux de contre réaction ?



Modélisation en régime petits signaux :



La commande est la tension appliquée en entrée du montage e_c .

On définit une chaîne directe comportant la base du transistor et une chaîne de retour comportant l'émetteur.

$$e_c = v_e + v_r$$

Le signal de sortie est le courant i_s .

Pour un système bouclé, on a les relations suivantes où l'on cherche à identifier A et B:

$$i_s = A v_e$$

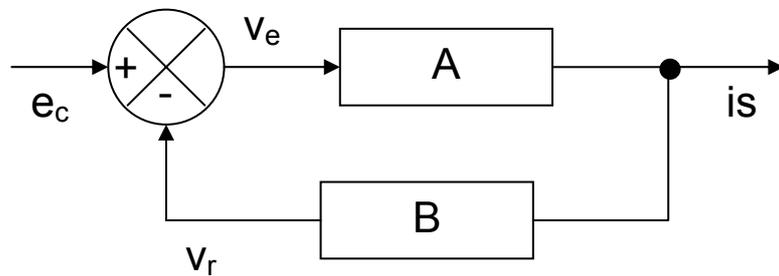
$$v_r = B i_s$$

$$v_r = R_e (h_{21} + 1) i_b = \frac{-R_e (h_{21} + 1) i_s}{h_{21}} \approx -R_e i_s$$

$$i_s = -h_{21} \frac{v_e}{h_{11} + R_b}$$

$$A = \frac{-h_{21}}{h_{11} + R_b}$$

$$B = -R_e$$



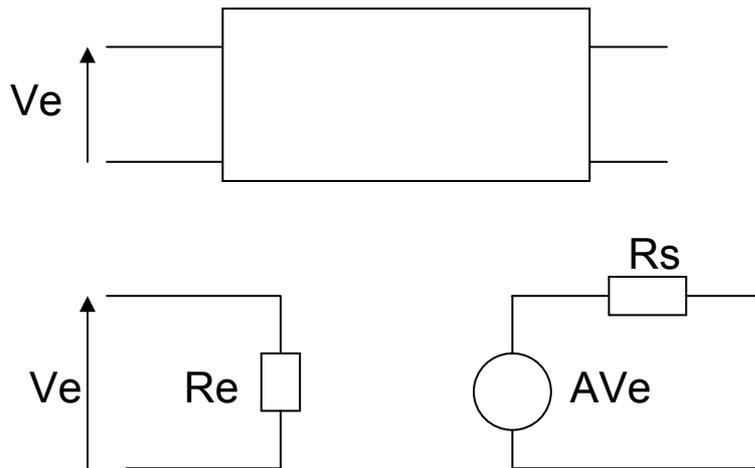
Gain de transconductance :

$$G = \frac{i_s}{e_c} = \frac{A}{1 + AB} = \frac{-h_{21}}{h_{11} + R_B + h_{21}R_e}$$

Calculons les résistances d'entrée et de sortie de la chaîne directe :

$$R_{E_A} = \frac{V_e}{i_b} = h_{11} + R_b$$

R_{S_A} est l'impédance vue entre les points de sortie à entrée court-circuitée (cf. Thevenin)



Si $v_e = 0$, alors $i_b = 0$ et donc $i_s = 0$. L'impédance de sortie en boucle ouverte est infinie. $R_{S_A} = \infty$

Pour le circuit bouclé :

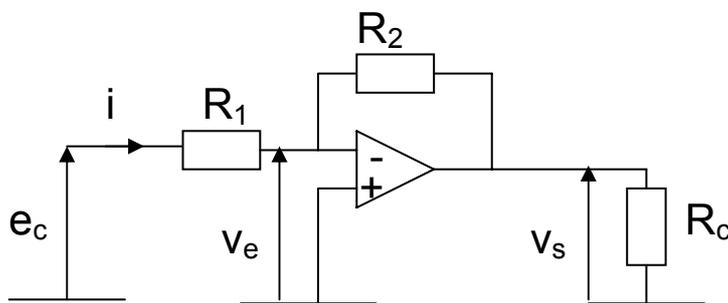
$$R_E = \frac{e_c}{i_b} = \frac{i_s}{i_b} \frac{1}{G} = h_{11} + R_B + h_{21}R_e$$

On peut montrer que pour une contre réaction courant tension,

$$R_E^{\text{bouclée}} = R_{E_A} (1 + AB)$$

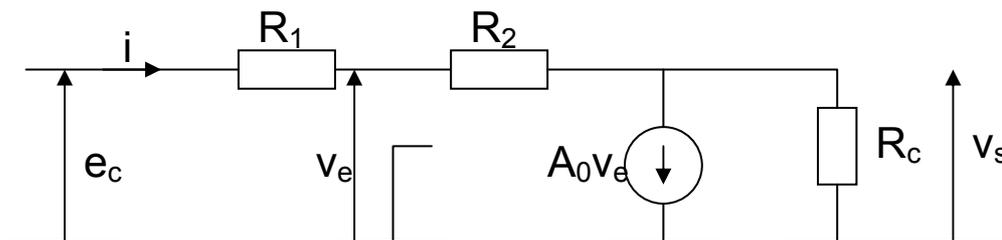
$R_S^{\text{bouclée}}$ est infinie aussi.

- Exemple de contre-réaction tension courant :

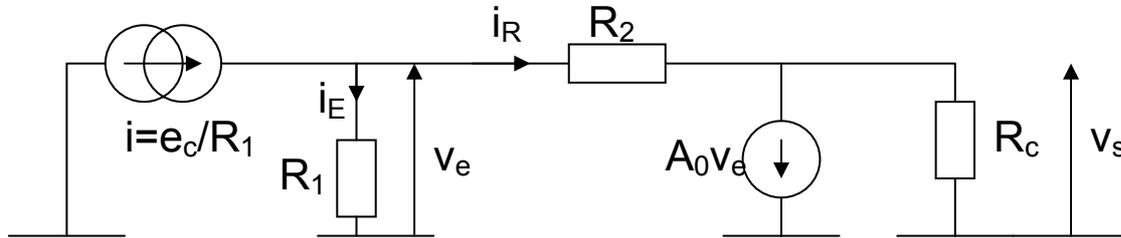


L'amplificateur opérationnel est supposé d'impédance d'entrée infinie, de résistance de sortie nulle et de gain fini A_0 . Identifier A et B.

Schéma équivalent:



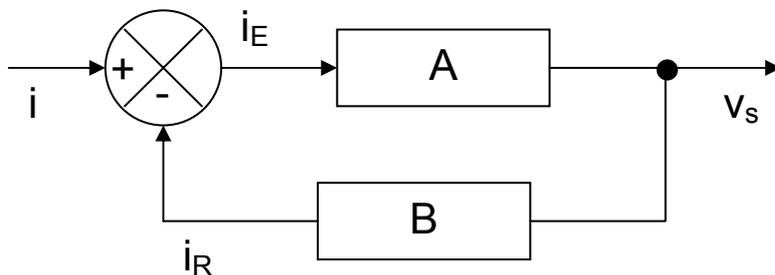
Ou encore, en modélisation de Norton:



La commande est le courant $i = i_E + i_R$.
Le signal de sortie est la tension v_s .

$$A = \frac{v_s}{i_E} = -A_0 R_1$$

$$B = \frac{i_R}{v_s} = \frac{v_E - v_s}{v_s} \frac{1}{R_2} = -\frac{1 + A_0}{A_0 R_2}$$



$$G = \frac{v_s}{i} = \frac{A_0 R_1}{1 + \frac{R_1}{R_2} (1 + A_0)} \quad \text{gain de transimpédance.}$$

Calculons les résistances d'entrée et de sortie de la chaîne directe :

$$R_{E_A} = \frac{v_E}{i_E} = R_1$$

$$R_{S_A} = 0 \quad \text{car si } v_E = 0, A_0 v_E = 0.$$

Avec bouclage :

$$R_E^{\text{bouclée}} = \frac{V_E}{i} = \frac{V_E}{i_E + i_R} = \frac{V_E}{i_E(1 + i_R / i_E)} = \frac{V_E}{i_E(1 + AB)}$$

$$R_E^{\text{bouclée}} = \frac{R_{E_A}}{1 + AB} = \frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1(1 + A_0)}$$

Stabilité des systèmes bouclés linéaires

Condition générale de stabilité

Un système physique est stable s'il retourne spontanément vers un état d'équilibre lorsqu'il en est écarté.

Lorsque les grandeurs de commande et de sortie sont liées par une équation différentielle à coefficients constants, on peut faire le raisonnement suivant :

Soit x_c et x_s les variations d'amplitude de la commande et de la sortie

$$a_n \frac{d^n x_s}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x_s}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x_s = b_m \frac{d^m x_c}{dt^m} + \dots + b_0 x_c$$

$$G(p) = \frac{X_s(p)}{X_c(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} = \frac{N(p)}{D(p)}$$

à l'équilibre, on a

$$x_s = x_c = \frac{dx_s}{dt} = \dots = 0$$

Appliquons une impulsion au système pour l'écartier de son état d'équilibre : $X_c(p) = X_0$.

$$X_s(p) = X_0 \frac{N(p)}{D(p)}$$

Le système est stable si $x_s(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$

En décomposant $G(p)$ en éléments simples dans le plan complexe, on écrit

$$X_s(p) = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} + \dots + \frac{A_n}{p - p_n}$$

les coefficients p_1, p_2, \dots, p_n sont les zéros de $D(p)$ et les pôles de $G(p)$.

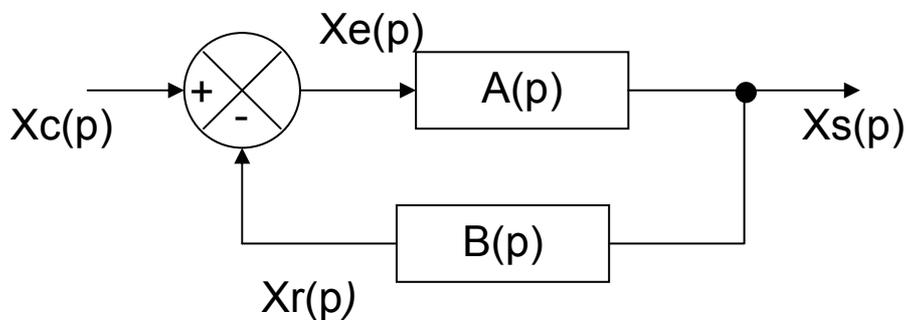
Rappelons la transformée de Laplace :

$$A_i \exp^{p_i t} \xrightarrow{\text{T.laplace}} \frac{A_i}{p - p_i}$$

Ainsi

$\text{système stable} \Leftrightarrow \forall i = 1, 2, \dots, n, \text{Re}(p_i) < 0$
--

Cas d'un système bouclé :



En boucle ouverte

$$X_c(p) = X_e(p)$$

$$\text{et } X_r(p) = A(p)B(p) X_c(p)$$

En boucle fermée

$$G(p) = \frac{X_s(p)}{X_c(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

Le système sera stable si les zéros de $1+A(p)B(p)$ ont une partie réelle négative

Critères de stabilité

- Critère de Routh (*système bouclé ou non*)

Basé sur l'étude mathématique des polynômes

$$\alpha_0 p^n + \alpha_1 p^{n-1} + \dots + \alpha_n = 0$$

Les parties réelles des racines de cette équation sont négatives si les conditions suivantes sont vérifiées :

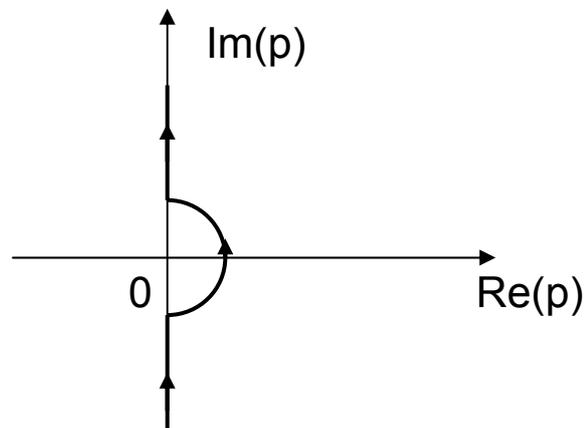
1. aucun des $\alpha_i = 0$
2. tous les α_i sont de même signe
3. tous les coefficients de la première colonne du tableau ci-dessous sont de même signe.

α_0	α_2	...	α_{2i}
α_1	α_3	...	α_{2i+1}
$\beta_1 = \frac{\alpha_1 \alpha_2 - \alpha_0 \alpha_3}{\alpha_1}$	$\beta_2 = \frac{\alpha_1 \alpha_4 - \alpha_0 \alpha_5}{\alpha_1}$...	$\beta_i = \frac{\alpha_1 \alpha_{2i} - \alpha_0 \alpha_{2i+1}}{\alpha_1}$
$\gamma_1 = \frac{\beta_1 \alpha_3 - \beta_2 \alpha_1}{\beta_1}$	$\gamma_2 = \frac{\beta_1 \alpha_5 - \beta_3 \alpha_1}{\beta_1}$
....

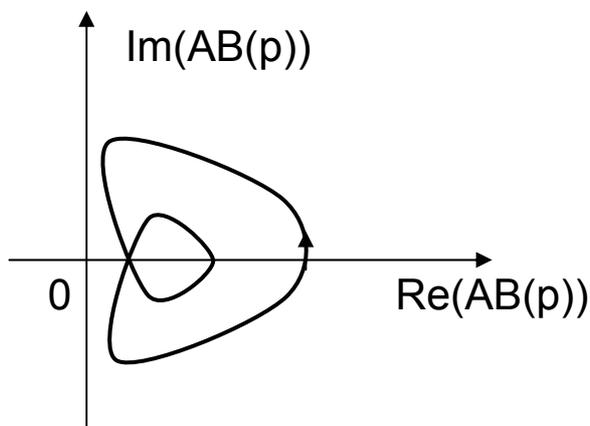
par récurrence.

- Critère de Nyquist (*système bouclé*)

Soit une fonction complexe $T(p)$ à variable complexe représentant le gain de boucle. On fait décrire à p un chemin suivant l'axe imaginaire en excluant l'origine du côté des réels >0 .



Alors, on peut montrer que $T(p)=A(p) B(p)$ décrit une courbe fermée appelée diagramme de Nyquist. Les coefficients de T étant réels, cette courbe est symétrique par rapport à l'axe Ox .



Critère:

Toutes les racines de $1+A(p)B(p)$ ont une partie réelle <0 (système stable) si le diagramme de Nyquist n'entoure pas le point $(-1;0)$.

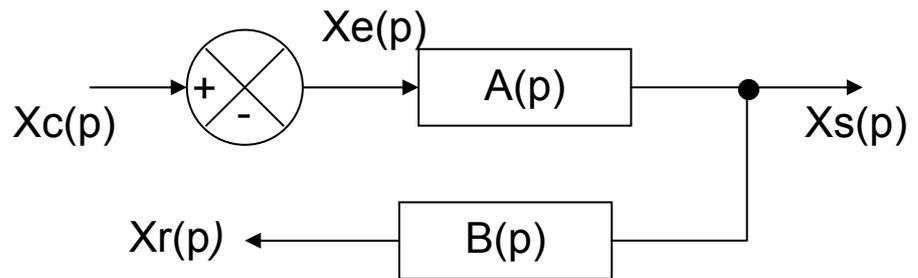
Application: 2 méthodes

a) Numérique

$p \rightarrow j\omega$

et on fait varier ω de $-\infty$ à $+\infty$ sur ordinateur.

b) Expérimentale



$$\frac{X_r(p)}{X_c(p)} = A(p)B(p)$$

On applique un signal sinusoïdal en entrée dont la fréquence varie de zéro à l'infini.

La mesure de $\left| \frac{X_r(j\omega)}{X_c(j\omega)} \right|$ et de $\arg \left[\frac{X_r(j\omega)}{X_c(j\omega)} \right]$ permet de tracer

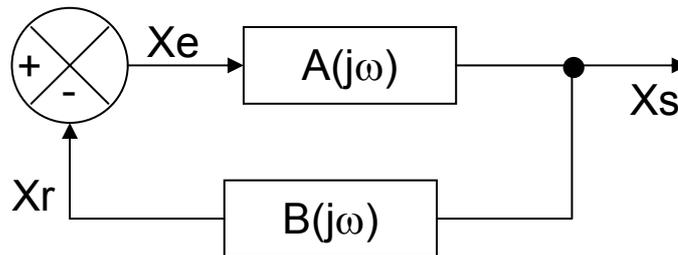
$A(j\omega)B(j\omega)$ pour $\omega > 0$.

On complète par symétrie par rapport à OX (A et B sont à coefficients réels).

Cas particulier

$$\exists \omega_0 / A(j\omega_0)B(j\omega_0) = -1$$

En absence de signal de commande,



$$X_c(j\omega_0) = 0$$

$$X_s(j\omega_0) = A(j\omega_0)X_e(j\omega_0)$$

$$X_r(j\omega_0) = A(j\omega_0)B(j\omega_0)X_e(j\omega_0)$$

$$X_r(j\omega_0) = -X_e(j\omega_0)$$

Les oscillations sont auto-entretenues.

Par contre, si $|A| \uparrow$, $|X_s| \uparrow$, $|X_r| \uparrow$, $|X_e| \uparrow$. Le système est instable, il y aura saturation.

Exemple

$$A(p)B(p) = T(p) = \frac{c}{p(p+a)} \quad \text{avec } a \text{ et } c > 0$$

Le système bouclé est-il stable ?

$$T(j\omega) = \frac{c/a}{j\omega(1+j\omega/a)}$$

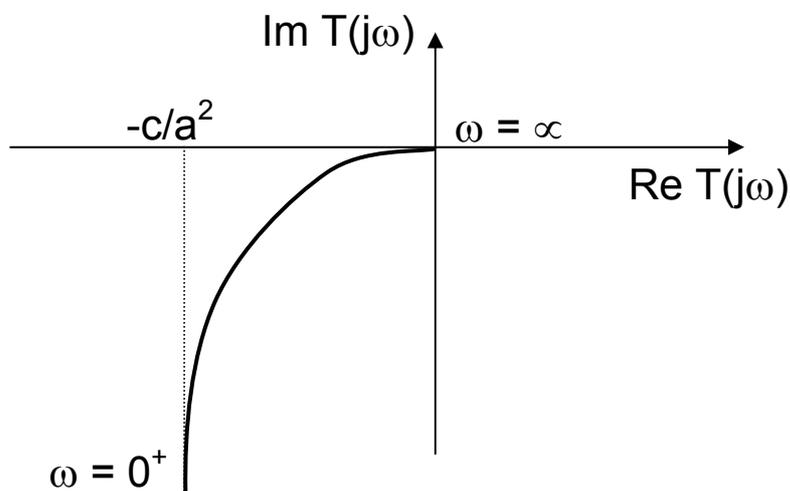
$$|T(j\omega)| \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} 0$$

$$\text{Arg}T(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} -\pi$$

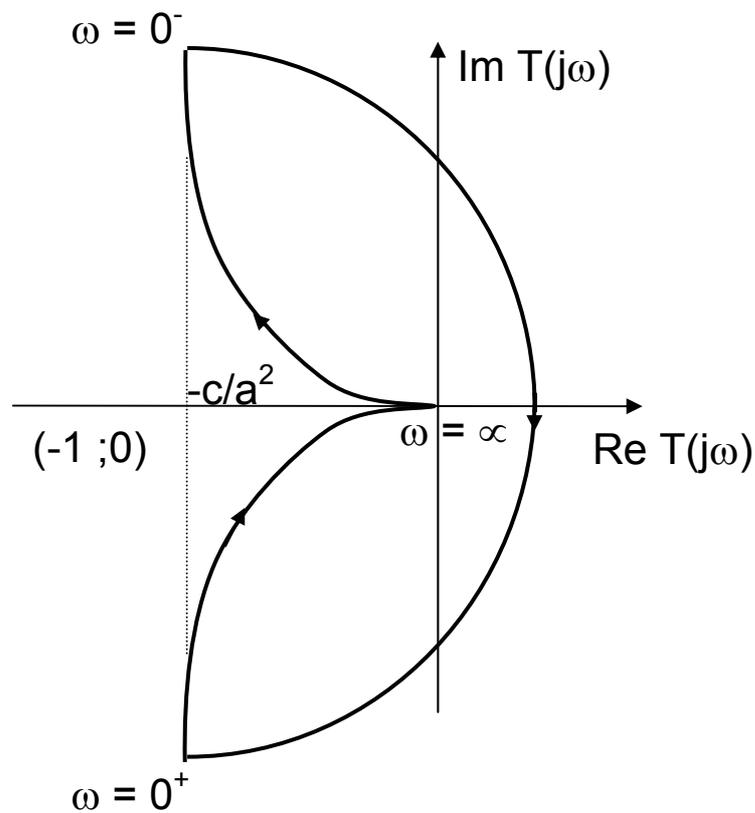
$$|T(j\omega)| \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} \infty$$

$$\text{Arg}T(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} -\pi/2$$

$$\text{Re}T(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} -c/a^2$$



Pour compléter, on trace la symétrie par rapport à Ox, et on relie par un demi-cercle imaginaire dans le sens horaire $\omega = 0^-$ à $\omega = 0^+$
.....



Remarque importante : le critère de Nyquist est équivalent au critère du revers : quand ω varie de 0^+ à $+\infty$, le système est stable si le point $(-1 ; 0)$ est à gauche de la courbe.

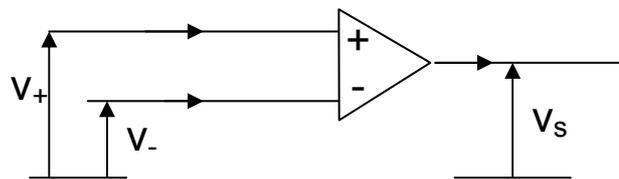
L'amplificateur opérationnel

- C'est un circuit intégré (transistors, résistances, condensateurs).
- C'est un amplificateur différentiel à 2 entrées inverseuses et non inverseuses, nécessitant un apport d'énergie sous forme d'une alimentation symétrique +/- 15V.

Si $-V_{sat} < V_s < +V_{sat}$, l'AOP fonctionne en linéaire.

Sinon $V_s = \pm V_{sat} \approx V_{lim}$, et l'AOP fonctionne en saturé

Modèle linéaire



$$i_+ = Y_d(v_+ - v_-) + Y_+v_+ + i_{p+}$$

$$i_- = Y_d(v_- - v_+) + Y_-v_- + i_{p-}$$

$$v_s = \mu(v_+ - v_-) + v_d - Z_s i_s$$

i_{p+} et i_{p-} sont des sources de courant (qq nA)

Y_d est la conductance différentielle

Y_+ et Y_- sont des conductances (qq dizaines $M\Omega$)

μ est le gain en tension, passe bas du premier ordre

$$\mu(j\omega) = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

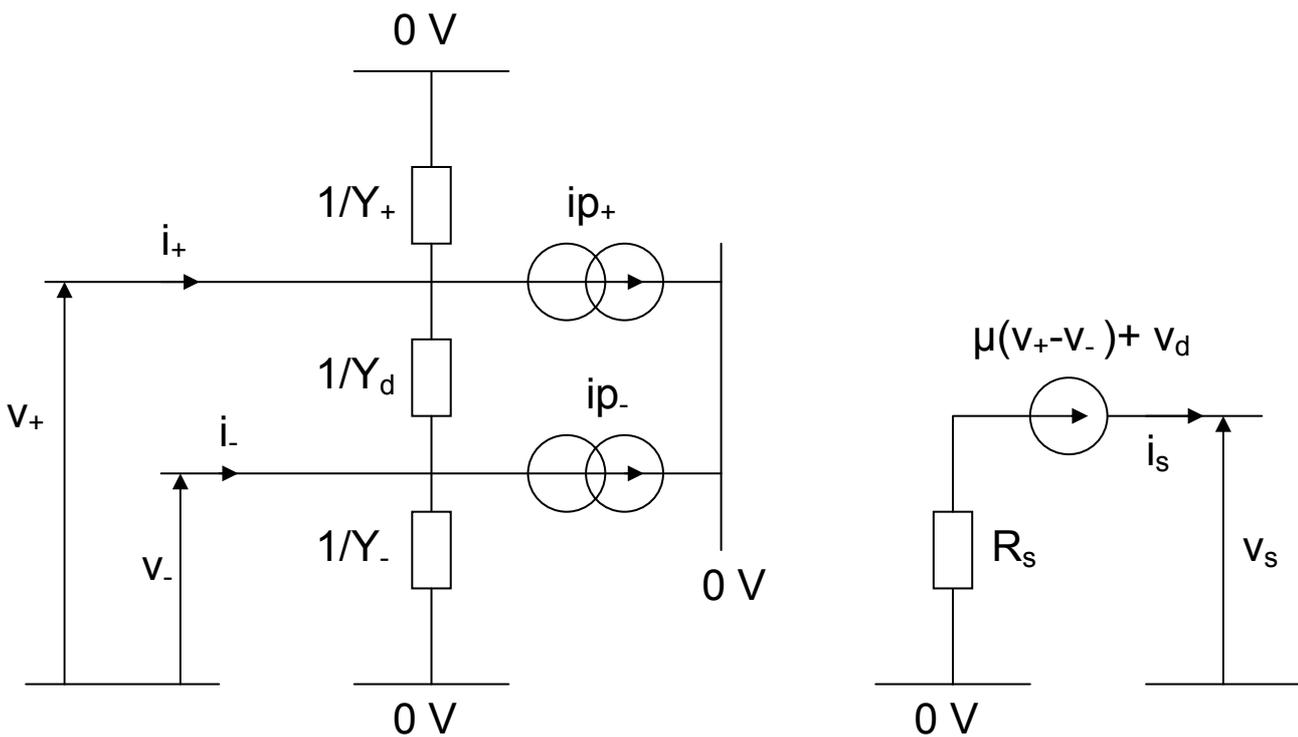
$$\mu_0 > 10^5 = 100\text{dB}$$

$$2\pi\omega_c \approx 1 \text{ Hz}$$

Z_s est l'impédance de sortie (réelle, qq dizaines de Ω)

V_d est la tension de décalage (offset de qq mV)

On en déduit le schéma équivalent suivant:



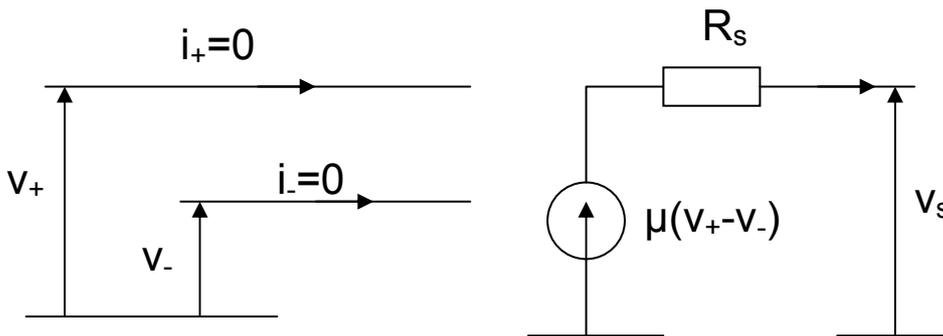
Simplifications usuelles:

$$R_d, R_+, R_- \gg R_{\text{montage}}$$

$$i_p \ll i_{\text{montage}}$$

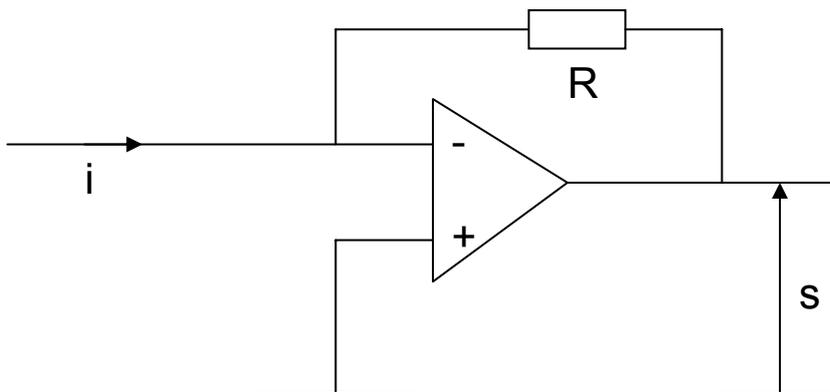
$$V_{\text{mesurée}} \gg V_d$$

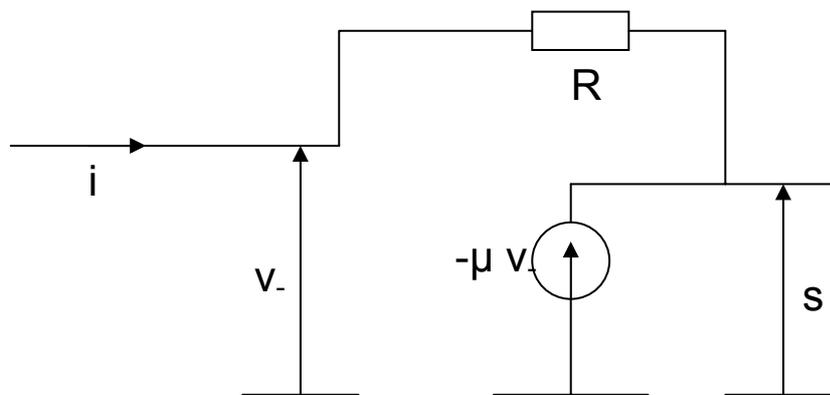
Et le schéma équivalent devient:



Application à sur la contre réaction. Stabilité

Considérons le circuit suivant. L'AOP est supposé idéal, de gain fini μ_0 . Calculer le gain de transimpédance. Le système est-il stable ?
 Même question en inversant les bornes + et - de l'AOP





On obtient, après calcul,

$$\frac{s}{i} = -\frac{\mu}{1+\mu} R$$

sachant que

$$\mu = \frac{\mu_0}{1+\tau p}$$

soit

$$\frac{s}{i} = -\frac{\mu_0}{(1+\tau'p)(1+\mu_0)} R$$

avec $\tau' = \frac{\tau}{1+\mu_0}$. Le pôle $-1/\tau'$ est à partie réelle négative

La fréquence de coupure du gain de transimpédance est

$$\omega'_0 = 1/\tau' = \frac{1+\mu_0}{\tau} = (1+\mu_0)\omega_0$$

La bande passante est donc élargie d'un facteur $1+\mu_0$ par rapport à l'AOP en boucle ouverte.

Le gain à la fréquence nulle est diminué du même facteur. On retrouve bien la relation

$$\text{Gain} \times \text{BP} = \text{Cte}$$

Si la contre-réaction est positive:

On trouve, après calcul,

$$\frac{s}{i} = \frac{\mu_0}{(1 + \tau'p)(1 - \mu_0)} R$$

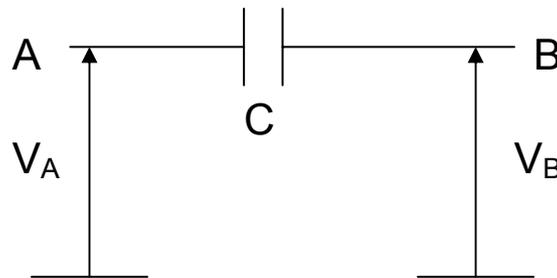
avec $\tau' = \frac{\tau}{1 - \mu_0} < 0$!!!

Le pôle $-1/\tau'$ est à partie réelle positive. Le système est instable, et fonctionnera donc en saturation...

Effet Miller

Introduction

Lorsque le potentiel change simultanément aux 2 bornes d'une capacité, la valeur effective de cette capacité est modifiée.



Supposons que le potentiel varie en A de 0 à $+V_d$ alors qu'en B, il est en porté de $+V_d$ à 0.

$$V_A : 0 \rightarrow V_d$$

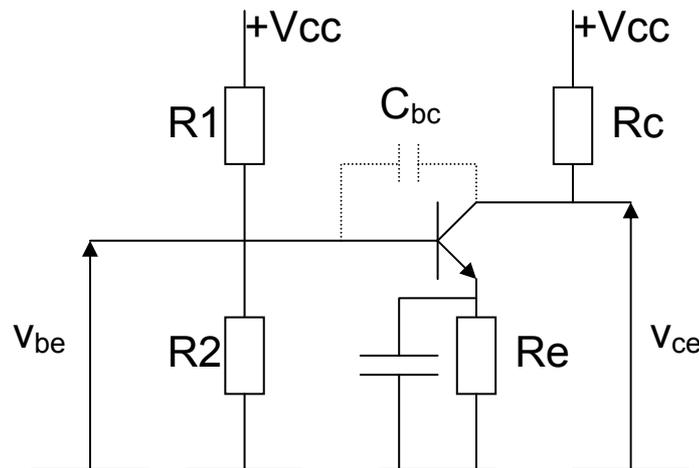
$$V_B : V_d \rightarrow 0$$

$$V_A - V_B : -V_d \rightarrow +V_d$$

La charge du condensateur $Q = C(V_A - V_B)$ est alors deux fois plus importante que dans le cas où le potentiel de B est statique (par exemple à la masse).

Tout se passe alors comme si V_B (ou V_A) était statique, avec une valeur effective de capacité doublée ($C \rightarrow 2C$)

Exemple d'un montage à transistor (E.C)



La capacité C_{bc} est une capacité de jonction entre B et C, de l'ordre de 20pF à priori négligeable pour une étude en petits signaux basse fréquence.

En régime dynamique, ce montage de type émetteur commun, possède un gain A élevé (cf cours, TD, TP,...)

$$V_{BE_0} \rightarrow V_{BE_0} + v_{be}$$

$$V_{CE_0} \rightarrow V_{CE_0} + v_{ce} = V_{CE_0} + Av_{be}$$

Ainsi,

$$V_{BC_0} = V_{BE_0} - V_{CE_0} \rightarrow V_{BE_0} - V_{CE_0} + (1-A)v_{be}$$

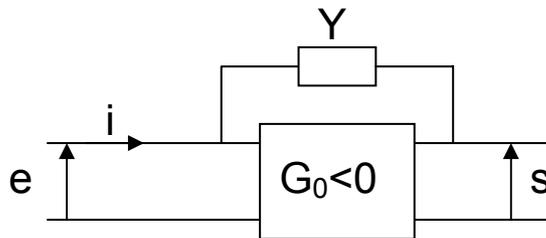
Et la différence de potentielle aux bornes de C_{bc} est augmentée d'un facteur $(1-A)$ par rapport au cas où seul le potentiel v_{be} est appliqué, le potentiel en C étant maintenu constant.

$$C'_{bc} = (1-A) C_{bc}$$

C'_{bc} est de l'ordre de quelques nF. L'influence de C'_{bc} est visible en hautes fréquences ($> 10\text{kHz}$), ce qui rend l'utilisation du montage E-C inappropriée!

Cas général

Soit un système bouclé avec un amplificateur de gain $G_0 < 0$, d'admittance d'entrée supposée très faible. On suppose également que la contre-réaction ne modifie pas le gain du montage. Montrons que l'admittance du système bouclé est supérieure à Y (effet Miller).



Le courant d'entrée de l'amplificateur est négligé.

La sortie est proportionnelle à l'entrée $s = G_0 e$

On obtient:

$$\frac{i}{e} = Y(1 - G_0)$$

L'admittance d'entrée vaut donc $Y(1 + |G_0|)$.

Dans le cas d'un condensateur, la capacité effective est augmentée d'un facteur $1 + |G_0|$.

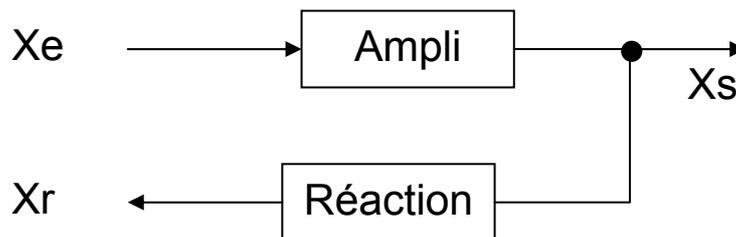
L'effet Miller existe en E-C (gain -100), mais pas en C-C (gain 1), ni en B-C (pas de capacité de jonction entre E et C)

Oscillateurs sinusoïdaux

Il s'agit de générer des signaux périodiques avec un système bouclé utilisé à la limite de la stabilité

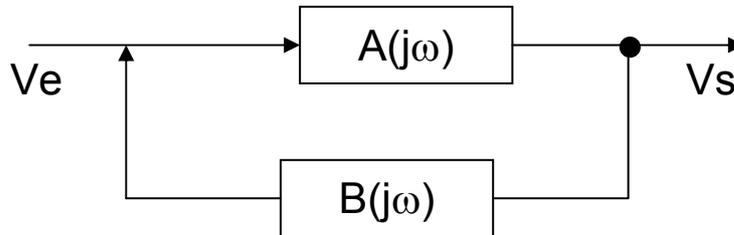
Principe

Le principe des oscillateurs sinusoïdaux est basé sur un défaut des systèmes bouclés: l'instabilité



Si $X_r = X_e$, on peut boucler le retour sur l'entrée sans entrée externe, tout en ayant un signal X_s non nul. Si dans le montage, il existe des éléments réactifs $Z(\omega)$, la condition est satisfaite pour une seule fréquence ω_0 . Les signaux d'entrée et de sortie sont donc sinusoïdaux.

Critère de Barkausen



$$V_s = A(j\omega) V_e$$

$$V_e = B(j\omega) V_s$$

$$\implies V_s (1 - AB) = 0$$

Si $AB(j\omega) \neq 1$, $V_s = 0$

Si $AB(j\omega) = 1$, $V_s \neq 0$, mais non déterminable.

Cette condition signifie que

$$\text{Arg}(AB(j\omega)) = 0$$

$$|AB(j\omega)| = 1$$

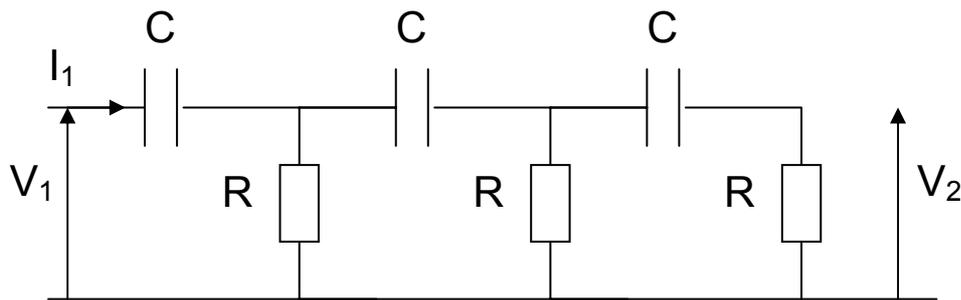
Remarquons que

si $|AB(j\omega)| < 1$, le signal de retour est trop faible pour entretenir les oscillations.

si $|AB(j\omega)| > 1$, les oscillations sont croissantes jusqu'à saturation.

Oscillateur à déphasage

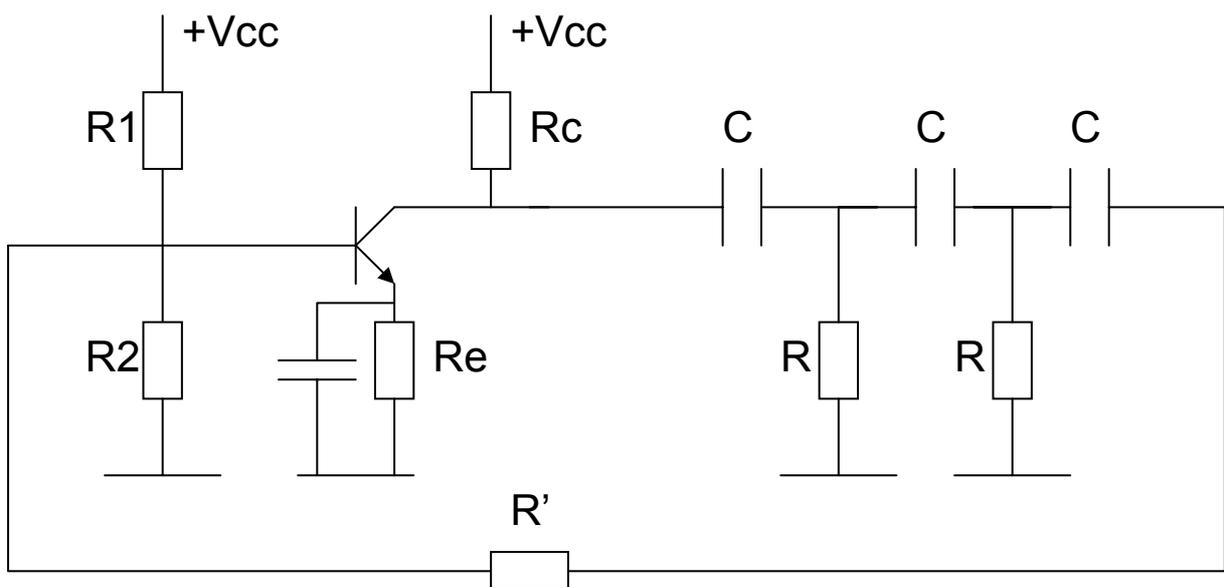
La chaîne de retour est un filtre passe haut du troisième ordre



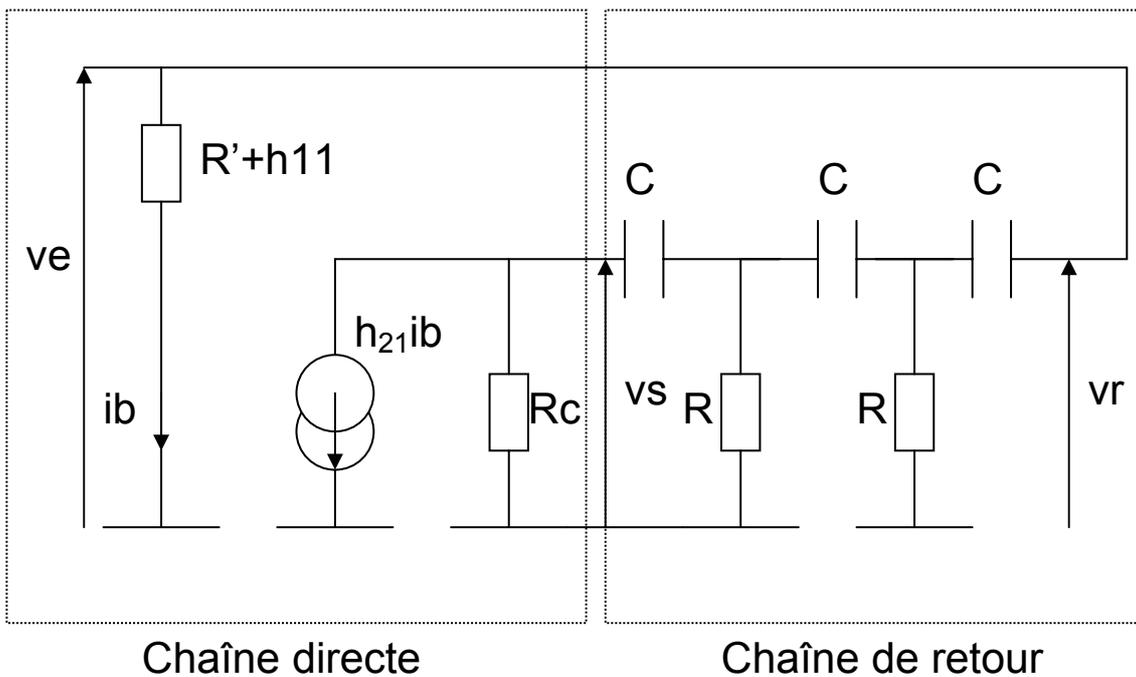
$$B = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + 6x + 5x^2 + x^3} \quad Z_e = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1 + 6x + 5x^2 + x^3}{x^2 + 4x + 3} R$$

avec $x = \frac{1}{RCp}$

Le montage complet de l'oscillateur à déphasage à transistor bipolaire est le suivant:



Le schéma équivalent en régime de petits signaux, en négligeant l'admittance de sortie h_{22} et le taux de contre-réaction sortie entrée du transistor h_{12} , est le suivant:



On supposera que $R' + h_{11} = R$.

$$v_e = R i_b$$

$$\frac{v_s}{Z_e} + \frac{v_s}{R_c} = -h_{21} i_b$$

soit

$$A = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{h_{21}}{R} (R_c // Z_e) = -h_{21} R_c \frac{x^3 + 5x^2 + 6x + 1}{R_c(x^2 + 4x + 3) + R(x^3 + 5x^2 + 6x + 1)}$$

La condition $AB(x)=1$ fournit 2 conditions (module+argument)

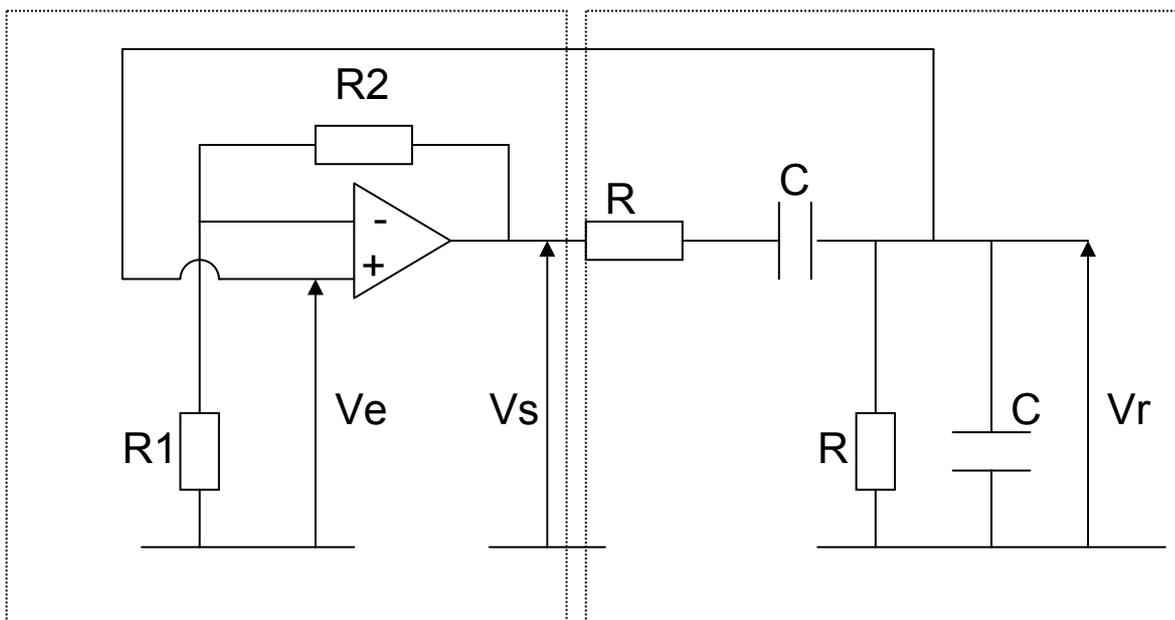
$$\omega = \frac{1}{RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4R_c/R}} \text{ pulsation d'oscillations}$$

et $h_{21} = 23 + 4R_c/R + 29R/R_c$ condition d'amplification.

En pratique, l'accord entre h_{21} et R_c/R est possible en choisissant une résistance R_c variable.

Cet oscillateur est utilisé entre quelques Hz et quelques centaines d'Hz.

Oscillateur à pont de Wien (cf TP)



Chaîne directe

Chaîne de retour

$$A = \frac{V_s}{V_e} = 1 + R_2/R_1$$

$$B = \frac{V_r}{V_s} = \frac{x}{1 + 3x + x^2}$$

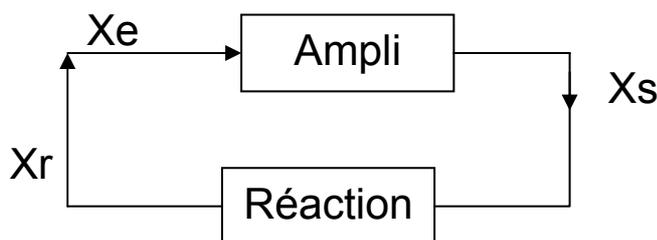
$AB(x)=1$ implique

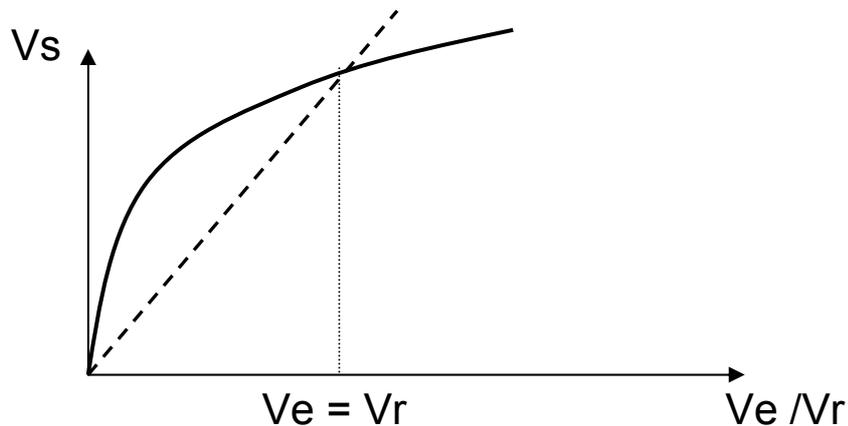
$\omega = 1/RC$ pulsation des oscillations
et $R_2 = 2R_1$ condition d'amplification

Détermination de l'amplitude des oscillations

Un des inconvénients de l'oscillateur est qu'il n'existe aucune condition fixant l'amplitude du signal. De plus la condition $AB = 1$ est difficile à maintenir, et toute perturbation entraîne soit la disparition des oscillations ($|AB| < 1$), soit de la distorsion et de la saturation ($|AB| > 1$).

En pratique, on transforme la condition d'amplification en condition d'amplitude à l'aide d'un amplificateur non linéaire (Transistor à Effet de Champ par exemple).



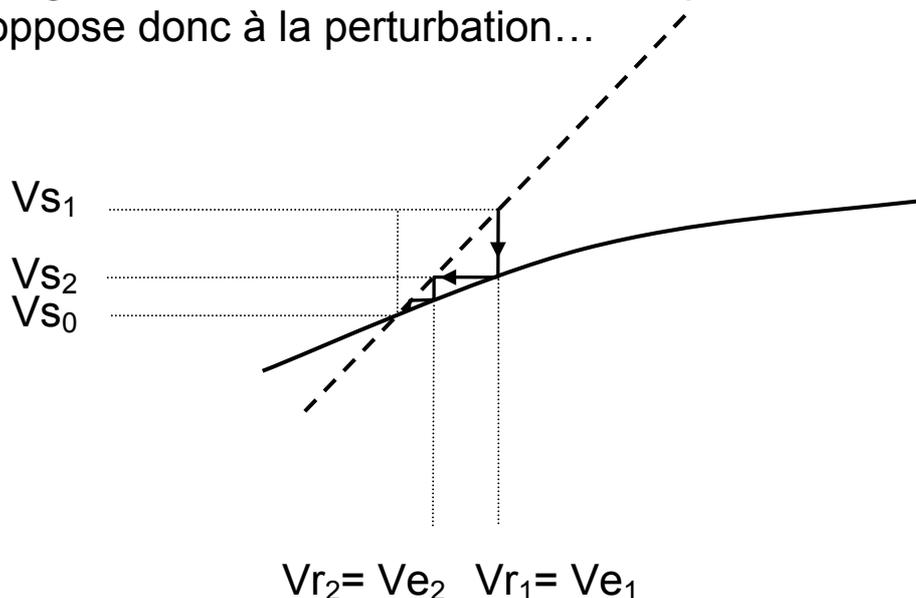


- Chaîne de retour (linéaire)
 $V_r = B V_s$
- Chaîne d'amplification (non linéaire)
 $V_s = f(V_e)$

Le point de fonctionnement est parfaitement déterminé à l'intersection des 2 courbes. (à condition bien sur de connaître la caractéristique de l'ampli non linéaire)

On peut montrer que le système est désormais stable:

Si l'amplitude en sortie V_s augmente, la chaîne de retour augmentera l'amplitude de retour V_r et donc V_e . La chaîne d'amplification, agissant à son tour, diminuera l'amplitude en sortie. Le système s'oppose donc à la perturbation...



Transistor à effet de champ TEC ou JFET (Junction Field Electron Transistor)

Rappel

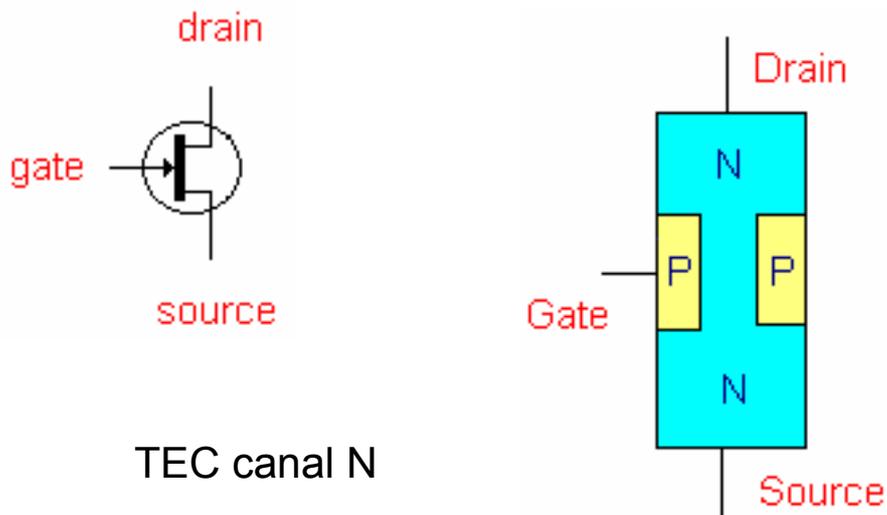
transistor bipolaire : transfert de charges électrons/ trous

TEC : transistor unipolaire dont le fonctionnement ne dépend que des trous ou que des électrons.

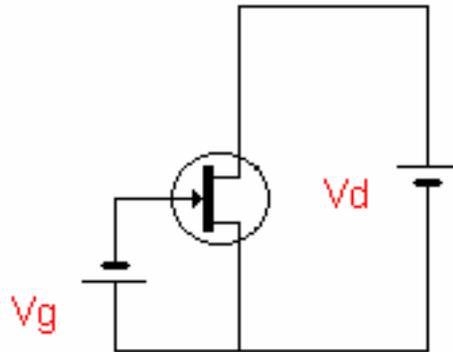
Intuitivement

Si on élargit la zone notée "P" on doit arriver à fermer le canal N et ainsi bloquer la conduction.

La zone P permet de réguler le débit d'électrons à la manière d'un robinet.



Commande en tension

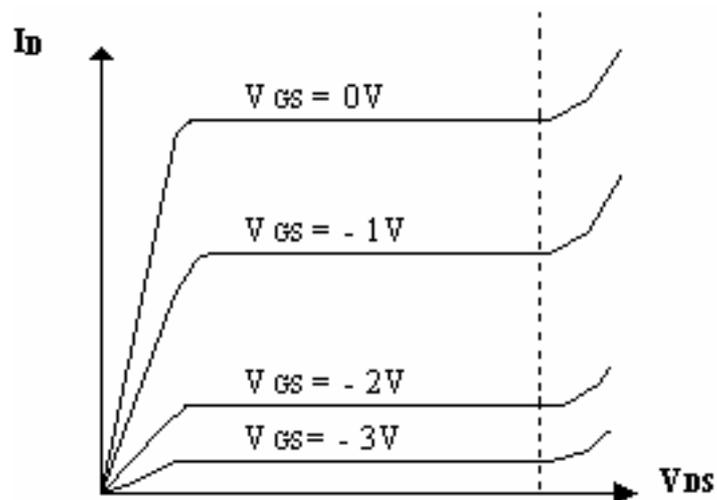


- 1 - La grille est polarisée négativement.
- 2 - le drain est polarisé positivement, la source est à la masse.

$V_{gs} \ll 0 \rightarrow$ TEC bloqué

V_{gs} augmente, le transistor commencera à conduire entre Drain et Source.

Caractéristique de drain



Bipolaire : I_c commandé par le courant I_b .
TEC : I_d commandé par la tension V_{gs}

Fondamental : un TEC se commande en tension

Le transistor conduit pour $V_{gs} < 0$.
Plus la différence entre grille et source diminue, plus le transistor débite.

Quelques remarques sur cette caractéristique

1 - la tension V_{gs} doit passer (sur cet exemple) de 0 à -3V pour faire débiter le transistor de presque rien à son courant maximal. Il faut donc une assez grande excursion du signal d'entrée pour procurer une grande variation de I_d .

2 - le TEC se commande donc en tension, l'impédance d'entrée est très très élevée, aucun courant (ou presque) n'est consommé sur l'étage précédent

3 - On y trouve une zone de blocage, une zone de saturation, et une zone active. La région active est très plate et le transistor est utilisable sur une grande plage de V_{ds} . Au delà d'une certaine valeur de V_{ds} , la jonction entre dans la zone de claquage et le courant s'envole.

Grandeurs caractéristiques du TEC

V_{gs}

I_d

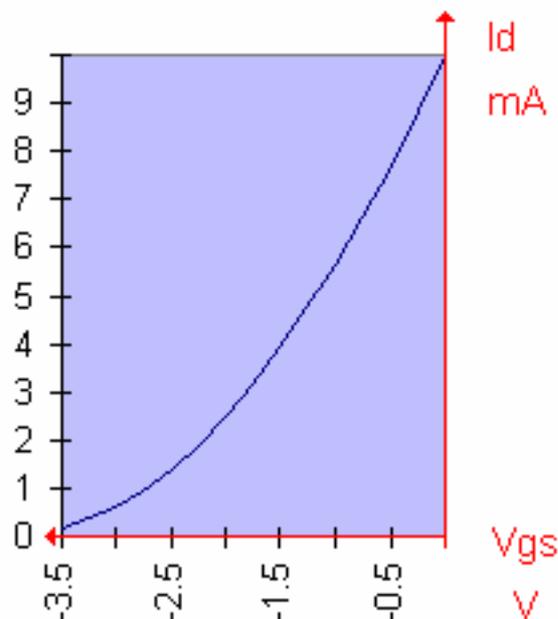
V_{ds}

V_{gs} (blocage) : tension pour laquelle le transistor est bloqué et ne débite plus I_d

I_{dss} courant de drain quand la grille est court-circuitée, càd V_{gs}=0.
C'est le courant maximum que peut débiter le transistor .

Caractéristique de transconductance $I_d=f(V_{gs})$

Elle est de la forme
$$I_d = I_{dss} \left[1 - \frac{V_{gs}}{V_{gs\text{blocage}}} \right]^2 \quad (\text{cf TP})$$



Polarisation des transistors TEC

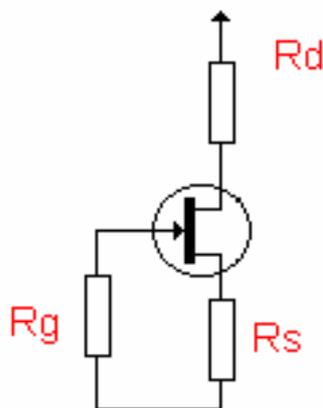
défaut du : I_{dss} varie d'un modèle à un autre dans de grandes proportions

Polarisation automatique

$I_g \approx 0$ (rem. 2). $\rightarrow V_g \approx 0$

C'est V_s qui va polariser le transistor

Si I_d augmente, V_s augmente. V_{gs} diminue et donc I_d diminue, s'oppose à la perturbation. le but recherché est atteint.

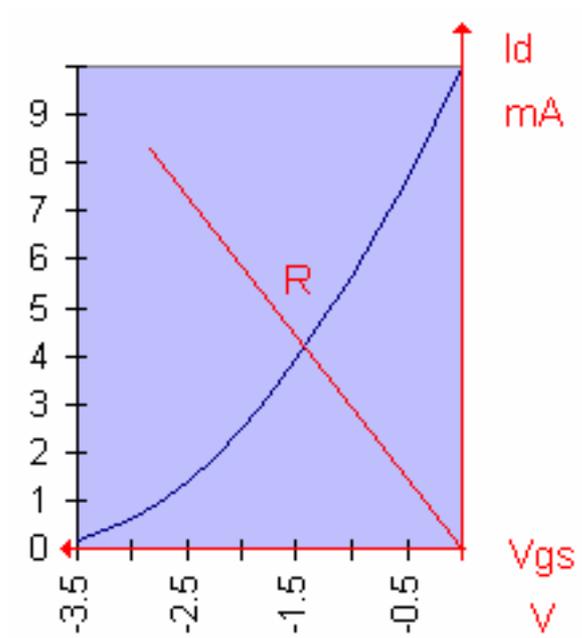


Point de polarisation :

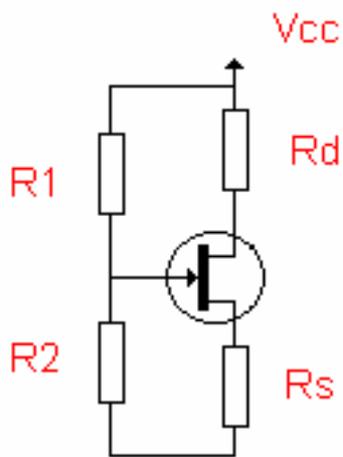
$V_g=0$

$$V_s = I_d \times R_s$$
$$V_{gs} = -I_d R_s$$

La droite de polarisation a pour pente $-1/R_s$.



Polarisation par pont diviseur et résistance de source



$$V_g = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$V_s = V_g - V_{gs}$$

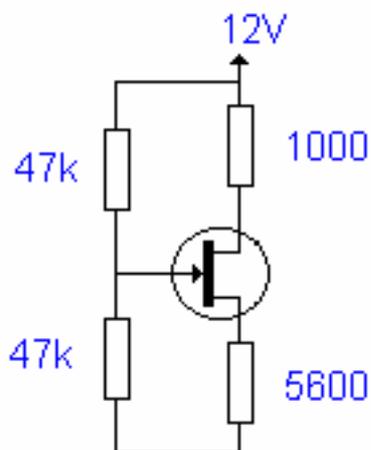
$$V_g - V_{gs}$$

$$I_d = \frac{V_g - V_{gs}}{R_s}$$

$$V_d = V_{cc} - R_d \cdot I_d$$

Un exemple simple

Soit le montage suivant, on se propose de déterminer les courants et tensions sachant que $V_{gs} = -1V$.



$$I_d = \frac{V_g - V_{gs}}{R_s} = \frac{6 - (-1)}{5600} = 1,25 \text{ mA}$$

$$V_s = R_d \times I_d = 1000 \times 0,00125 = 1,25 \text{ V}$$

$$\text{La tension } V_{ds} \text{ s'établit à } V_{ds} = V_{cc} - R_d I_d - R_s I_d = 3,75 \text{ V}$$

TEC en amplification (source commune)

$$I_d = I_{d0} + g_m V_{gs}$$

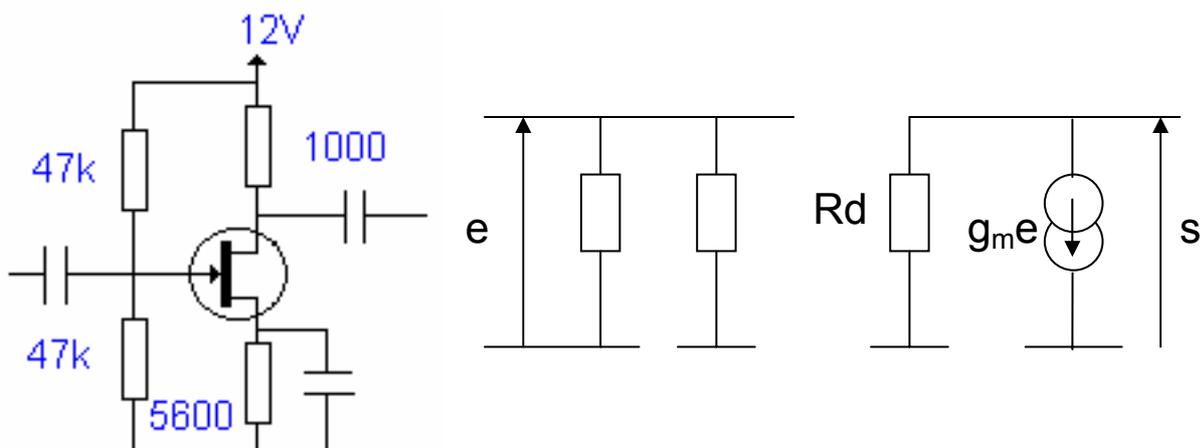
$$R_{ds} = 1 / g_m$$

g_m : transconductance = variations de I_d par rapport à V_{gs} .
 g_m est donnée pour un courant déterminé, et croit avec I_d .

La gain en tension A d'un amplificateur à TEC est donné par :
 $A = - g_m R_d$

Notez que les transistors TEC se caractérisent par une très grande impédance d'entrée (plusieurs $M\Omega$)

Exemple : $g_m = 3000 \mu S$,
 $A(\text{vide}) = - g_m R_d$
 $A = -3000 \cdot 10^{-6} \times 1000 = -3$
(ce n'est pas un gros amplificateur!)

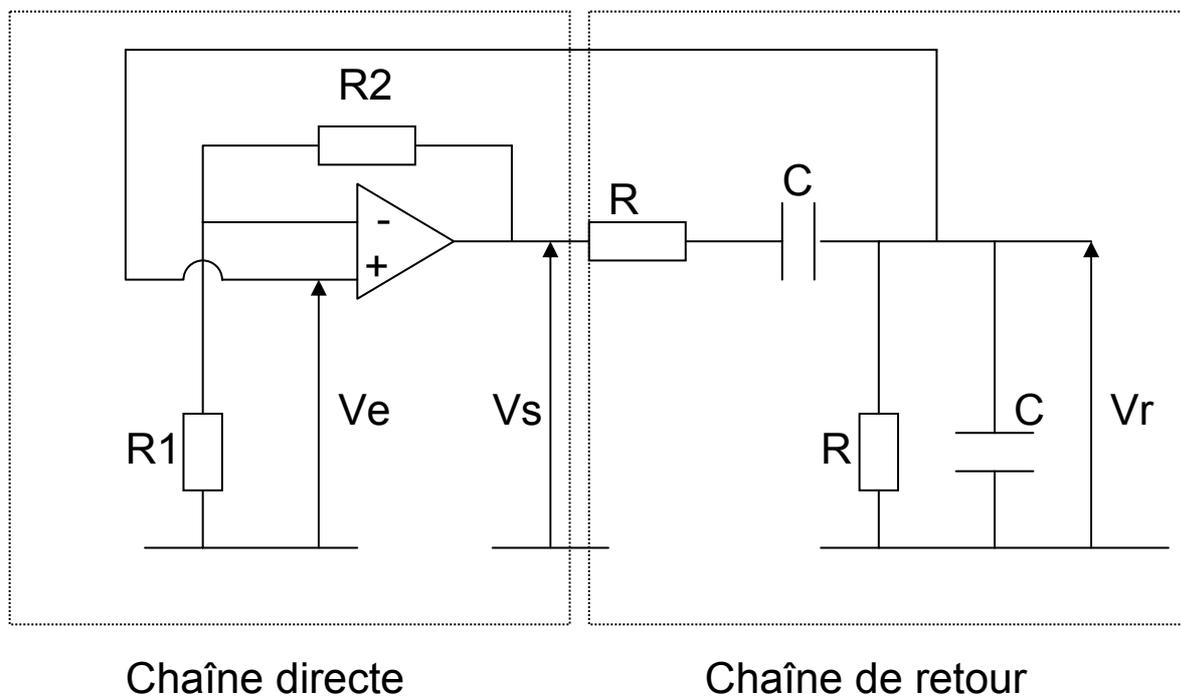


Remarque importante

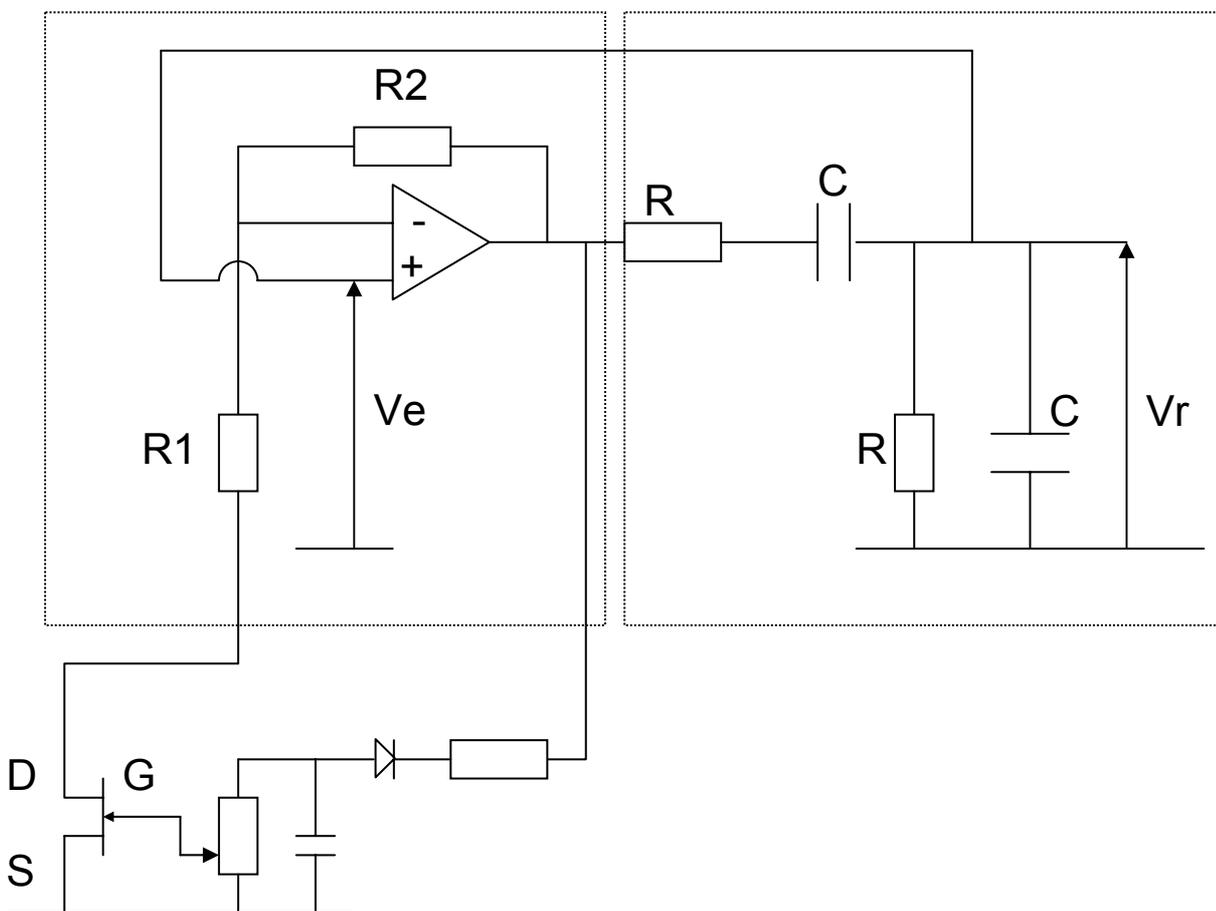
La commande s'effectue en tension et non pas en courant comme pour le transistor bipolaire. Il existe d'autres types de TEC (MOS, GaAs etc). Vous aurez l'occasion d'y revenir en semi-conducteurs.

Utilisation du TEC dans l'oscillateur de Wien

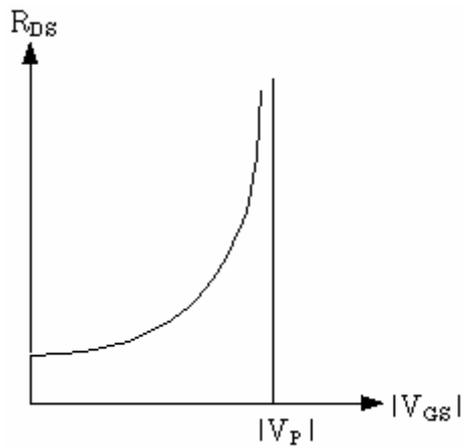
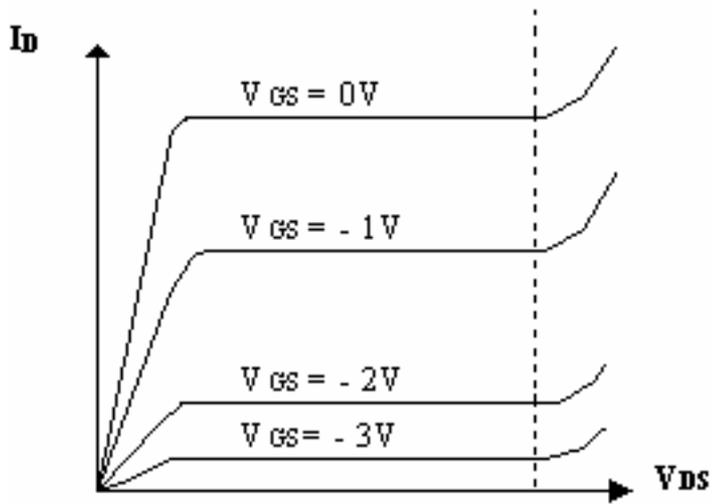
But : fabriquer une tension dépendant de l'amplitude



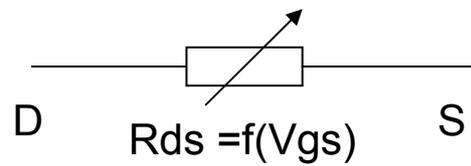
R1 est remplacée par un dipôle dont la résistance est commandée par la valeur crête du signal de sortie pour régler l'amplitude des oscillations.



Détecteur de crête



R_{ds} varie de qq 200Ω à l'infini



Le système est toujours stable:

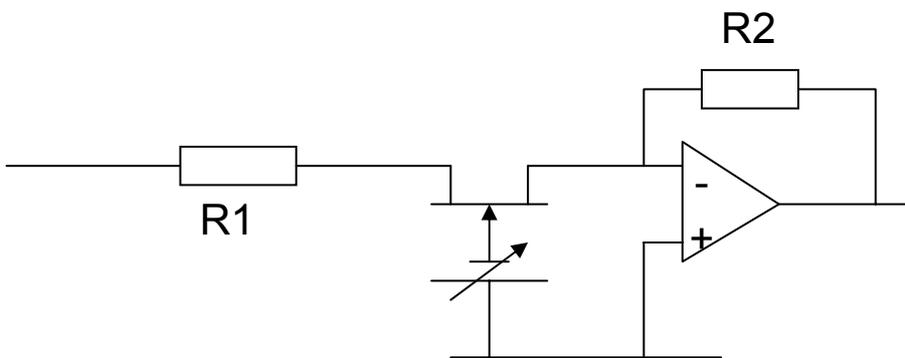
Si V_s augmente (perturbation), $|V_{GS}|$ augmente, et R_{ds} augmente

$A = \frac{V_s}{V_e} = 1 + R_2 / (R_1 + R_{DS})$ diminue. Le gain total AB diminue donc et s'oppose à la perturbation.

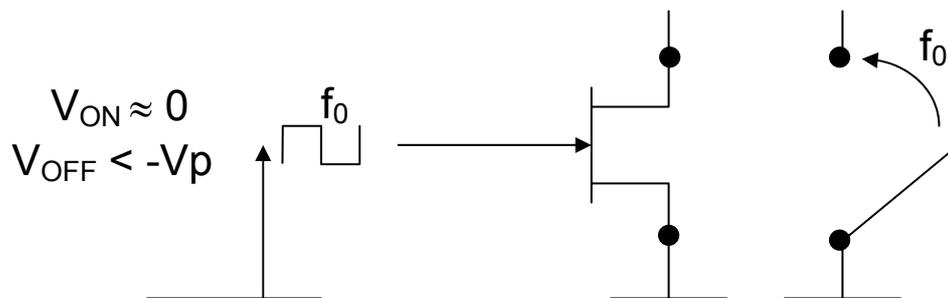
Remarquons que $R_1 + R_{ds}$ est constant, c'est à dire que si R_1 est une résistance variable, le niveau du signal sinusoïdal de sortie est variable.

Utilisation du TEC pour d'autres applications

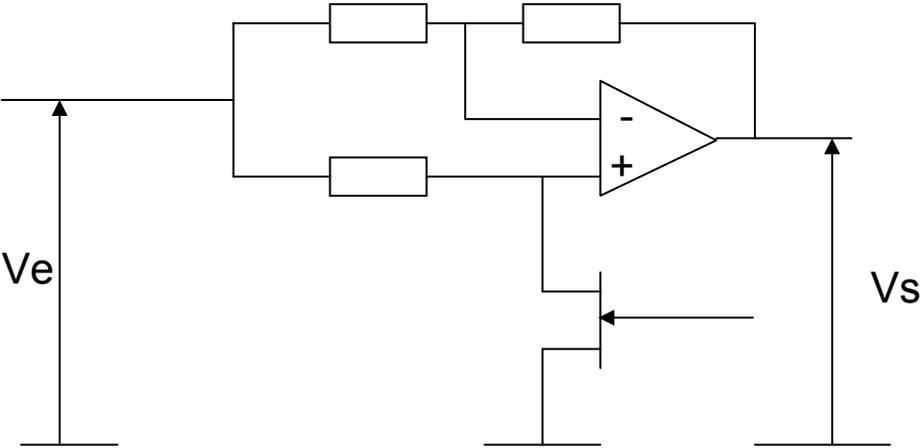
Montage de gain commandé en tension



Interrupteur commandé en tension

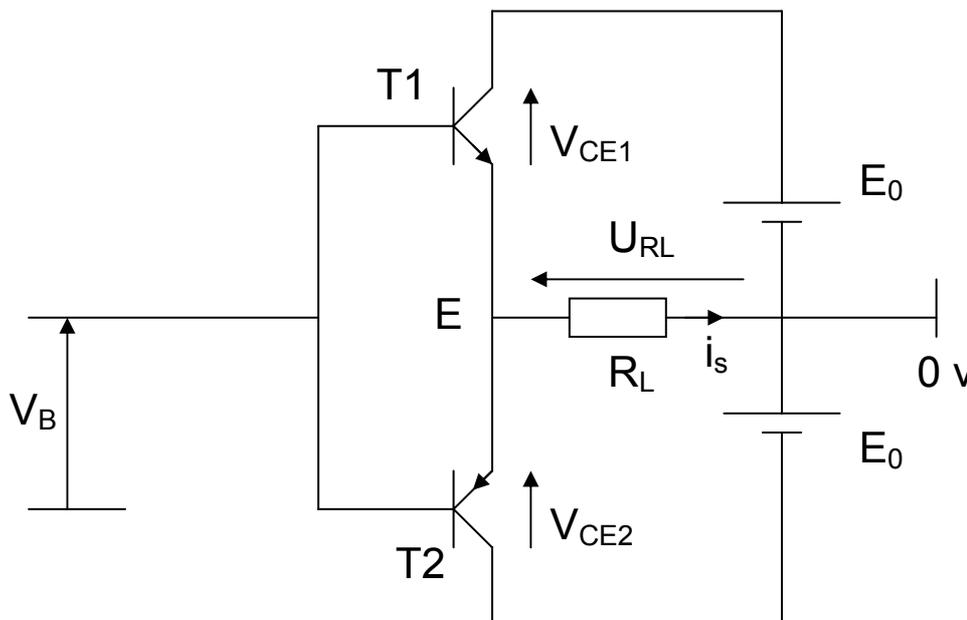


Multiplieur +/- 1



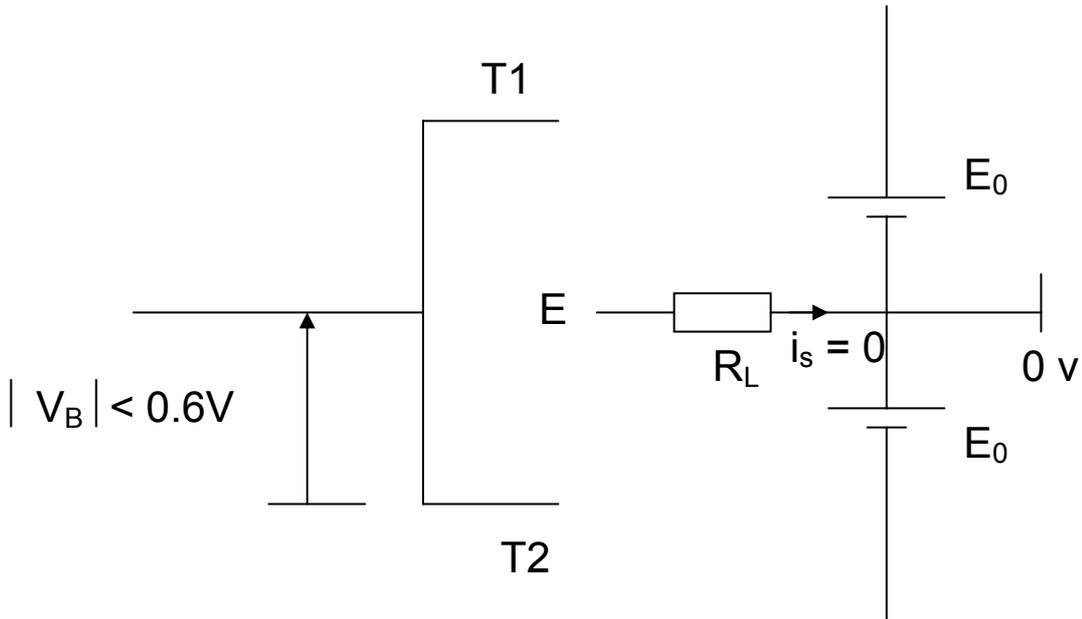
Application d'un montage à transistors : l'amplificateur de puissance classe B (push-pull)

C'est un amplificateur permettant de fournir au signal la puissance nécessaire pour faire fonctionner une charge telle qu'un haut parleur. On le retrouve également dans l'étage de sortie des AOP (voir annexe).



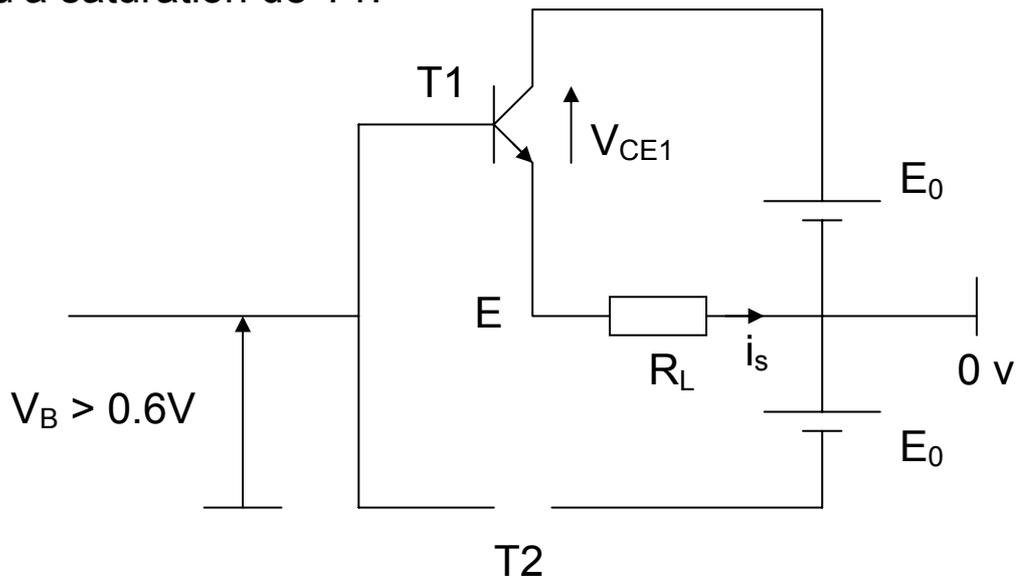
Hypothèse : β identiques pour les 2 transistors.

Si $V_B = 0$: $i_B = 0$, les 2 transistors sont bloqués tant que $|V_B| < 0.6V$

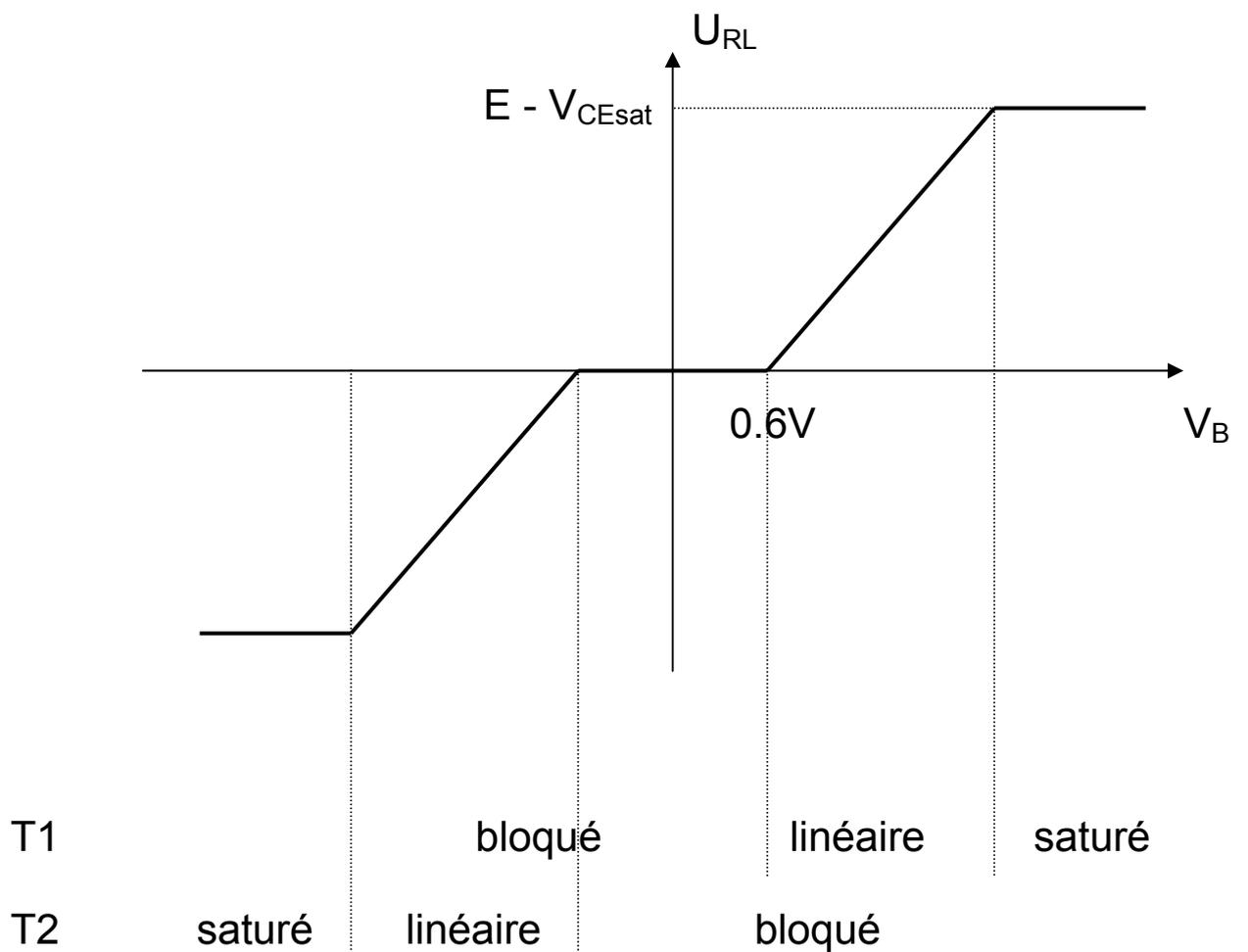


Dès que $V_B > 0.6V$, T1 passant et T2 bloqué.

Si V_B augmente, i_s augmente, et V_E augmente. Ainsi V_{CE1} diminue jusqu'à saturation de T1.

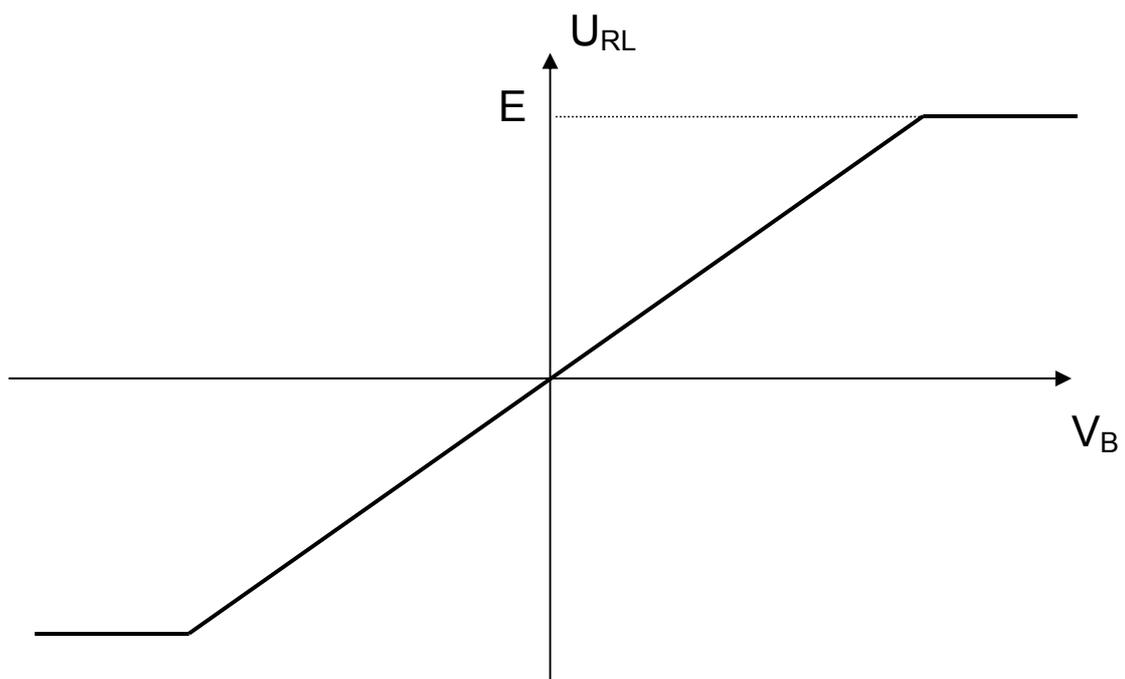
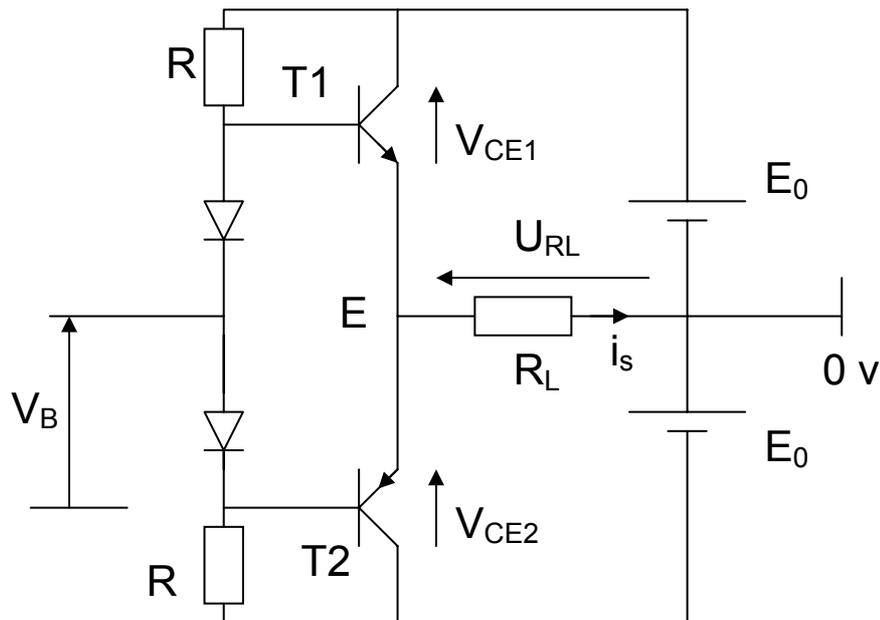


De même, si $V_B < -0.6V$, T2 passant et T1 bloqué.
 On obtient la réponse suivant :



Amélioration

On polarise en direct (passant) 2 diodes de tension seuil $V_d=0.6\text{ V}$ de sorte à compenser le V_{BE} responsable de la distorsion.



Annexe : L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL RÉEL

Ce schéma n'est évidemment pas un schéma réel, mais il contient tous les ingrédients fondamentaux d'un amplificateur ; c'est cette architecture qui est aussi utilisée dans des montages de puissance (amplificateurs HIFI et industriels), et donc, la compréhension de cette architecture est importante et permettra d'investiguer des domaines autres que celui de l'amplificateur opérationnel.

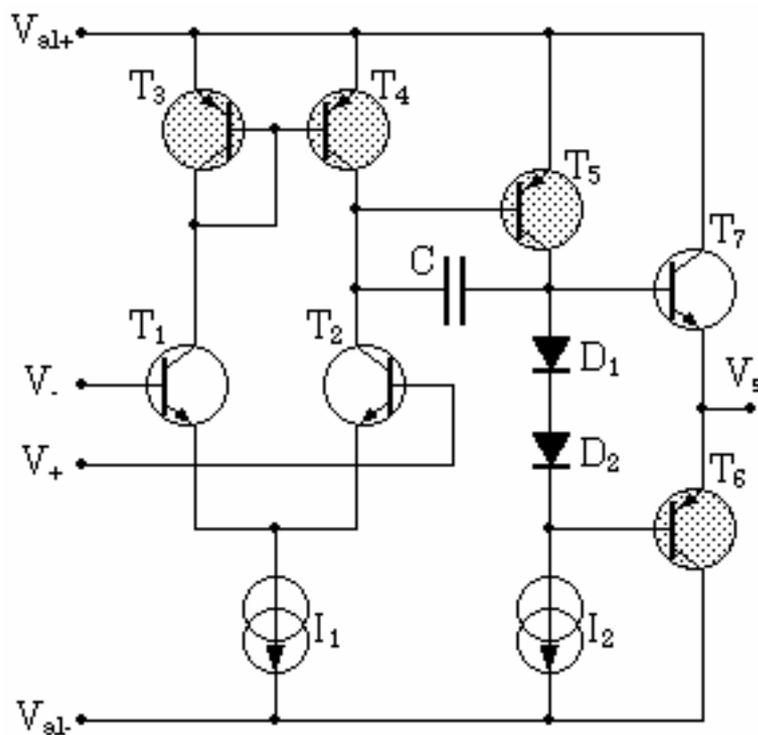


SCHÉMA INTERNE DE PRINCIPE

L'ampli est constitué de trois étages :

un étage d'entrée différentiel (T1 et T2), avec sa charge d'émetteurs (source de courant I1) et ses charges de collecteurs (miroir de courant T3 et T4).

un étage de gain formé de T5 et de sa charge active I2.

Un étage de sortie push pull constitué par les transistors T6 et T7 polarisés par les diodes D1 et D2.

Étage différentiel

On a représenté ici un étage différentiel classique : deux transistors montés dans une configuration de type émetteur commun (entrée sur la base, sortie sur le collecteur) avec les deux émetteurs reliés à une source de courant. Cette source I1 doit être la plus proche possible de l'idéal, car la valeur de sa résistance interne détermine le taux de réjection du mode commun.

Les charges de collecteur ne sont pas des résistances, mais des charges actives, constituées des transistors T3 et T4 montés en miroir de courant : le transistor T3 est utilisé en diode (le collecteur est relié à la base), et détermine le potentiel de base de T4, donc son courant de collecteur. Sur le circuit intégré, on peut construire T3 et T4 de manière à ce qu'ils aient les mêmes caractéristiques de

gain, V_{be} ... (idem pour T1 et T2) : le courant dans la branche T1/T3 sera le même que celui de la branche T2/T4.

On démontre que le miroir de courant est une astuce permettant de doubler le gain de l'étage différentiel.

La sortie de cet étage se fait sur le collecteur de T2, et c'est la résistance dynamique de T4 (le $1/h_{22}$) qui charge T2. Le gain sera donc plus élevé que si on avait une simple résistance à la place de T4.

Le gain de cet étage est de l'ordre de 100.

L'impédance d'entrée différentielle de ce montage est égale à $2h_{11}$ (le h_{11} de T1 ou de T2). Pour que cette impédance soit grande (1M pour un $\mu A741$), il faut que le courant de polarisation de base soit très faible (quelque dizaines de nA).

Les amplificateurs plus récents font en général appel à des transistors FET en entrée (LF356 de NS, TL081 de Texas...) voire MOS (LMC660). La structure de l'étage reste similaire.

En pratique, les montages sont un peu plus compliqués, et les transistors T1 et T2 sont souvent remplacés par 4 transistors, deux collecteurs communs qui attaquent deux bases communes. C'est une astuce technologique permettant d'améliorer la plage d'entrée différentielle de l'ampli.

L'étage de gain

Le deuxième étage est très simple, c'est un montage émetteur commun constitué de T5, chargé par une source de courant (en général, c'est encore un montage à miroir de courant) : la charge dynamique de T5 est donc la résistance parallèle de la source de courant I2 ; le gain est très élevé (environ 1000, ce qui fait un ordre de grandeur de 105 pour l'ensemble !).

On note la capacité C entre base et collecteur du transistor T5 : c'est une capacité destinée à la compensation de l'amplificateur ; la fréquence de cassure de ce filtre est très basse (quelques dizaines d'hertz) et permet à la plupart des amplis d'être inconditionnellement stables. Cette capacité utilise l'effet miller : le filtre est constitué de l'impédance de sortie du premier étage (très élevée) et de la capacité C, le tout multipliée par le gain en tension du deuxième étage. On peut obtenir une fréquence de cassure très faible avec une capacité très petite (quelques dizaines de pF), qui peut ainsi être intégrée sur la puce.

L'étage de sortie

C'est un étage push pull constitué de deux transistors complémentaires qui fonctionnent en collecteur commun, T7 pour les alternances positives, et T8 pour les alternances négatives. Ces transistors sont polarisés par les deux diodes D1 et D2 afin de limiter la distorsion de croisement.

Du point de vue petits signaux, cet étage de sortie (et sa charge, qui est déterminée par l'utilisation que l'on fait de l'ampli, et donc, va varier) vient se mettre en parallèle sur la charge de collecteur de T5

: le gain de l'étage intermédiaire va ainsi dépendre de la charge qu'on connectera en sortie de l'ampli.

Dans les amplis réels, l'étage de sortie est plus complexe, et comprend notamment des étages de protection contre les courts-circuits, qui vont limiter le courant de sortie de l'ampli à des valeurs raisonnables.