

RETROACTION NEGATIVE DE L'AMPLIFICATEUR

RETROACTION NEGATIVE DE L'AMPLIFICATEUR

1. PRINCIPE DE LA RETROACTION NEGATIVE

Pour se placer dans le cas général on considèrera un amplificateur ayant une fonction de transfert A , rapport de l'information de sortie (x_s) sur l'information de sortie (x_e) (figure 1).



Figure 1

Sachant que les informations x_e et x_s représentent la tension ou le courant, l'amplificateur A peut être classé dans une des quatre catégories suivantes :

Entrée x_e	Sortie x_s	Amplificateur de type :	Expression de A
Tension	Tension	Tension	A_v
Tension	Courant	Transconductance	G_m
Courant	Tension	Transrésistance	R_m
Courant	Courant	Courant	A_i

Tableau I

Le principe de la rétro-action négative est indiqué en figure 2.

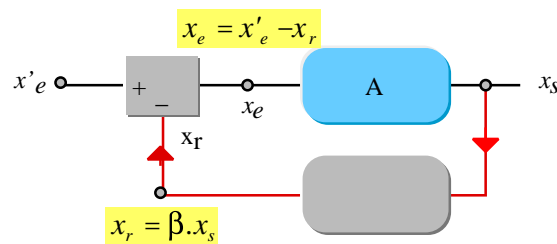


Figure 2 : Amplificateur A rétro-actionné

- L'information de sortie x_s de l'amplificateur A est envoyée dans un réseau passif , de manière à créer une information x_r de « rétroaction » telle que : $x_r = \beta \cdot x_s$ (β est le rapport de transfert ou le taux de rétroaction).
- Un élément différentiel placé à l'entrée réalise la fonction : $x_e = x'_e - x_r$.

On obtient alors un nouvel amplificateur A' dont l'information x'_e constitue l'entrée et x_s la sortie. Selon la nature de l'information d'entrée et de sortie, on peut distinguer quatre types de rétro-action négative :

Sortie x_s	Entrée x'_e	Nature de β	Type de rétro-action :
Tension	Tension	Nombre	Tension -> tension
Courant	Tension	Résistance	Courant -> tension
Tension	Courant	Transconductance	Tension -> courant
Courant	Courant	Nombre	Courant -> courant

Tableau II

Cette technique améliore (au détriment de la fonction de transfert dont la valeur diminue) les caractéristiques générales de l'amplificateur.

2. PROPRIETES GENERALES DE L'AMPLIFICATEUR RETRO-ACTIONNE

a. Fonction de transfert A' du montage complet

Selon la figure 2, on écrit : $x_s = A.x_e$ $x_e = x'_e - x_r$ $x_r = \beta.x_s$

On en déduit le gain du montage complet : $A' = \frac{x_s}{x'_e} = \frac{A}{1 + \beta.A}$ (1)

Dans la relation (1), on définit :

	($\beta.A$)	($1 + \beta.A$)
Taux de rétro-action	Gain de boucle	Facteur de rétro-action

Lorsque le gain de boucle ($\beta.A$) est très supérieur à 1, le gain A' est fixé par le taux de rétroaction :

$$A' = \frac{x_s}{x'_e} \approx \frac{1}{\beta} \quad (2)$$

b. Sensibilité aux variations relatives du gain A

L'amplificateur de base A est en général sensible aux variations de la température, aux paramètres de ses composants, aux variations des tensions d'alimentations etc. On définit alors sa dérive relative : $\frac{dA}{A}$.

Calculons la dérive relative de l'amplificateur rétro-actionné : $A' = \frac{A}{1 + \beta.A}$:

$$\ln(A') = \ln(A) - \ln(1 + \beta.A) \quad \frac{dA'}{A'} = \frac{dA}{A} - \frac{\beta.dA}{1 + \beta.A}$$

$$\frac{dA'}{A'} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1 + \beta.A} \quad (3)$$

La dérive relative de l'amplificateur rétro-actionné est divisée par le facteur de rétro-action.

Supposons $\frac{dA}{A} = 10\%$, pour un montage tel que ($\beta.A$) = 100, on obtient : $\frac{dA'}{A'} = 0,1\%$.

c. Réduction de la distorsion de linéarité

Supposons que l'amplificateur de base A présente une distorsion de linéarité comme indiquée en figure 3a.

L'information (tension ou courant) de sortie n'est pas proportionnelle à l'information d'entrée. Cependant, il est possible de linéariser le graphe $x_s = f(x_e)$ par morceaux et définir ainsi des gains A_1, A_2, A_3 , et A_4 .

Les gains correspondants de l'amplificateur rétro-actionné sont conformément à la

relation (1) : $A'_i = \frac{A_i}{1 + \beta.A_i}$.

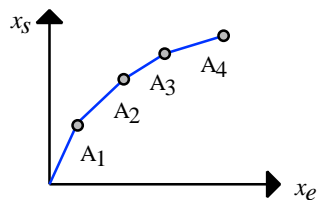


Figure 3a

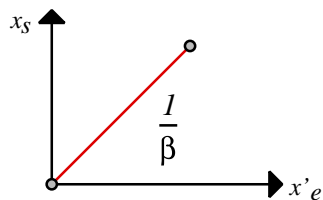


Figure 3b

Dans la mesure où la condition $(1 + A_i) \gg 1$ est satisfaite, on en déduit : $A_i = \frac{1}{\beta}$.

La fonction de transfert : $x_s = f(x'_e)$ de l'amplificateur A' est alors une droite (figure 3b). La distorsion de linéarité de A' est parfaitement réduite.

d. Réduction de la distorsion harmonique

Supposons que l'amplificateur A génère de la distorsion harmonique. Son entrée x_e est une sinusoïde parfaite d'amplitude a_0 , à la fréquence f_0 . Sa sortie x_s transmet la fréquence f_0 avec une amplitude $(A \cdot a_0)$ mais génère aussi des harmoniques indésirables : $2f_0, 3f_0$, d'amplitude respective : $a_2, a_3 \dots$ (figure 4).

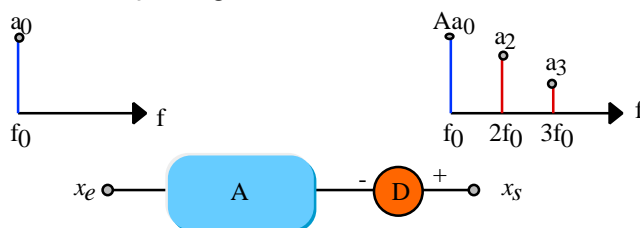


Figure 4 : Distorsions harmoniques

Pour représenter ce phénomène, on place à la sortie de l'amplificateur A supposé parfait, un générateur D signature de la distorsion harmonique.

Dans ces conditions : $x_s = A \cdot x_e + D$.

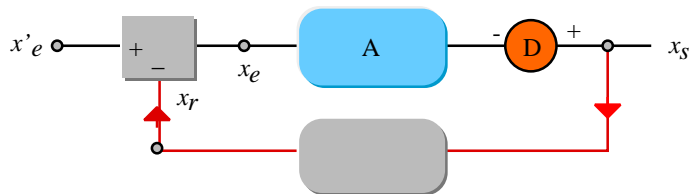


Figure 5

Appliquons la technique de rétro-action au montage (figure 5) et calculons l'expression de la sortie x_s .

$$x_s = A \cdot x_e + D \quad x_e = x'_e - \beta \cdot x_s$$

On en déduit :

$$x_s = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} x'_e + \frac{D}{1 + \beta \cdot A}$$

La distorsion harmonique D, divisée par le facteur de rétro-action, est fortement diminuée.

3. EXEMPLE DE RETROACTION TENSION->TENSION

L'amplificateur opérationnel A_0 monté en non-inverseur (figure 6) est soumis à une rétroaction tension courant. On notera la tension de rétro-action v_r aux bornes de R_1 et l'entrée de l'A.O.P. qui réalise la fonction différence : $e = v_e - v_r$.

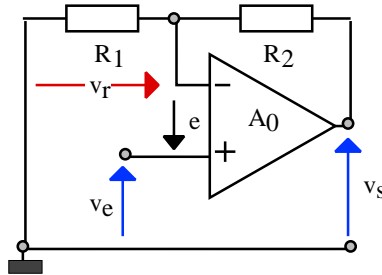


Figure 6

a. Gain du montage

Exprimons le gain en tension du montage complet :

$$v_s = A_0 \cdot v_e \quad v_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = \beta \cdot v_s$$

Le taux de rétro-action est bien un nombre conformément au tableau II. Le gain en tension, issu des relations précédentes est conforme à la relation (1) : $A' = \frac{v_s}{v_e} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0}$

Pour un gain de boucle $\beta \cdot A_0 \gg 1$, on trouve le gain habituel du montage :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (4)$$

b. Résistance d'entrée du montage

Nous allons montrer que la résistance d'entrée du montage complet est améliorée. À cet effet, on tient compte de la résistance différentielle d'entrée R_{ed} de l'A.O.P. et de son gain en tension A_0 (figure 7a). On supposera par contre, que sa résistance de sortie R_s est négligeable devant la valeur de R_2 .

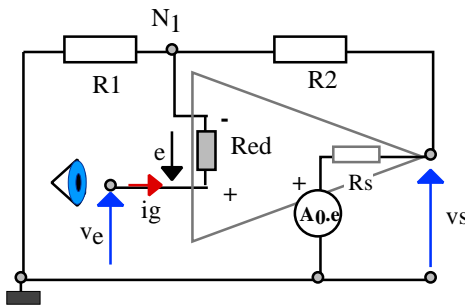


Figure 7a

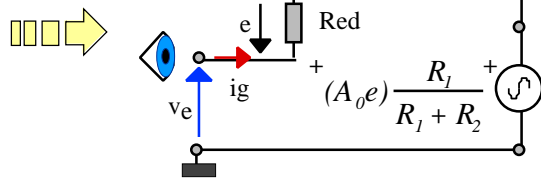


Figure 7b

Pour faciliter le calcul de la résistance d'entrée du montage, on transforme par Thévenin le circuit composé de R_1, R_2 et le générateur de sortie : $A_0 \cdot e$. On obtient alors :

$$v_e = \left[R_{ed} + (R_1 // R_2) \right] i_g + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_0 e \quad \text{avec : } e = R_{ed} i_g$$

$$R_e = \frac{v_e}{i_g} \approx R_{ed}(1 + \beta A_0) \quad (5)$$

La résistance d'entrée du montage complet est le produit de la résistance d'entrée naturelle de l'A.O.P. par le facteur de rétro-action.

c. Résistance de sortie

Nous allons montrer que la résistance de sortie R'_s du montage complet est améliorée. On utilise la méthode de l'ohmmètre pour déterminer R'_s (figure 8).

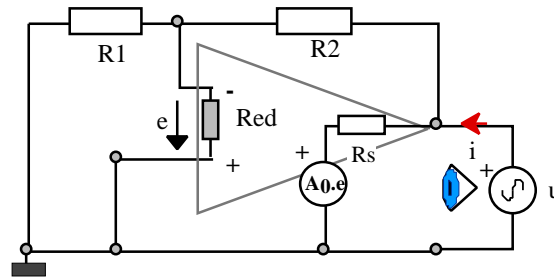


Figure 8

On suppose que la relation suivante est satisfaite : $R_1 \ll R_{ed}$. L'équation au nœud de sortie donne :

$$i = \frac{u}{R_1 + R_2} + \frac{u - A_0 e}{R_s} \quad \text{avec : } e = -u \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{i}{u} = \frac{1}{R'_s} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2}}{R_s}$$

soit :

$$R'_s = (R_1 // R_2) // \frac{R_s}{1 + \frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2}} \approx \frac{R_s}{1 + \beta A_0} \quad (6)$$

La résistance de sortie du montage complet est le quotient de la résistance de sortie naturelle de l'A.O.P. par le facteur de rétro-action. Elle est donc très inférieure à R_s .

d. Conclusion

La rétro-action tension-tension améliore (au détriment du gain en tension) ce montage amplificateur de tension. En effet, sa résistance d'entrée est plus élevée que celle de l'amplificateur de départ et sa résistance de sortie est plus faible. On approche donc un amplificateur de tension parfait défini par : R'_e infinie et R'_s nulle.

4. EXEMPLE DE RETROACTION COURANT-> TENSION

Le montage émetteur commun est un exemple simple de la rétro-action courant -> tension. La figure 8a donne le schéma aux variations du montage de départ, sans résistance dans l'émetteur. On rappelle que le transistor est un amplificateur de transconductance g_m avec $g_m = \frac{\beta}{r_{be}}$ qui délivre un courant de sortie : $i_c = g_m \cdot v_{be}$ (on néglige la résistance interne r_{ce}).

Les propriétés de ce montage sont les suivantes :

Gain en tension	Résistance d'entrée
$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -g_m \cdot R_C$	$R_e = r_{be}$

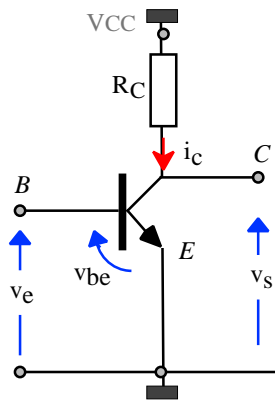


Figure 8a : montage E.C

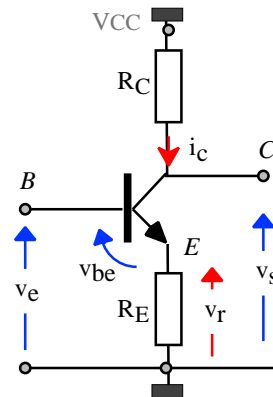


Figure 8b : montage rétro-actionné

La figure 8b représente aux variations le schéma du montage rétro-actionné par une résistance R_E dans l'émetteur. En effet, R_E traversée par le courant de sortie i_c , génère une tension de réaction $v_r = R_E \cdot i_c$. La tension $v_{be} = v_e - v_r$ joue le rôle de l'information x_e du schéma général de la figure (1).

Selon l'équation (1) la transconductance du montage rétro-actionné s'exprime : $g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_E}$

On en déduit l'expression du courant i_c : $i_c = g'_m \cdot v_e$, d'où le gain en tension :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \quad (7)$$

Résultat qu'on peut obtenir avec la méthode habituelle.

La résistance d'entrée du montage est améliorée, en effet :

$$R'_e = r_{be} (1 + g_m \cdot R_E)$$

La résistance d'entrée de l'amplificateur rétro-actionné est le produit de la résistance d'entrée du montage de base (r_{be}) par le facteur de rétroaction : $(1 + g_m \cdot R_E)$.

5. EXEMPLE DE RETROACTION TENSION -> COURANT

L'amplificateur opérationnel monté en inverseur (figure 9a) fait partie de ce type de rétroaction. Cependant, il faut considérer que l'A.O.P. se comporte comme un amplificateur de transrésistance (figure 9b).

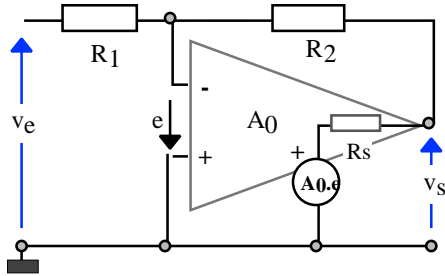


Figure 9a

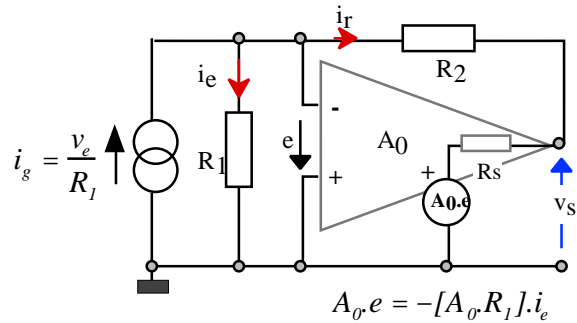


Figure 9b

En effet, en transformant par Norton, l'ensemble (v_e, R_1) , on obtient le schéma de la figure 9b. Sachant que : $e = -R_1 \cdot i_e$, on peut écrire si R_s est négligeable : $v_s = -[R_1 A_0] i_e$ (8). Le terme $[R_1 \cdot A_0]$ représente la transrésistance R_m de l'amplificateur.

Le courant i_e est la différence entre i_g et i_r le courant de rétroaction. On en déduit que le facteur de rétroaction est une conductance égale à $1/R_2$.

Recherchons l'expression du rapport v_s/i_g .

Ecrivons l'équation au nœud d'entrée : $i_g = i_e + i_r$ avec : $i_e = -\frac{v_s}{R_m}$ et $i_r = \frac{-e - v_s}{R_2}$

Sachant que : $e = -R_1 \cdot i_e = \frac{R_1 v_s}{R_m}$, on obtient finalement : $-\frac{v_s}{i_g} = \frac{R_m}{1 + \frac{R_1}{R_2} (R_1 + R_m)}$

En remarquant que : $R_m \gg R_1$, on obtient :

$$\frac{v_s}{i_g} = -\frac{R_m}{1 + \frac{R_1}{R_2} R_m} \quad (9)$$

Cette relation est conforme à la relation (1). Le taux de rétro-action est bien une conductance : $\beta = \frac{1}{R_2}$ et pour une trans-résistance R_m importante et compte-tenu de l'expression de i_g , on obtient l'expression habituelle du gain en tension de ce montage :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

6. EXEMPLE DE RETROACTION COURANT -> COURANT

Pour illustrer ce type de rétroaction, on considère en figure (10a), un transistor NPN T_1 . Ce transistor est un amplificateur de courant tel que : $I_{C1} = A_i \cdot I_{B1}$ (on utilise ici A_i pour ne pas confondre avec β , le taux de rétro-action).

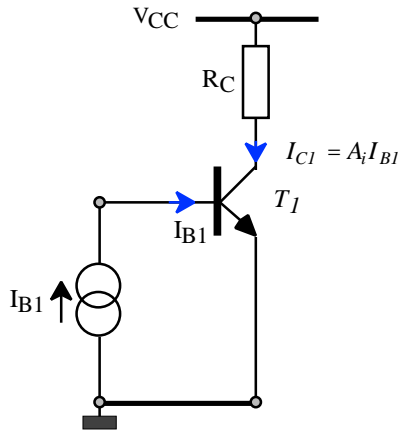


Figure 10a

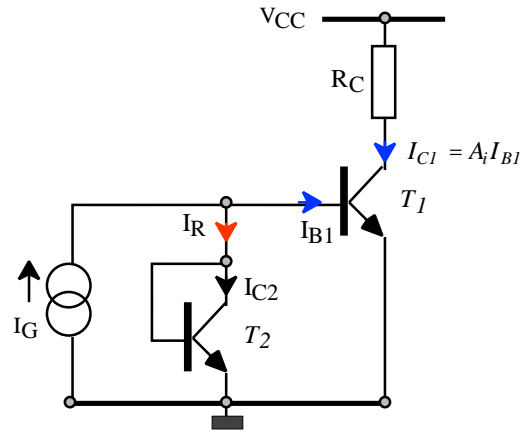


Figure 10b

En figure (10b), on reconnaît le montage miroir de courant simple, composé du transistor T_1 et d'un transistor T_2 qui doit être identique à T_1 et monté en diode.

Le montage est excité par le générateur de courant I_G . On a indiqué sur la figure, le courant de réaction I_R et l'entrée de T_1 reçoit un courant : $I_{B1} = I_G - I_R$ conformément au principe de la rétroaction. Calculons dans ces conditions le gain en courant du montage complet.

Le taux de rétro-action β s'exprime :

$$\beta = \frac{I_R}{I_{C1}} = \frac{(A_i + 1)I_{B2}}{A_i \cdot I_{B1}} \quad (11)$$

La tension base-émetteur des deux transistors étant identique : $I_{B1} = I_{B2}$. Le gain en courant A'_i du montage rétro-actionné s'exprime :

$$A'_i = \frac{I_{C1}}{I_G} = \frac{A_i}{1 + \beta \cdot A_i}$$

$$A'_i = \frac{I_{C1}}{I_G} = \frac{A_i}{1 + \frac{A_i + 1}{A_i} \cdot A_i}$$

soit :

$$A'_i = \frac{I_{C1}}{I_G} = \frac{A_i}{2 + A_i} \quad (12)$$

On retrouve la relation habituelle du miroir de courant. Sachant que le gain en courant A_i du transistor est élevé, on peut écrire :

$$A'_i = \frac{I_{C1}}{I_G} = \frac{1}{\beta} \approx 1 \quad (13)$$

Ce montage assure bien la copie du courant I_G .

7. INFLUENCE DE LA RETRO-ACTION SUR LA REPONSE FREQUENTIELLE

Dans les paragraphes précédents, la fonction de transfert A de l'amplificateur de départ était supposée constante, on se plaçait alors aux fréquences moyennes. Nous allons maintenant faire intervenir la réponse fréquentielle complète $\underline{A}(f)$ de l'amplificateur et rechercher celle du montage rétro-actionné.

a. Amplificateur $\underline{A}(f)$ passe-bande du premier ordre.

La fonction de transfert est telle que : $A(f) \Rightarrow \frac{v_s}{v_e} = A_0 \left(\frac{1}{1 - j \frac{f_b}{f}} \right) \left(\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_h}} \right)$ (14)

Où f_b représente la fréquence de coupure basse et f_h la fréquence de coupure haute à -3 dB. La figure 11 donne un exemple avec : $A_0 = 1000$, $f_b = 100$ Hz et $f_h = 10^4$ Hz.

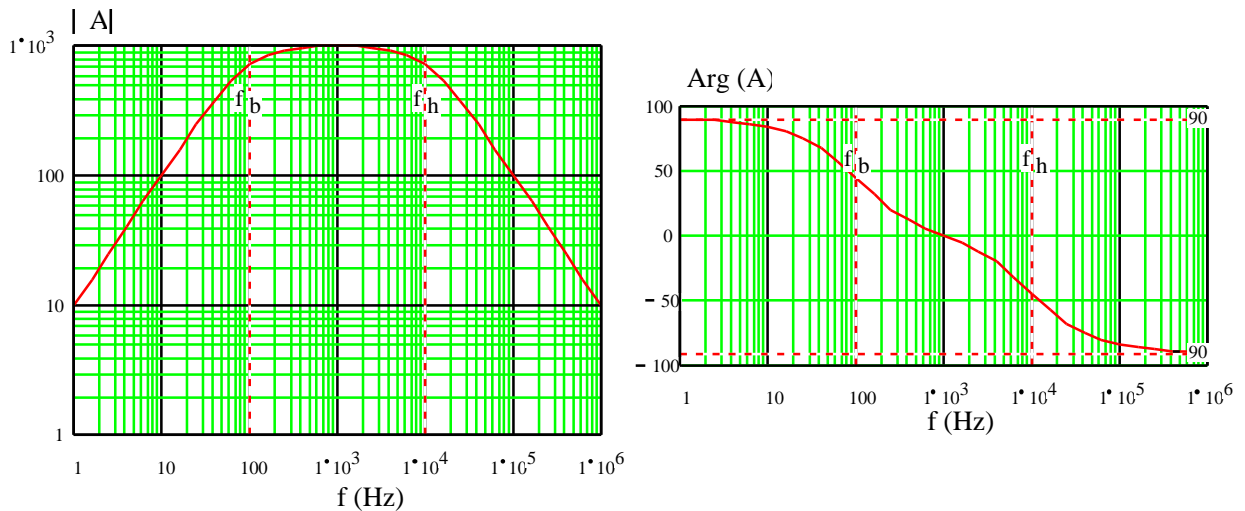


Figure 11 : Réponse fréquentielle de $A(f)$

L'application de la rétro-action (figure 12) conduit à un amplificateur ayant une fonction de transfert :

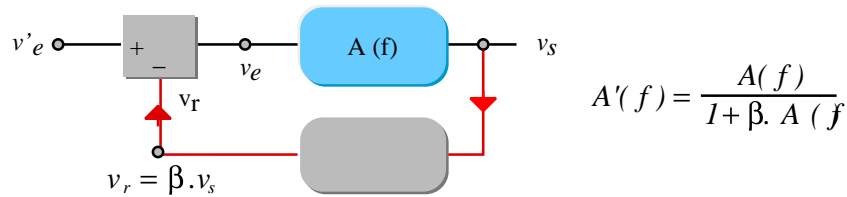


Figure 12

On se propose de déterminer les nouvelles fréquences de coupure basse f'_b et haute f'_h de $A'(f)$.

Fréquence de coupure basse f'_b de l'amplificateur rétro-actionné $A'(f)$.

Aux basses-fréquences, la partie imaginaire ($j \cdot f/f_h$) de la relation (14) très faible est négligeable devant 1. On utilise alors :

$$A(f) \Rightarrow \frac{v_s}{v_e} \approx A_0 \left(\frac{1}{1 - j \frac{f_b}{f}} \right) \quad (15)$$

Le gain A' devient :
$$A'(f) \approx \frac{A_0}{(1 - j \frac{f_b}{f})} \frac{1}{1 + \beta \left(\frac{A_0}{1 - j \frac{f_b}{f}} \right)}$$

Soit :
$$A'(f) \approx \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} \frac{1}{(1 - j \frac{f_b}{1 + \beta A_0})}$$
 (16)

Cette relation montre que la fréquence de coupure basse f'_b de l'amplificateur rétro-actionné est beaucoup plus faible que celle de l'amplificateur de départ :

$$f'_b = \frac{f_b}{1 + \beta A_0} \quad (17)$$

Fréquence de coupure haute f'_h de l'amplificateur rétro-actionné $A'(f)$.

Aux hautes fréquences, la partie imaginaire ($j \cdot f_b/f$) de la relation (14) très faible est négligeable devant 1. Dans ces conditions, on prend :

$$A(f) \Rightarrow \frac{v_s}{v_e} \approx A_0 \left(\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_h}} \right) \quad (18)$$

Soit le gain de l'amplificateur rétro-actionné :

$$A'(f) \approx \frac{A_0}{(1 - j \frac{f}{f_h})} \frac{1}{1 + \beta \left(\frac{A_0}{1 - j \frac{f}{f_h}} \right)} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_h (1 + \beta A_0)}}$$

Cette relation montre que la fréquence de coupure haute f'_h de l'amplificateur rétro-actionné est beaucoup plus élevée que celle de l'amplificateur de départ :

$$f'_h = f_h (1 + \beta A_0) \quad (19)$$

La figure 13 qui compare les modules des gains $A(f)$ et $A'(f)$ montre qu'aux fréquences moyennes, le gain du montage est égal à $1/$. Cependant, lorsque le gain diminue, la bande passante augmente. En fait, le produit (gain aux fréquences moyennes.bande passante) est constant.

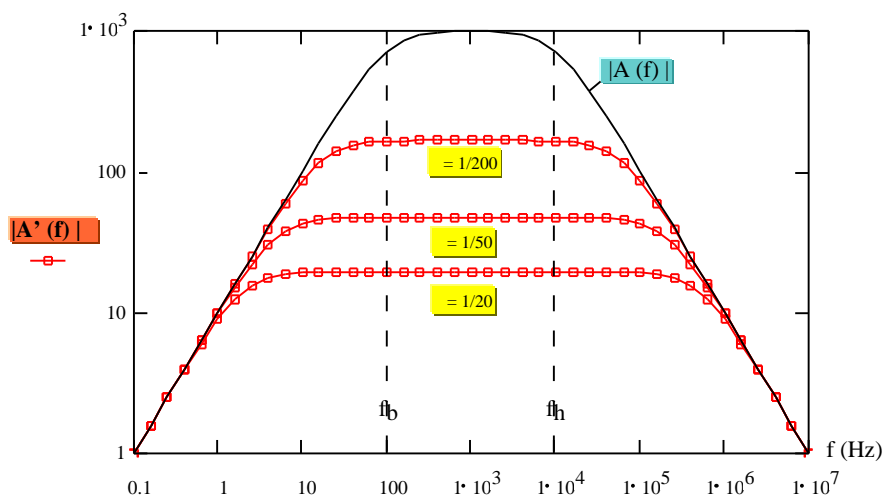


Figure 13 : Comparaison entre $A'(f)$ et $A(f)$ pour trois valeurs de β .

b. Amplificateur opérationnel $A(f)$ du deuxième ordre.

On considère un amplificateur opérationnel ayant un gain du deuxième ordre tel que :

$$A(f) = \frac{A_0}{(1 + j\frac{f}{f_{c1}})(1 + j\frac{f}{f_{c2}})} \quad (20)$$

La réponse fréquentielle de $A(f)$ est donnée en figure 14 pour : $A_0 = 10^5$, $f_{c1} = 500$ Hz et $f_{c2} = 500$ kHz.

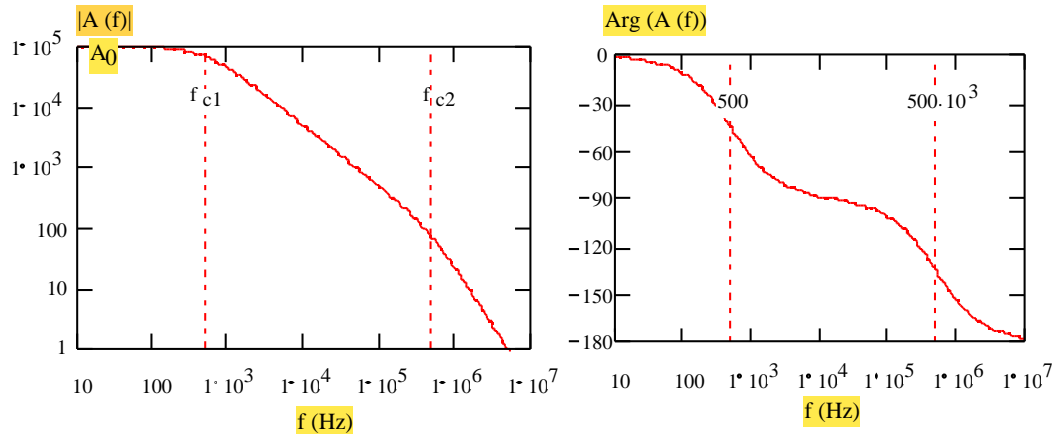


Figure 14

Exprimons la fonction de transfert $A'(f)$ de l'amplificateur retro-actionné :

$$A'(f) = \frac{A(f)}{1 + \beta A(f)} = \frac{\frac{A_0}{(1 + j\frac{f}{f_{c1}})(1 + j\frac{f}{f_{c2}})}}{1 + \beta \frac{A_0}{(1 + j\frac{f}{f_{c1}})(1 + j\frac{f}{f_{c2}})}}$$

Après développement et mise en facteur, on obtient :

$$A'(f) = \left(\frac{A_0}{1 + \beta A_0} \right) \cdot \frac{1}{j^2 \frac{f^2}{f_{c1} f_{c2} (1 + \beta A_0)} + j \frac{f}{f_{c1}} \frac{1}{(1 + \beta A_0)} + 1} \quad (20)$$

Dans cette expression :

- Le premier terme du 2° membre représente, dans la mesure où $(A_0) \gg 1$, le gain aux fréquences moyennes soit $\frac{1}{\beta}$.
- Le deuxième terme est l'inverse d'un polynôme du 2° degré.

Pour mettre en évidence les propriétés de la relation (20), on va faire une analogie avec le montage de la figure 15 qui utilise un circuit RLC série suivi d'un amplificateur de tension de gain :

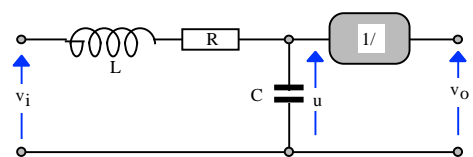


Figure 15

$\frac{1}{\beta}$. On pourra ainsi définir la fréquence de résonance f_0 et le coefficient de qualité Q du montage rétro-actionné. Exprimons la fonction de transfert du circuit :

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{j\omega C} \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + 1} \quad (21)$$

En faisant intervenir la pulsation de résonance : $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ et le coefficient de qualité :

$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0}$, on peut écrire (21) selon :

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{j^2 \left(\frac{f^2}{f_0^2}\right) + j \frac{f}{Qf_0} + 1} \quad (22)$$

La comparaison entre les relations (20) et (22) permet de définir la fréquence de résonance et le coefficient de qualité de l'amplificateur rétro-actionné :

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2} (1 + \beta A_0)} \quad (23)$$

$$Q = \frac{f_{c1} f_{c2} (1 + \beta A_0)}{f_0 (f_{c1} + f_{c2})} = \frac{f_0}{f_{c1} + f_{c2}} \quad (24)$$

Ces deux paramètres sont liés et dépendent du taux de rétroaction appliqué au montage :

- Lorsque $Q < \frac{\sqrt{2}}{2}$, la courbe de réponse fréquentielle du gain $A'(f)$ ne présentera pas de pic local
- Par contre si $Q > \frac{\sqrt{2}}{2}$ soit : $\beta > \frac{f_{c1}^2 + f_{c2}^2}{2A_0 \cdot f_{c1} \cdot f_{c2}}$, on va assister à une remontée locale du gain en tension autour de la fréquence f_0 .

La figure 16 obtenue pour cinq valeurs de β (1/500, 1/100, 1/30, 1/10 et 1) illustre ce phénomène néfaste. Pour $\beta = 1/30$, la remontée du gain autour de 1MHz devient significative. Elle s'accroît ensuite pour des gains aux fréquences moyennes inférieures.

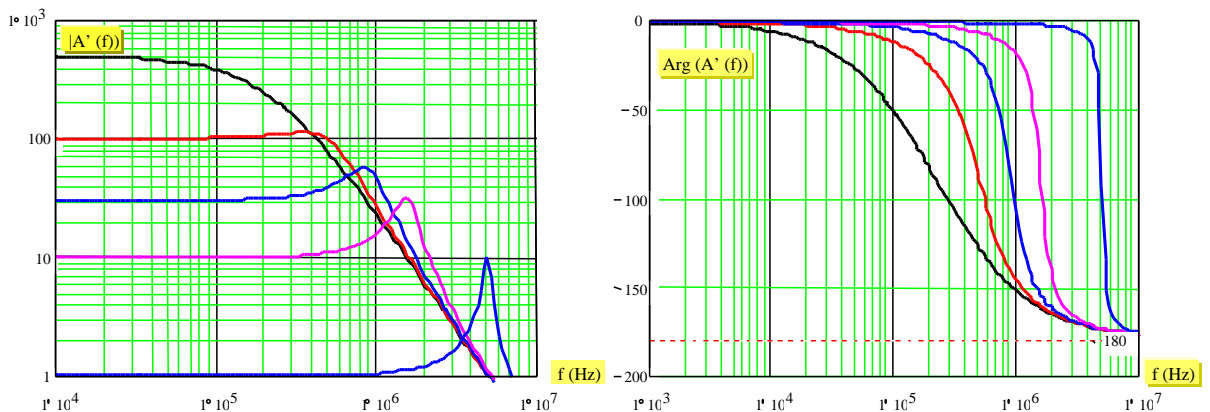


Figure 16 : Réponse fréquentielle de l'amplificateur du 2° ordre retro-actionné.

Il est intéressant de représenter le graphe de Nyquist du gain de boucle ($\beta A(f)$) donné en figure 17 et de zoomer sur le domaine des hautes fréquences dans le cercle de rayon unité.

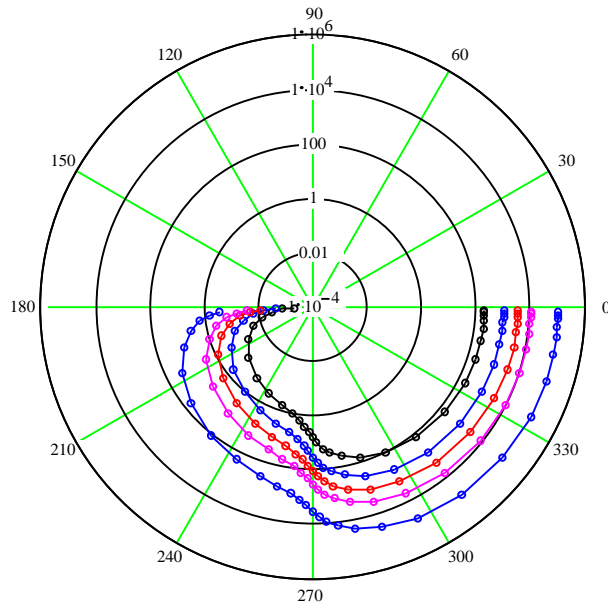


Figure 17 : Graphe de Nyquist (module de $\beta A(f)$ en échelle log)

En effet, la présence d'un rebond dans la courbe de réponse fréquentielle s'explique simplement à l'aide du graphe de Nyquist du gain de boucle ($\beta A(f)$) de la figure 18 où on a mis en évidence le cercle dont la surface intérieure est telle que $|1 + \beta A(f)| < 1$.

En hautes fréquences, lorsque le graphe du gain de boucle entre à l'intérieur de cette surface, on a la relation :

$$|A'(f)| = \frac{|A(f)|}{|1 + \beta A(f)|} > |A(f)|.$$

Le gain de l'amplificateur rétro actionné, au lieu de diminuer en fréquence, a tendance à augmenter.

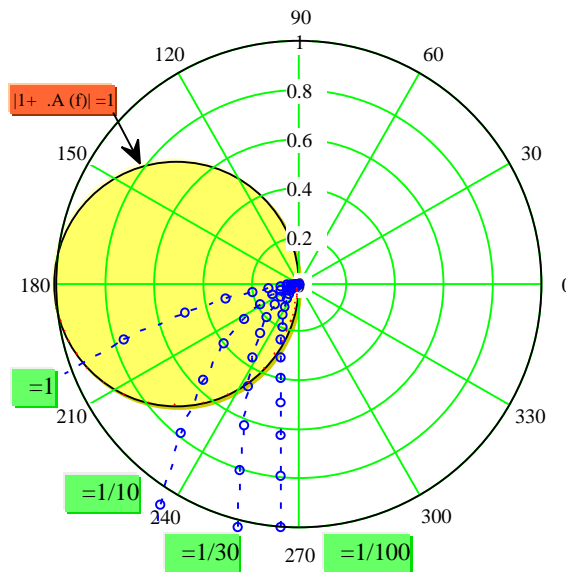


Figure 18 : Graphe de Nyquist du module de $\beta A(f)$ (en échelle linéaire) pour les hautes fréquences.

c. Amplificateur opérationnel $\Delta(f)$ du troisième ordre

La fonction de transfert de l'amplificateur est telle que :

$$A(f) = \frac{A_0}{(1 + j \frac{f}{f_{c1}}) (1 + j \frac{f}{f_{c2}}) (1 + j \frac{f}{f_{c3}})} \quad (25)$$

La figure 19 représente la réponse fréquentielle du module de $A(f)$ et le graphe de Nyquist pour : $A_0 = 10^5$, $f_{c1} = 500$ Hz, $f_{c2} = 50$ kHz et $f_{c3} = 1$ MHz.

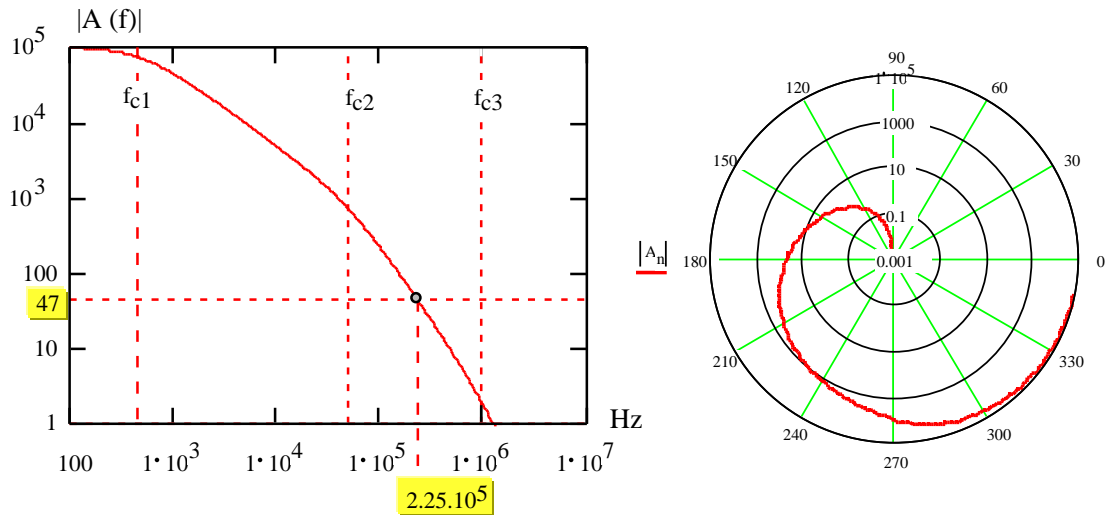


Figure 19 : Réponse fréquentielle de $A(f)$: module et Nyquist.

Lorsque l'amplificateur $A(f)$ est rétro actionné, le gain $A'(f)$ sera tel que :

$$A'(f) = \frac{A(f)}{1 + \beta A(f)} \quad (26)$$

La réponse fréquentielle du module de $A'(f)$ est donnée en figure 20. On assiste, comme précédemment, à une remontée néfaste du gain dans le domaine des hautes fréquences

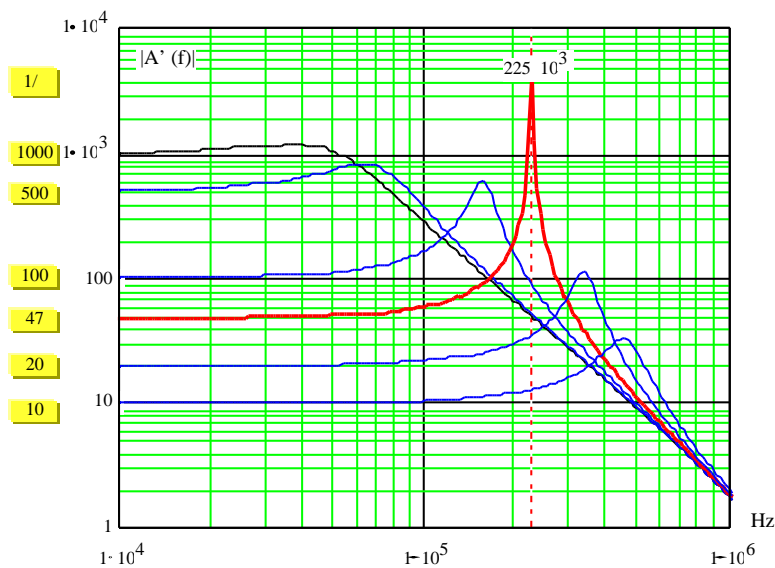


Figure 20 :

Nous allons porter notre attention sur la fréquence particulière f_0 de 225 kHz où le module du gain de l'amplificateur est égal à 47. Comme indiqué sur la figure 21, représentant le graphe de Nyquist de $A(f)$ en hautes fréquences, à la fréquence f_0 , l'argument de $A(f)$ est égal à -180° .

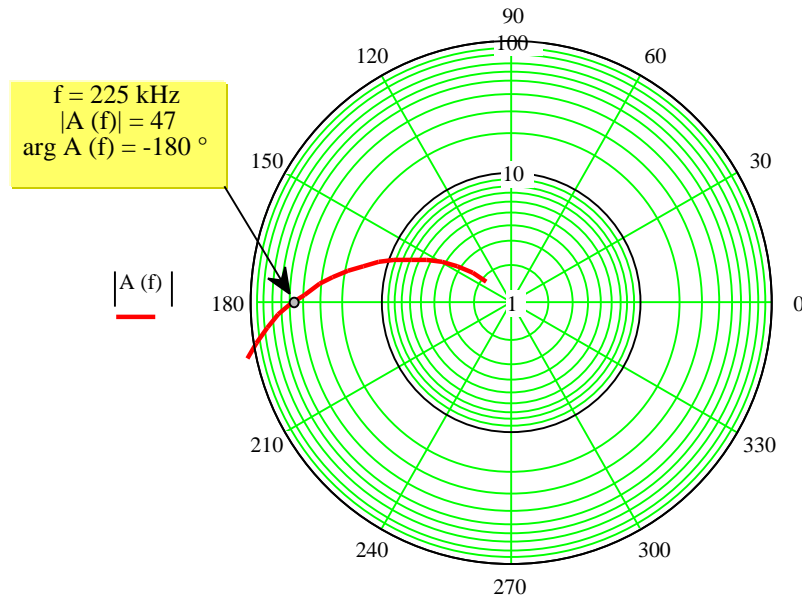


Figure 20 : graphe de Nyquist de $A(f)$ en hautes fréquences.

Si l'on applique à l'amplificateur $A(f)$, un taux de rétro action b de $(1/47)$, à la fréquence f_0 , le produit $(b.A(f_0))$ est alors égal à -1 (compte tenu de la valeur du déphasage). Selon l'équation (26) le gain $A'(f_0)$ doit tendre vers l'infini. En fait, on montre que, dans ces conditions, le montage est instable et se comporte alors comme un oscillateur sinusoïdal à la fréquence f_0 .

On montre que la stabilité d'un amplificateur retro-actionné obéit aux critères suivants :

- Si, en parcourant dans le sens des fréquences croissantes, le graphe de Nyquist, le gain de boucle $(.A(f))$ laisse le point $(-1+j.0)$ à sa gauche, le montage est stable.
- Lorsque $(.A(f))$ passe par le point « critique » $(-1+j.0)$, le montage oscille sinusoïdalement à la fréquence correspondant à ce point. Cette condition est exploitée pour réaliser des oscillateurs de ce type.
- Par contre, si $(.A(f))$ entoure le point critique, le montage se comporte comme un relaxateur dont la sortie fournit un signal carré à une fréquence voisine de f_0 et dont l'amplitude est limitée par les tensions d'alimentations.