

LA REACTION NEGATIVE
ou "CONTRE-REACTION"

LA REACTION NEGATIVE ou "CONTRE-REACTION"

page

| | |
|---|-----------|
| 1. DEFINITIONS ET PROPRIETES GENERALES DE LA REACTION NEGATIVE | 5 |
| 1.1 Introduction | 5 |
| 1.2 Configuration générale et relations fondamentales | 6 |
| 2. PROPRIETES GENERALES DE LA REACTION NEGATIVE | 7 |
| 2.1 Réduction et stabilisation du gain | 7 |
| 2.2 Elargissement de la bande passante | 8 |
| 2.3 Linéarisation et réduction des distorsions harmoniques | 9 |
| 2.4 Réduction du bruit | 10 |
| 2.5 Modification des résistances d'entrée et de sortie | 10 |
| 3. LES QUATRE CONFIGURATIONS FONDAMENTALES DES CIRCUITS A REACTION NEGATIVE | 11 |
| 3.1 Connexions série et parallèle | 11 |
| 3.2 Réaction négative du type série – parallèle | 13 |
| 3.3 Réaction négative du type parallèle – parallèle | 13 |
| 3.4 Réaction négative du type série – série | 14 |
| 3.5 Réaction négative du type parallèle – série | 14 |
| 4 LA REACTION NEGATIVE IDEALE ETUDE ELEMENTAIRE DES CARACTERISTIQUES DE GAIN ET D'IMPEDANCE AUX ACCES DES QUATRE CONFIGURATIONS DE REACTION NEGATIVE | 15 |
| 4.1 Préliminaires | 15 |
| 4.2 La réaction série-parallèle ou l'ampli de tension | 16 |
| 4.3 La réaction parallèle-série ou l'ampli de courant | 17 |
| 4.4 La réaction série-série ou l'ampli à transconductance | 18 |
| 4.5 La réaction parallèle-parallèle ou l'ampli à transrésistance | 19 |
| 4.6 Résumé | 20 |

| | |
|---|-----------|
| 5. LA REACTION NEGATIVE NON-IDEALE ou REELLE | 21 |
| 5.1 Introduction | 21 |
| 5.2 La réaction série-parallèle ou l'ampli de tension | 21 |
| 5.3 La réaction parallèle-série ou l'ampli de courant | 22 |
| 5.4 La réaction série-série ou l'ampli à transconductance | 23 |
| 5.5 La réaction parallèle-parallèle ou l'ampli à transrésistance | 24 |
| 5.6 Extraction de R_s et R_L du quadripôle A'_F | 25 |
| 5.7 Détermination directe des impédances d'entrée et de sortie du quadripôle modifié A' en boucle ouverte | 26 |
| 5.8 Détermination du facteur de réaction β | 29 |
| 5.9 Résumé de la méthode d'analyse complète | 29 |
| 6. EXEMPLES | 30 |
| 6.1 Amplificateur audio de puissance classe A | 30 |
| 7. STABILITE DES MONTAGES EN REACTION NEGATIVE | 33 |
| 7.1 La réaction négative, cause potentielle d'instabilité | 33 |
| 7.2 Méthodes d'étude de la stabilité et critères de stabilité | 33 |
| 7.3 Etude de la stabilité sur la base du diagramme de Bode | 34 |
| 7.4 Compensation en fréquence d'un amplificateur | 35 |

1. DEFINITIONS ET PROPRIETES GENERALES DE LA REACTION NEGATIVE

1.1 Introduction

Le principe de la réaction (feedback), utilisé dans nombre de circuits électroniques, consiste à réinjecter une partie du signal de sortie à l'entrée du circuit pour la combiner avec le signal d'entrée extérieur. La réaction change fondamentalement les propriétés du circuit auquel elle est appliquée.

On distingue deux types de réaction, la positive et la négative.

- Dans la réaction positive, on réinjecte une partie du signal de sortie en phase avec le signal d'entrée extérieur. Ceux-ci vont donc additionner leurs effets pour produire un signal de sortie plus grand que celui qui existerait en "boucle ouverte" (c'est à dire sans réaction). C'est le principe qui est utilisé notamment pour faire des oscillateurs ou des bascules.
- Dans la réaction négative, ou contre-réaction, on réinjecte une partie du signal de sortie en opposition de phase avec le signal d'entrée extérieur. Ces deux signaux vont donc soustraire leurs effets pour produire un signal de sortie inférieur à celui qui existerait en boucle ouverte. C'est le principe utilisé pour faire des amplificateurs de qualité.

Un amplificateur auquel on applique une réaction négative, ou contre-réaction, jouit de propriétés extrêmement intéressantes, parmi lesquelles on peut citer:

- la stabilisation du rapport des amplitudes des signaux de sortie et d'entrée (rapport désigné par le terme général de "gain"), c'est-à-dire sa désensibilisation aux variations des caractéristiques des composants de l'amplificateur, dues notamment aux variations de température, aux tolérances de fabrication, etc.;
- la linéarisation de la caractéristique de transfert entrée → sortie, qui se traduit par une réduction du taux de distorsion, la sortie restant l'image fidèle de l'entrée, malgré les non-linéarités internes de l'amplificateur;
- la réduction du bruit (signaux électriques parasites) généré par l'amplificateur;
- l'extension de la bande passante de l'amplificateur contre-réactionné par rapport à sa bande passante initiale en boucle ouverte;
- le contrôle de la valeur des impédances d'entrée et de sortie, c'est-à-dire la possibilité de les augmenter ou de les diminuer à volonté, en fonction de la configuration de circuit choisie.

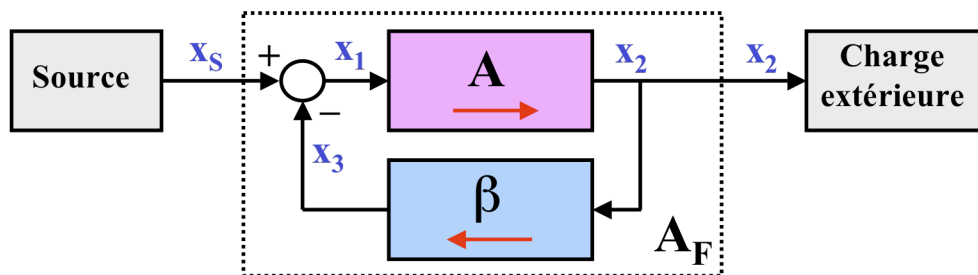
La réaction négative permet donc de transformer un amplificateur imparfait en un amplificateur dont les caractéristiques sont proches de l'idéal. Le prix à payer pour cette amélioration des performances est la réduction du "gain". On verra d'ailleurs qu'il y a une proportionnalité directe entre la réduction du "gain" et l'amélioration des autres caractéristiques de l'amplificateur.

Certaines des propriétés de la réaction négative, telles que la réduction du "gain", la désensibilisation aux caractéristiques propres de l'amplificateur et l'élargissement de la bande passante, ont déjà été abordées dans le cours Electronique I, lors de l'étude des applications de l'amplificateur opérationnel.

Ce chapitre est consacré à une étude plus complète et plus systématique de la réaction négative et de ses propriétés.

1.2 Configuration générale et relations fondamentales

La configuration générale d'une boucle de réaction négative est présentée à la figure suivante:



L'amplificateur dont le "gain" vaut A en boucle ouverte délivre à sa sortie un signal x_2 . Ce signal est appliqué à une charge extérieure, ainsi qu'à l'entrée d'un circuit de réaction β dont la sortie x_3 est soustraite du signal d'entrée extérieur x_S .

Les relations fondamentales de cette boucle peuvent s'exprimer de façon simple lorsque les conditions suivantes sont applicables:

- le circuit de réaction β ne charge pas l'entrée, ni la sortie, de l'ampli, ce qui revient à dire que le "gain" en boucle ouverte A de l'ampli n'est pas affecté par les impédances d'entrée ou de sortie du circuit de réaction β ;
- la transmission du signal dans le sens direct (source vers charge extérieure) se fait uniquement au travers de l'ampli A ;
- la transmission du signal dans le sens inverse se fait uniquement au travers du circuit de réaction β .

On verra ultérieurement comment une configuration quelconque peut être ramenée à ce cas idéal.

En admettant que les conditions ci-dessus sont applicables, on peut écrire les relations suivantes:

$$x_2 = A \cdot x_1$$

$$x_3 = \beta \cdot x_2$$

$$x_1 = x_S - x_3$$

Le "gain" de l'amplificateur avec réaction négative, noté A_F (indice F pour Feedback) s'obtient en combinant les relations précédentes:

$$A_F = \frac{x_2}{x_S} = \frac{x_2}{x_1 + x_3} = \frac{A \cdot x_1}{x_1 + A \cdot \beta \cdot x_1} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

La quantité $A \cdot \beta$ s'appelle le gain de boucle. Elle doit être positive pour que la réaction soit bien une réaction négative.

La quantité $(1 + A \cdot \beta)$ s'appelle le taux de réaction T . C'est la quantité par laquelle il faut diviser le "gain" A de l'ampli en boucle ouverte, c'est à dire sans réaction, pour obtenir le "gain" en boucle fermée A_F , c'est à dire avec réaction.

2. PROPRIETES GENERALES DE LA REACTION NEGATIVE

Les notations ci-après font référence la figure de la page précédente, représentant un amplificateur de "gain" A en boucle ouverte, auquel on applique une réaction négative β .

2.1 Réduction et stabilisation du gain

On a établi au point 5.1.2, que le "gain" en boucle fermée, noté A_F , vaut:

$$A_F = \frac{x_2}{x_S} = \frac{x_2}{x_1 + x_3} = \frac{A \cdot x_1}{x_1 + A \cdot \beta \cdot x_1} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

Le "gain" en boucle fermée est réduit par rapport à celui en boucle ouverte d'un facteur égal au taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

Si β est constant, et que le "gain" de l'ampli en boucle ouverte est affecté d'une variation relative $\Delta A/A$, la variation relative du "gain" en boucle fermée $\Delta A_F/A_F$ est:

$$\frac{\Delta A_F}{A_F} = \frac{1}{A_F} \cdot \frac{dA_F}{dA} \cdot \Delta A = \frac{1 + A \cdot \beta}{A} \cdot \frac{1}{(1 + A \cdot \beta)^2} \cdot \Delta A = \frac{1}{1 + A \cdot \beta} \cdot \frac{\Delta A}{A}$$

La variation relative de A_F est donc $(1 + A \cdot \beta)$ fois plus faible que la variation relative de A . C'est pourquoi le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$ s'appelle également "facteur de désensibilisation".

Circuits à gain de boucle élevé

Dans les cas où le gain de boucle $A \cdot \beta$ est très supérieur à l'unité, le "gain" en boucle fermée peut s'exprimer par la valeur approchée:

$$A_F = \frac{x_2}{x_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta} \cong \frac{1}{\beta} \quad \text{lorsque } A \cdot \beta \gg 1 \Leftrightarrow A \gg A_F$$

Le "gain" en boucle fermée est alors déterminé uniquement par le circuit de réaction β et devient indépendant du "gain" en boucle ouverte. Le circuit de réaction est généralement constitué de composants passifs qui peuvent être sélectionnés avec précision et qui sont peu sensibles à la température. Ce principe est utilisé dans les applications de l'amplificateur opérationnel.

En combinant les relations de départ, on peut également montrer que:

$$x_3 = \frac{A \cdot \beta}{1 + A \cdot \beta} \cdot x_S$$

$$x_1 = \frac{1}{1 + A \cdot \beta} \cdot x_S$$

Si $A \cdot \beta \gg 1$, alors $x_3 \cong x_S$ et $x_1 \cong 0$

On en conclut que lorsque le gain de boucle est élevé, x_S et x_3 sont pratiquement identiques et leur différence x_1 , appliquée à l'entrée de l'ampli, est pratiquement nulle. Ce résultat est à la base des montages à amplificateur opérationnel dans lesquels on considère que la tension différentielle d'entrée u_i , l'équivalent de x_1 , est nulle.

2.2 Elargissement de la bande passante

Si les blocs d'amplification et de réaction sont linéaires, la réponse à un signal sinusoïdal est sinusoïdale. On peut alors passer en notation complexe pour étudier la réponse en fréquence.

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_S} = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \underline{A}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)}$$

Tant que le gain de boucle est bien supérieur à l'unité, cette fonction de transfert en boucle fermée est quasiment:

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_S} = \frac{1}{\underline{\beta}(j\omega)} \quad \text{lorsque } |\underline{A}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)| \gg 1$$

Dans le cas particulier très courant où β est une constante réelle, et où la réponse en fréquence de l'amplificateur A est du type passe-bas de 1^{er} degré, on peut écrire:

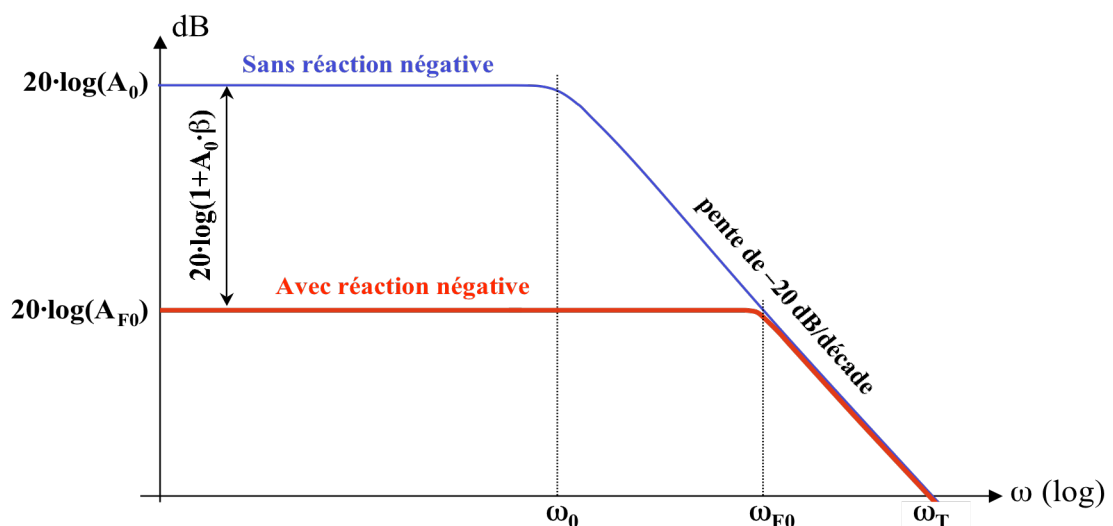
$$\underline{A}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} = \frac{A_0}{1 + j\omega \cdot A_0/\omega_T}$$

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \underline{A}(j\omega) \cdot \beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}}{1 + \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} \cdot \beta} = \frac{A_0}{1 + A_0 \cdot \beta + j\omega/\omega_0} = \frac{A_0}{1 + A_0 \cdot \beta} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0 \cdot (1 + A_0 \cdot \beta)}$$

La réponse en boucle fermée est donc de la forme:

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{A_{F0}}{1 + j\omega/\omega_{F0}} \quad \text{avec: } A_{F0} = \frac{A_0}{1 + A_0 \cdot \beta} \quad \text{et } \omega_{F0} = \omega_0 \cdot (1 + A_0 \cdot \beta)$$

Sur un diagramme de Bode, les courbes de réponse en boucle ouverte et fermée sont ainsi:



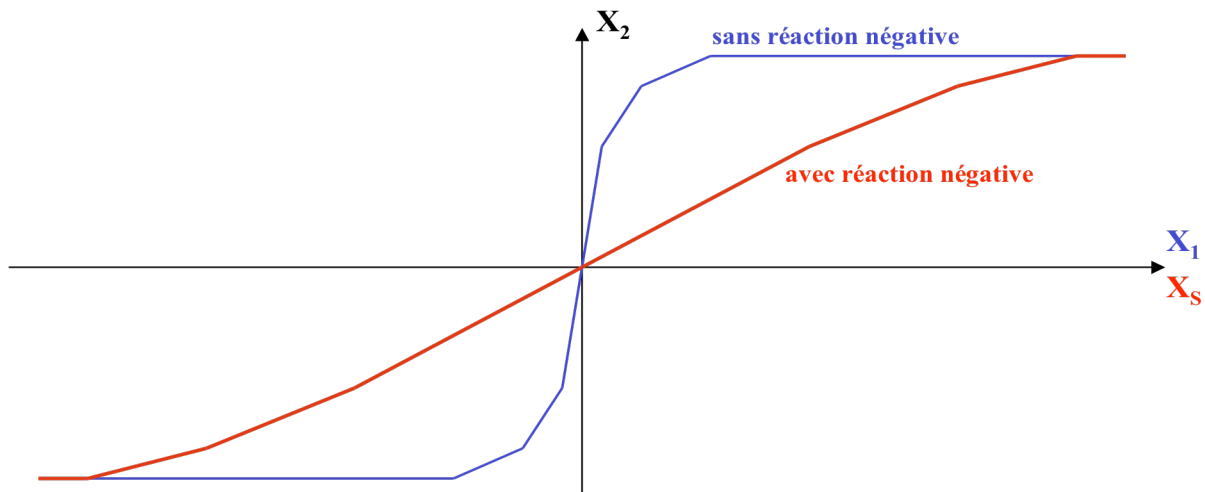
On voit que le produit "Gain x Bande_passante" est constant, quel que soit β , et égal à $A_0 \cdot \omega_0 = \omega_T$.

Si $A_0 \cdot \beta \gg 1$, la fonction de transfert en boucle fermée peut être approximée par:

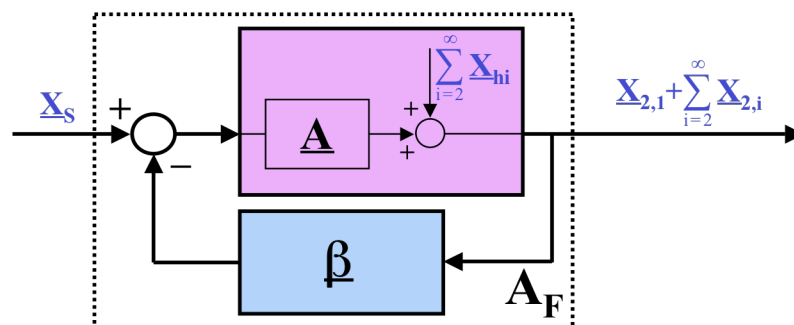
$$\underline{A}_F(j\omega) \cong \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\beta \cdot \omega_T}} = \frac{A_{F0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_T/A_{F0}}}$$

2.3 Linéarisation et réduction des distorsions harmoniques

Une non-linéarité de la caractéristique de transfert en boucle ouverte peut être considérée comme une variation du gain A en fonction de la valeur de x_1 , ou de la valeur correspondante de x_2 . Comme la contre-réaction réduit le gain en boucle fermée, ainsi que ses variations relatives, d'un facteur $(1 + A \cdot \beta)$, elle linéarise la caractéristique en boucle fermée, comme illustré ci-dessous.



En mode sinus, un amplificateur non-linéaire génère des harmoniques. Il peut être modélisé par un ampli linéaire, et sa fonction de transfert \underline{A} , avec ajout des composantes harmoniques \underline{X}_{hi} à son signal de sortie, selon le schéma suivant:



On peut alors écrire:

$$\underline{X}_{2,1} + \sum_{i=2}^{\infty} \underline{X}_{2,i} = \underline{A} \cdot \left[\underline{X}_S - \underline{\beta} \cdot \left(\underline{X}_{2,1} + \sum_{i=2}^{\infty} \underline{X}_{2,i} \right) \right] + \sum_{i=2}^{\infty} \underline{X}_{h,i}$$

Ce qui donne à la sortie de l'ampli en boucle fermée:

$$\underline{X}_{2,1} + \sum_{i=2}^{\infty} \underline{X}_{2,i} = \frac{\underline{A}}{1 + \underline{A} \cdot \underline{\beta}} \cdot \underline{X}_S + \frac{\sum_{i=2}^{\infty} \underline{X}_{h,i}}{1 + \underline{A} \cdot \underline{\beta}}$$

En faisant correspondre les composantes de même fréquence, on constate que:

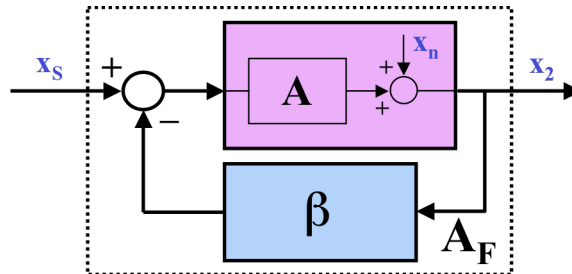
- le sinus source est amplifié et déphasé selon la fonction de transfert en boucle fermée:

$$\underline{A}_F = \underline{A} / (1 + \underline{A} \cdot \underline{\beta})$$

- pour une amplitude donnée du signal de sortie, l'amplitude de chaque harmonique parasite est atténuée par rapport à ce qu'elle serait en boucle ouverte, d'un facteur égal au module du taux de réaction $|1 + \underline{A} \cdot \underline{\beta}|$ à la fréquence correspondante.

2.4 Réduction du bruit

Tout amplificateur génère du bruit. Un amplificateur réel bruyant peut être modélisé par un ampli idéal, avec ajout d'un bruit x_n à son signal de sortie. En supposant que le bloc de réaction est idéal, non bruyant, on a le schéma suivant:



On peut alors écrire:

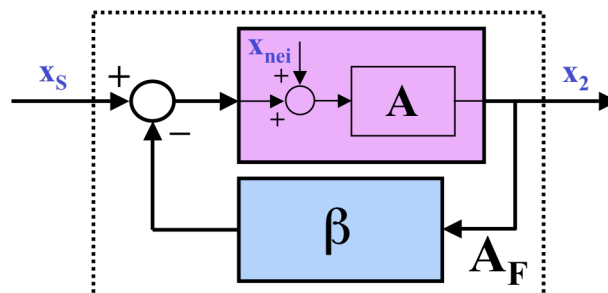
$$x_2 = A \cdot (x_s - \beta \cdot x_2) + x_n$$

Ce qui donne à la sortie de l'ampli en boucle fermée:

$$x_2 = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \cdot x_s + \frac{x_n}{1 + A \cdot \beta}$$

Une fois contre-réactionné, le bruit propre généré par l'amplificateur A est divisé par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

On peut aussi modéliser le bruit propre de l'ampli par une source de bruit équivalente en entrée:



On peut alors écrire:

$$x_2 = A \cdot (x_s - \beta \cdot x_2 + x_{nei})$$

Ce qui donne à la sortie de l'ampli en boucle fermée:

$$x_2 = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \cdot x_s + \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \cdot x_{nei}$$

Une fois l'amplificateur A contre-réactionné, son bruit équivalent d'entrée est multiplié par le "gain" en boucle fermée A_F .

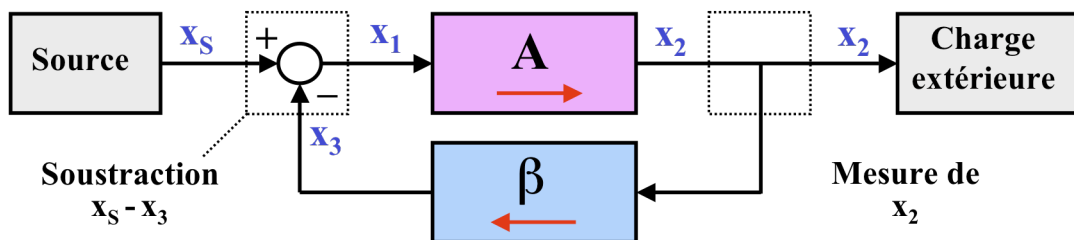
2.5 Modification des résistances d'entrée et de sortie

Pour déterminer les résistances d'entrée et de sortie du bloc A_F , il faut analyser plus en détail ce qui se passe suivant que les signaux d'entrée x_s , x_1 et x_3 et celui de sortie x_2 , sont des courants ou des tensions, et comment sont alors interconnectés la source indépendante de signal, les blocs A et β , et la charge extérieure. Ce qui conduit à l'étude de quatre types de réaction.

3. LES QUATRE CONFIGURATIONS FONDAMENTALES DES CIRCUITS A REACTION NEGATIVE

3.1 Connexions série et parallèle

Dans la configuration générale de la boucle de réaction négative, représentée pour rappel ci-dessous, l'amplificateur et le circuit de réaction ont un premier point de connexion du côté de la source de commande, et un second du côté de la charge extérieure.

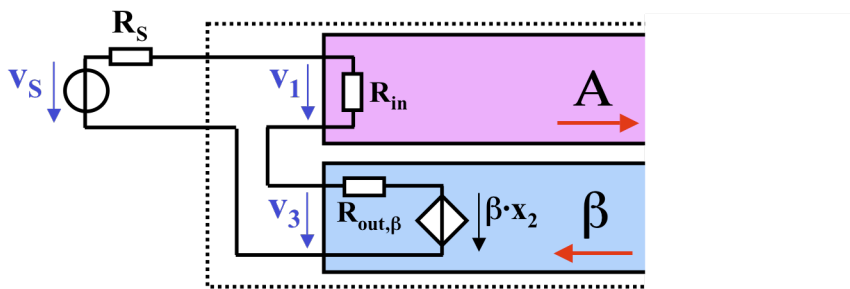


Du côté de la sortie de l'ampli, ou encore de la charge extérieure, la connexion a pour but de "capter" ou de "mesurer" le signal x_2 de sortie de l'ampli, pour en ramener une "image" x_3 à l'entrée de l'ampli, à travers le circuit de réaction. Du côté de l'entrée de l'ampli, ou encore de la source extérieure, la connexion a pour but de "soustraire" le signal "image" x_3 du signal extérieur de commande x_s pour obtenir x_1 .

Pour bien définir les connexions nécessaires suivant que les signaux sont des tensions ou des courants, il est nécessaire de remplacer le schéma symbolique ci-dessus, de type "unifilaire", par un schéma plus détaillé, où l'amplificateur et le circuit de réaction sont représentés sous forme de quadripôles.

Entrée série

Pour soustraire des tensions à l'entrée du circuit complet, la sortie du quadripôle de réaction est connectée en série avec l'entrée de l'amplificateur et la source indépendante:

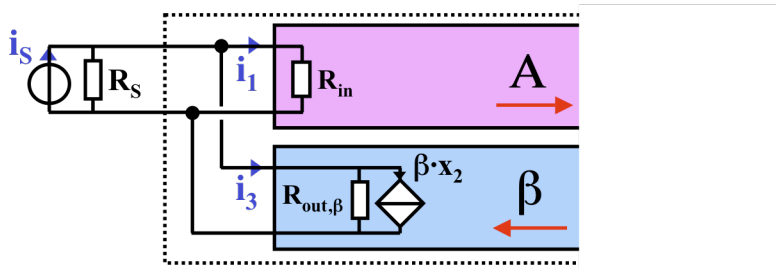


Pour, qu'indépendamment de la valeur de R_{in} , on puisse écrire les équations $v_3 = \beta \cdot x_2$, et $v_1 = v_s - v_3 = v_s - \beta \cdot x_2$, il faut satisfaire les conditions, dites de "réaction idéale": $R_s = 0$ et $R_{out,\beta} = 0$.

Dans un cas réel, il suffit que R_s et $R_{out,\beta}$ soient nettement inférieures à R_{in} . Si cette condition n'est pas remplie, on intègre R_s et $R_{out,\beta}$ au quadripôle A en série avec R_{in} , pour revenir au cas idéal.

Entrée parallèle

Pour soustraire des courants à l'entrée du circuit complet, la sortie du quadripôle de réaction est connectée en parallèle avec l'entrée de l'amplificateur et la source indépendante:

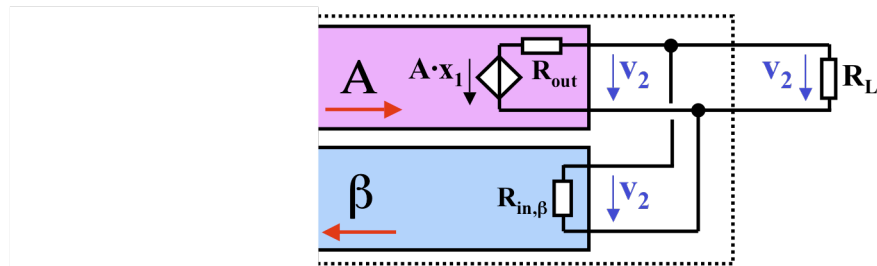


Pour, qu'indépendamment de la valeur de R_{in} , on puisse écrire les équations: $i_3 = \beta \cdot x_2$ et $i_1 = i_s - i_3 = i_s - \beta \cdot x_2$, il faut satisfaire les conditions, dites de "réaction idéale": $R_s = \infty$ et $R_{out, \beta} = \infty$.

Dans un cas réel, il suffit que R_s et $R_{out, \beta}$ soient nettement supérieures à R_{in} . Si cette condition n'est pas remplie, on intègre R_s et $R_{out, \beta}$ au quadripôle A en parallèle avec R_{in} , pour revenir au cas idéal.

Sortie parallèle

Pour capter la tension de sortie du circuit complet, l'entrée du quadripôle de réaction est connectée en parallèle avec la sortie de l'amplificateur et la charge:

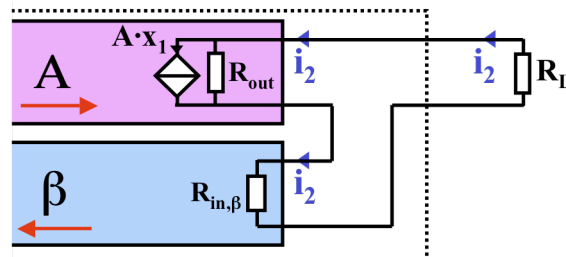


Pour, qu'indépendamment de la valeur de R_{out} , on puisse écrire l'équation: $v_2 = A \cdot x_1$, il faut satisfaire les conditions, dites de "réaction idéale": $R_L = \infty$ et $R_{in, \beta} = \infty$.

Dans un cas réel, il suffit que R_L et $R_{in, \beta}$ soient nettement supérieures à R_{out} . Si cette condition n'est pas remplie, on intègre R_L et $R_{in, \beta}$ au quadripôle A en parallèle sur sa sortie, pour revenir au cas idéal.

Sortie série

Pour capter le courant de sortie du circuit complet, l'entrée du quadripôle de réaction est connectée en série avec la sortie de l'amplificateur et la charge:

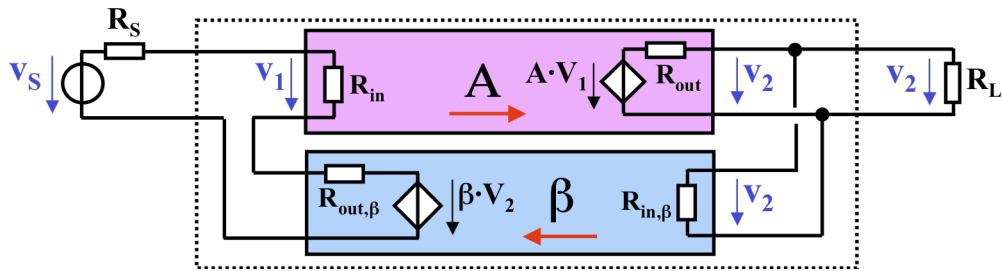


Pour, qu'indépendamment de la valeur de R_{out} , on puisse écrire l'équation: $i_2 = A \cdot x_1$, il faut satisfaire les conditions, dites de "réaction idéale": $R_L = 0$ et $R_{in, \beta} = 0$.

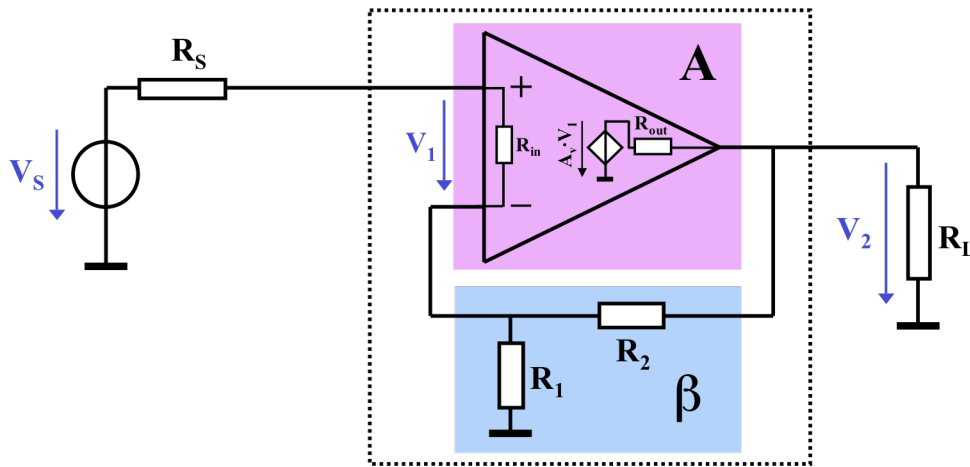
Dans un cas réel, il suffit que R_L et $R_{in, \beta}$ soient nettement inférieures à R_{out} . Si cette condition n'est pas remplie, on intègre R_L et $R_{in, \beta}$ au quadripôle A en série dans sa sortie, pour revenir au cas idéal.

3.2 Réaction négative du type série - parallèle

Le schéma de principe, avec connexion série en entrée et parallèle en sortie, est le suivant:

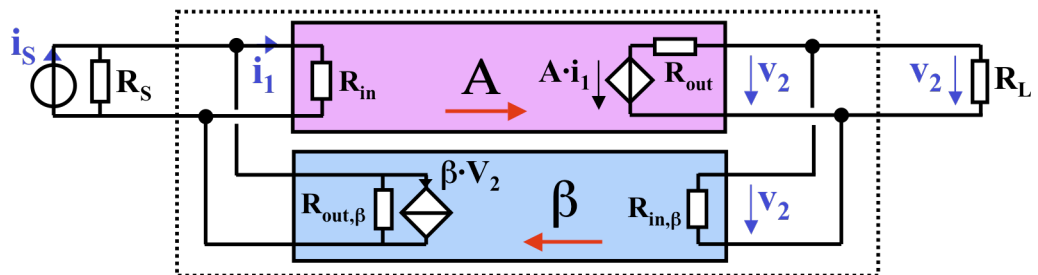


Un exemple pratique est le montage non-inverseur à ampli opérationnel classique:

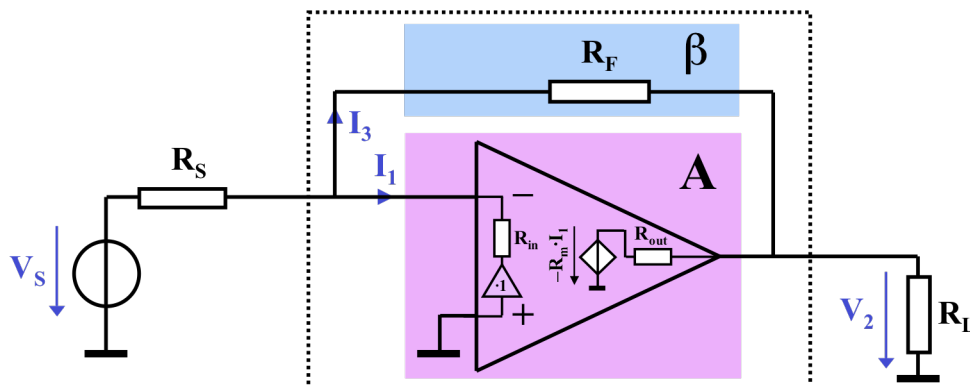


3.3 Réaction négative du type parallèle - parallèle

Le schéma de principe, avec connexion parallèle en entrée et parallèle en sortie, est le suivant:

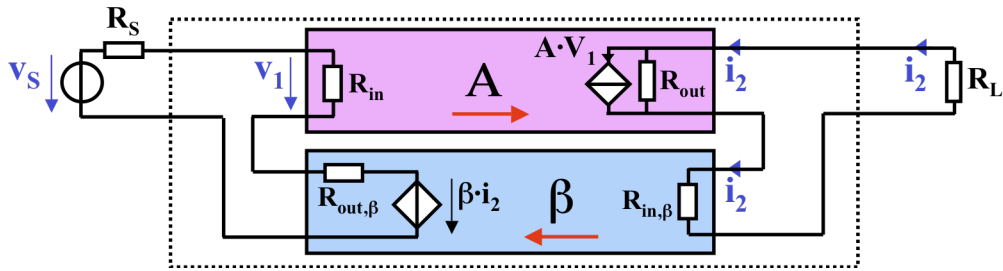


Un exemple pratique est le montage inverseur à ampli opérationnel du type "Current Feedback":

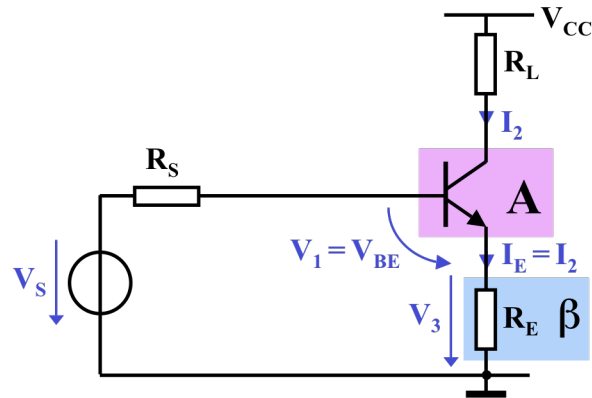


5.3.4 Réaction négative du type série - série

Le schéma de principe, avec connexion série en entrée et série en sortie, est le suivant:

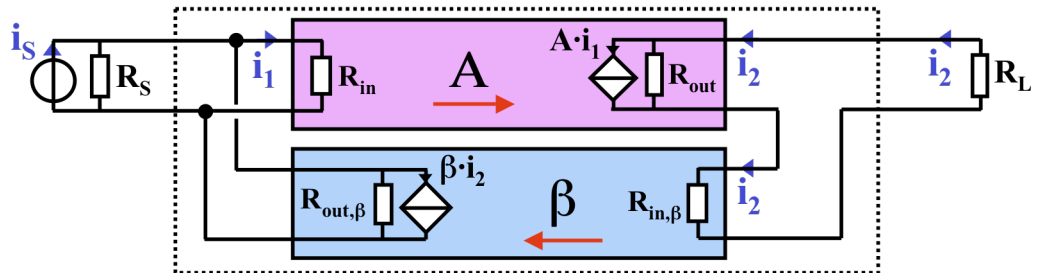


Un exemple pratique est une source de courant à transistor:

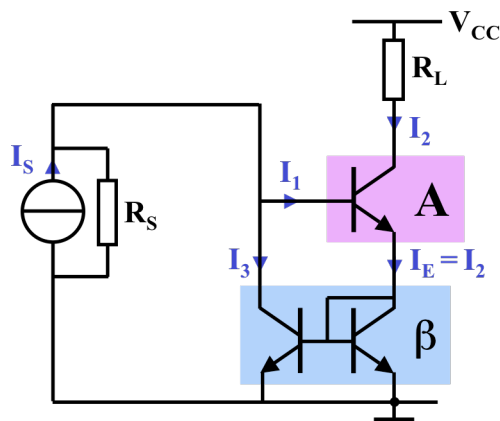


3.5 Réaction négative du type parallèle - série

Le schéma de principe, avec connexion parallèle en entrée et série en sortie, est le suivant:



Un exemple pratique est le miroir de courant de type "Wilson":



Dans cet exemple, le bloc β est actif, c'est un miroir de courant de rapport 1.

4 LA REACTION NEGATIVE IDEALE

ETUDE ELEMENTAIRE DES CARACTERISTIQUES DE "GAIN" ET D'IMPEDANCE AUX ACCES DES QUATRE CONFIGURATIONS DE REACTION NEGATIVE

4.1 Préliminaires

L'étude élémentaire des propriétés des quatre montages fondamentaux de la réaction négative repose sur certaines hypothèses qui simplifient considérablement le traitement mathématique du problème. Ces hypothèses permettent de définir ce que l'on appellera la "réaction négative idéale". Ces hypothèses sont:

1. Le signal d'entrée est transmis vers la sortie uniquement au travers de l'ampli A.
2. Le signal de réaction est ramené de la sortie vers l'entrée uniquement au travers du circuit de réaction β .
3. Le circuit de réaction β ne charge pas l'ampli A et ne modifie pas ses performances. En particulier, le gain de l'ampli A n'est pas affecté par la valeur des impédances d'entrée et de sortie du circuit β .
4. La charge extérieure R_L ne modifie pas les performances de l'ampli A.
5. La valeur du facteur de transmission β du circuit de réaction n'est pas affectée par la valeur de la résistance de source R_S .
6. La valeur du facteur de transmission β du circuit de réaction n'est pas affectée par la valeur de la résistance de charge R_L .

Comme démontré en 5.3.1, les hypothèses 3, 4, 5 et 6 imposent les conditions suivantes:

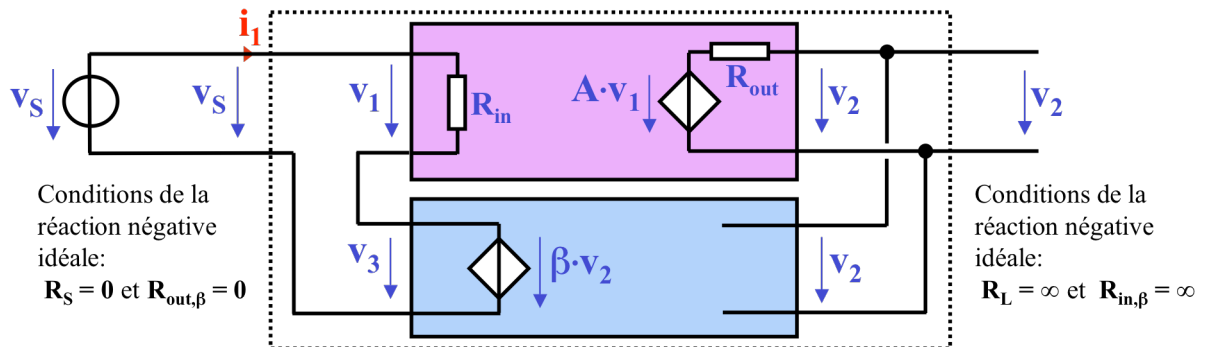
- pour une sortie à connexion série, en théorie il faut que $R_L = 0$ et $R_{in,\beta} = 0$
en pratique il suffit que $R_L + R_{in,\beta} \ll R_{out}$
- pour une sortie à connexion parallèle: en théorie il faut que $R_L = \infty$ et $R_{in,\beta} = \infty$
en pratique il suffit que R_L et $R_{in,\beta} \gg R_{out}$
- pour une entrée à connexion série: en théorie il faut que $R_S = 0$ et $R_{out,\beta} = 0$
en pratique il suffit que $R_S + R_{in,\beta} \ll R_{in}$
- pour une entrée à connexion parallèle: en théorie il faut que $R_S = \infty$ et $R_{out,\beta} = \infty$
en pratique il suffit que $R_S = 0$ et $R_{out,\beta} \gg R_{in}$

Les hypothèses 1 et 2 reviennent à admettre que les quadripôles A et β ont un fonctionnement unilatéral. Pour l'amplificateur A, cette condition est généralement satisfaite. Le réseau de réaction β , par contre, est généralement passif, souvent constitué uniquement de résistances, dont le fonctionnement est bilatéral lorsqu'il est considéré seul. Connecté à une boucle de réaction, il est toutefois admissible, dans la plupart des cas, de considérer le fonctionnement du quadripôle β comme unilatéral, car l'apport de ce dernier dans le sens source \rightarrow charge est négligeable, puisque l'atténuation de ce réseau passif est à comparer au "gain" élevé de l'ampli A.

La différence éventuelle entre les résultats obtenus en appliquant la théorie simplifiée de la réaction négative idéale, et ceux résultant de l'application d'une théorie plus complète de la réaction négative réelle, tient essentiellement aux hypothèses 3, 4, 5 et 6.

4.2 La réaction série-parallèle ou l'ampli de tension

Le schéma, avec les hypothèses de la réaction idéale, est le suivant:



Les paramètres A et β sont tous les deux des rapports de tension, donc sans dimension.

Le gain en boucle fermée est donné par la formule générale établie précédemment:

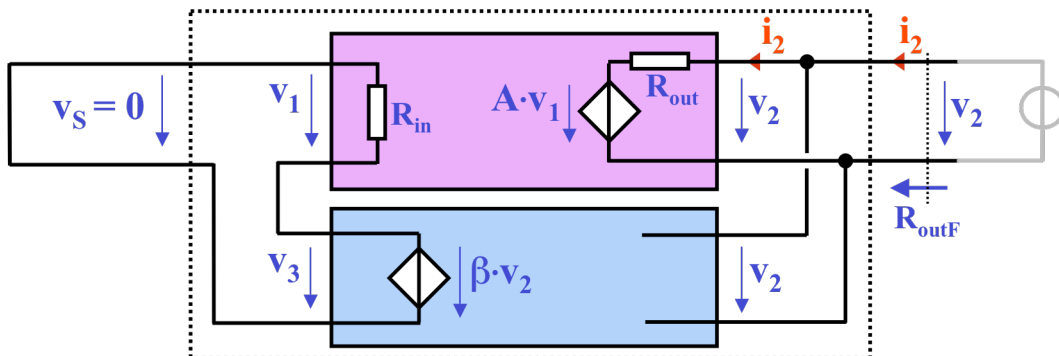
$$A_F = \frac{v_2}{v_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

La résistance d'entrée en boucle fermée R_{inF} est donnée par:

$$R_{inF} = \frac{v_S}{i_1} = \frac{v_1 + v_3}{i_1} = \frac{v_1 + \beta \cdot v_2}{i_1} = \frac{v_1 + \beta \cdot A \cdot v_1}{i_1} = \frac{R_{in} \cdot i_1 \cdot (1 + A \cdot \beta)}{i_1} = R_{in} \cdot (1 + A \cdot \beta)$$

D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion d'entrée série, l'impédance d'entrée est multipliée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

La résistance de sortie est déterminée en appliquant une source de tension aux bornes de sortie, et en calculant le rapport v_2/i_2 avec v_S nulle:



La résistance de sortie en boucle fermée R_{outF} est donnée par:

$$R_{outF} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{(v_2 - A \cdot v_1)/R_{out}} = \frac{v_2}{(v_2 + A \cdot v_3)/R_{out}} = \frac{v_2}{(v_2 + A \cdot \beta \cdot v_2)/R_{out}} = \frac{R_{out}}{1 + A \cdot \beta}$$

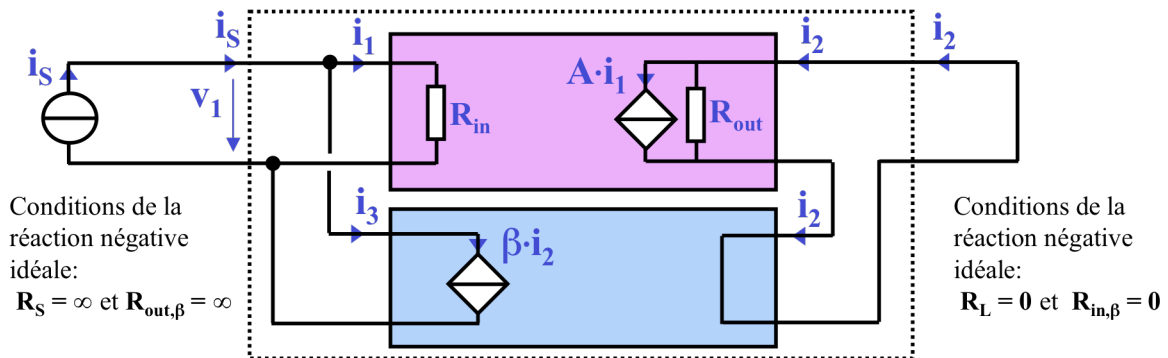
D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion parallèle en sortie, l'impédance de sortie est divisée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

Conclusion:

Un amplificateur en réaction série-parallèle est transformé en un ampli de tension, soit une source de tension commandée en tension, d'autant plus proche de l'idéal ($A_{vF} = 1/\beta$, $R_{inF} = \infty$, $R_{outF} = 0$), que le taux de réaction est élevé.

4.3 La réaction parallèle-série ou l'ampli de courant

Le schéma, avec les hypothèses de la réaction idéale, est le suivant:



Les paramètres A et β sont tous les deux des rapports de courant, donc sans dimension.

Le gain en boucle fermée est donné par la formule générale établie précédemment:

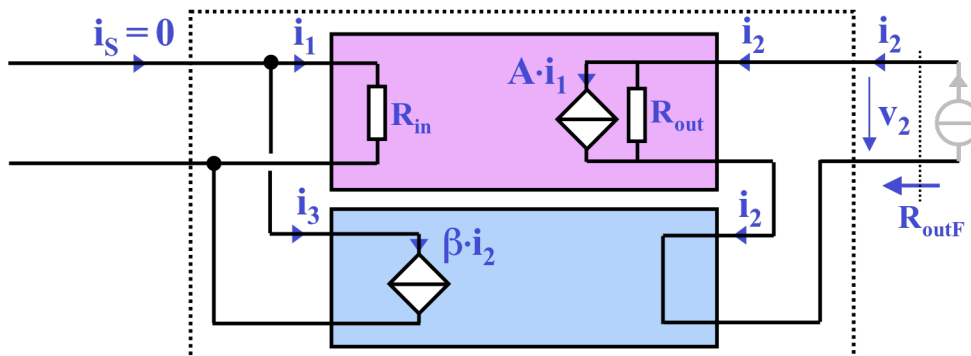
$$A_F = \frac{i_2}{i_s} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

La résistance d'entrée en boucle fermée R_{inF} est donnée par:

$$R_{inF} = \frac{v_1}{i_s} = \frac{v_1}{i_1 + i_3} = \frac{R_{in} \cdot i_1}{i_1 + \beta \cdot i_2} = \frac{R_{in} \cdot i_1}{i_1 + \beta \cdot A \cdot i_1} = \frac{R_{in}}{1 + A \cdot \beta}$$

D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion d'entrée parallèle, l'impédance d'entrée est divisée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

La résistance de sortie est déterminée en ouvrant la sortie pour y appliquer une source de courant auxiliaire aux bornes, et en calculant le rapport v_2/i_2 avec i_s nulle:



La résistance de sortie en boucle fermée R_{outF} est donnée par:

$$R_{outF} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 - A \cdot i_1)}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 + A \cdot i_3)}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 + A \cdot \beta \cdot i_2)}{i_2} = R_{out} \cdot (1 + A \cdot \beta)$$

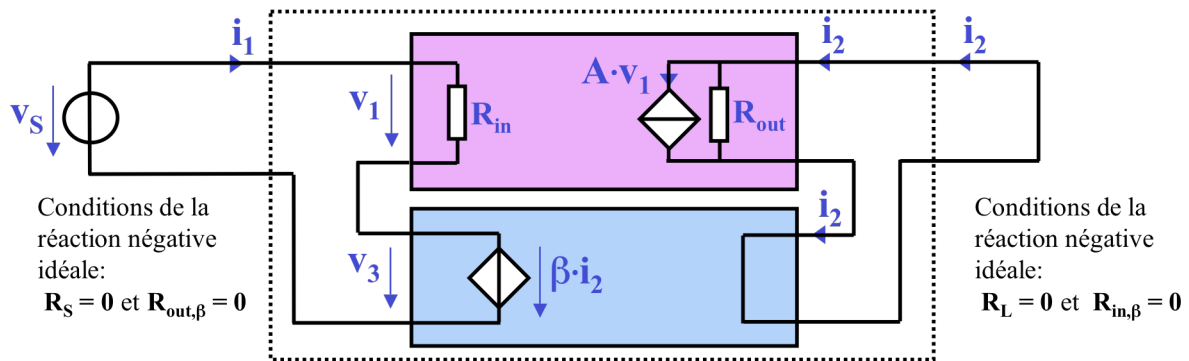
D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion série en sortie, l'impédance de sortie est multipliée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

Conclusion:

Un amplificateur en réaction parallèle-série est transformé en un ampli de courant, soit une source de courant commandée en courant, d'autant plus proche de l'idéal ($A_{iF} = 1/\beta$, $R_{inF} = 0$, $R_{outF} = \infty$), que le taux de réaction est élevé.

4.4 La réaction série-série ou l'ampli à transconductance

Le schéma, avec les hypothèses de la réaction idéale, est le suivant:



Le paramètre A a une dimension de conductance et β de résistance.

Le gain en boucle fermée est donné par la formule générale établie précédemment:

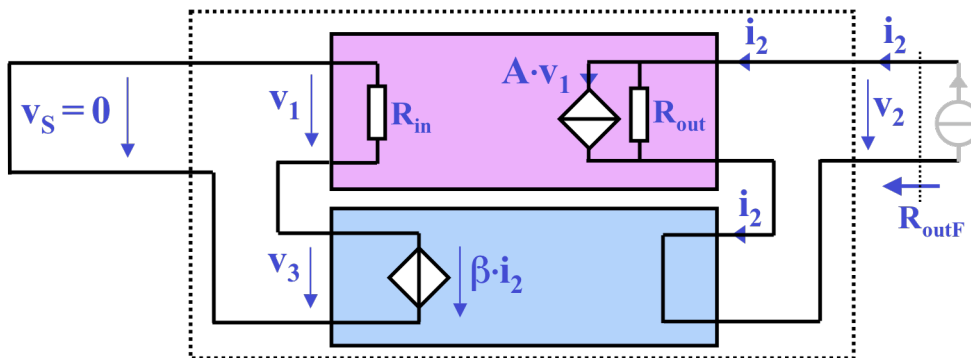
$$A_F = \frac{i_2}{v_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

La résistance d'entrée en boucle fermée R_{inF} est donnée par:

$$R_{inF} = \frac{v_S}{i_1} = \frac{v_1 + v_3}{i_1} = \frac{v_1 + \beta \cdot i_2}{i_1} = \frac{v_1 + \beta \cdot A \cdot v_1}{i_1} = \frac{R_{in} \cdot i_1 \cdot (1 + A \cdot \beta)}{i_1} = R_{in} \cdot (1 + A \cdot \beta)$$

D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion d'entrée série, l'impédance d'entrée est multipliée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

La résistance de sortie est déterminée en ouvrant la sortie pour y appliquer une source de courant auxiliaire aux bornes, et en calculant le rapport v_2/i_2 avec v_S nulle:



La résistance de sortie en boucle fermée R_{outF} est donnée par:

$$R_{outF} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 - A \cdot v_1)}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 + A \cdot v_3)}{i_2} = \frac{R_{out} \cdot (i_2 + A \cdot \beta \cdot i_2)}{i_2} = R_{out} \cdot (1 + A \cdot \beta)$$

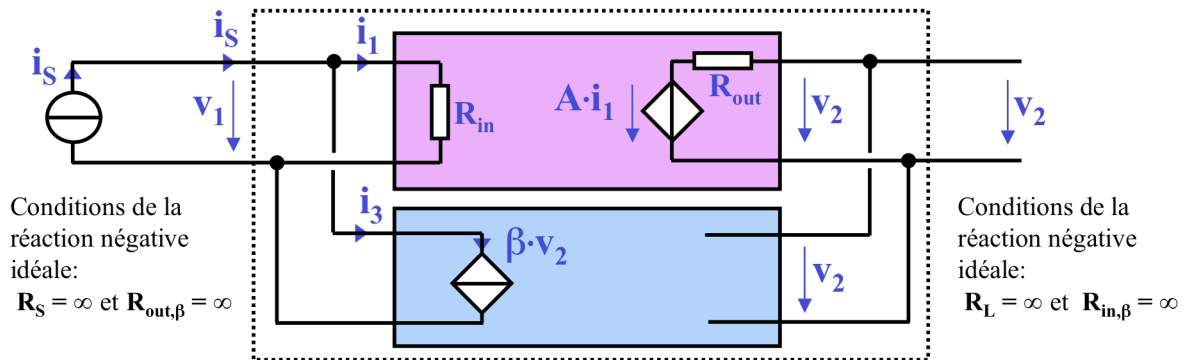
D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion série en sortie, l'impédance de sortie est multipliée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

Conclusion:

Un amplificateur en réaction série-série est transformé en un ampli à transconductance, soit une source de courant commandée en tension, d'autant plus proche de l'idéal ($G_{mF} = 1/\beta$, $R_{inF} = \infty$, $R_{outF} = \infty$), que le taux de réaction est élevé.

4.5 La réaction parallèle-parallèle ou l'ampli à transrésistance

Le schéma, avec les hypothèses de la réaction idéale, est le suivant:



Le paramètre A a une dimension de résistance et β de conductance.

Le gain en boucle fermée est donné par la formule générale établie précédemment:

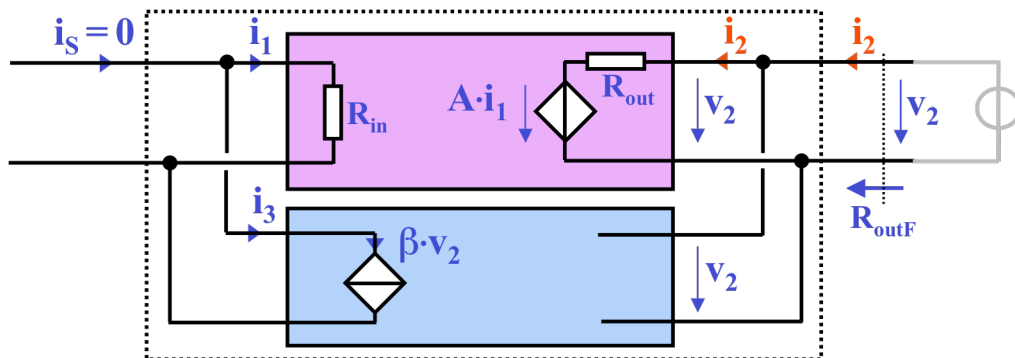
$$A_F = \frac{v_2}{i_s} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

La résistance d'entrée en boucle fermée R_{inF} est donnée par:

$$R_{inF} = \frac{v_1}{i_s} = \frac{v_1}{i_1 + i_3} = \frac{R_{in} \cdot i_1}{i_1 + \beta \cdot v_2} = \frac{R_{in} \cdot i_1}{i_1 + \beta \cdot A \cdot i_1} = \frac{R_{in}}{1 + A \cdot \beta}$$

D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion d'entrée parallèle, l'impédance d'entrée est divisée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

La résistance de sortie est déterminée en appliquant une source de tension aux bornes de sortie et en calculant le rapport v_2/i_2 avec v_s nulle:



La résistance de sortie en boucle fermée R_{outF} est donnée par:

$$R_{outF} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{(v_2 - A \cdot i_1)/R_{out}} = \frac{v_2}{(v_2 + A \cdot i_3)/R_{out}} = \frac{v_2}{(v_2 + A \cdot \beta \cdot v_2)/R_{out}} = \frac{R_{out}}{1 + A \cdot \beta}$$

D'une façon plus générale, dans un circuit à réaction négative avec connexion parallèle en sortie, l'impédance de sortie est divisée par le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$.

Conclusion:

Un amplificateur en réaction parallèle-parallèle est transformé en un ampli à transrésistance, soit une source de tension commandée en courant, d'autant plus proche de l'idéal ($R_{mF} = 1/\beta$, $R_{inF} = 0$, $R_{outF} = 0$), que le taux de réaction est élevé.

4.6 Résumé

L'étude simplifiée des quatre montages fondamentaux de réaction négative permet de tirer les conclusions qualitatives suivantes:

- La réaction négative permet de transformer un amplificateur imparfait en un ampli proche de l'ampli idéal.
- Le facteur important est le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$. C'est par ce facteur que le "gain" de l'ampli original est divisé, mais c'est également par ce facteur que sont modifiées les impédances d'entrée et de sortie de l'ampli.
- Tant pour l'entrée que pour la sortie, on remarque qu'une connexion parallèle du circuit de réaction a pour effet de réduire l'impédance, tandis qu'une connexion série a pour effet de l'augmenter:

connexion parallèle: impédance divisée par $(1 + A \cdot \beta)$

connexion série: impédance multipliée par $(1 + A \cdot \beta)$

5. LA REACTION NEGATIVE NON-IDEALE ou REELLE

5.1 Introduction

Dans les circuits réels, souvent l'une ou plusieurs des hypothèses simplificatrices 3, 4, 5 et 6 de la réaction idéale ne sont pas satisfaites. En particulier:

- la résistance de la source indépendante d'entrée et la résistance de sortie du bloc de réaction influencent l'entrée de l'amplificateur,
- la charge extérieure et la résistance d'entrée du bloc de réaction influencent la sortie de l'amplificateur.

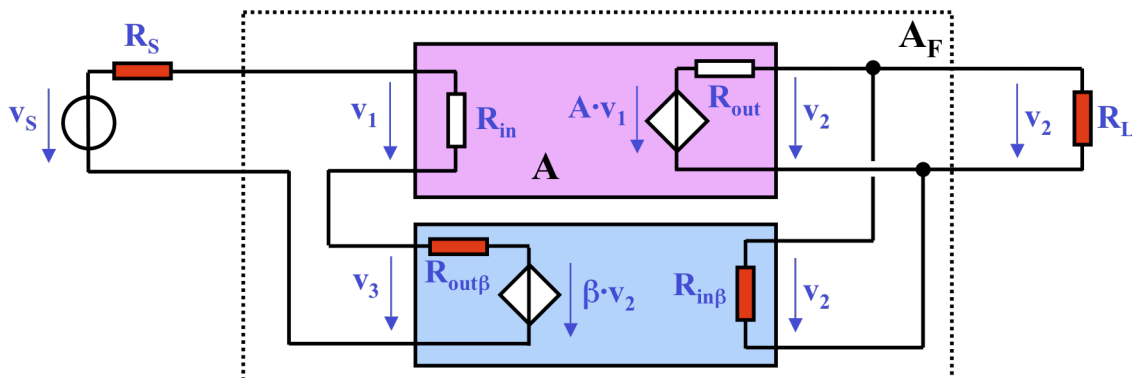
Si des éléments modifient le "gain" en boucle ouverte A , le taux de réaction $(1 + A \cdot \beta)$ s'en trouve affecté, ce qui a un effet sur les performances de l'ampli en boucle fermée.

Par contre, les hypothèses d'unilatéralité des blocs A et β peuvent être considérées comme vérifiées pour les raisons déjà évoquées au point 5.4.1.

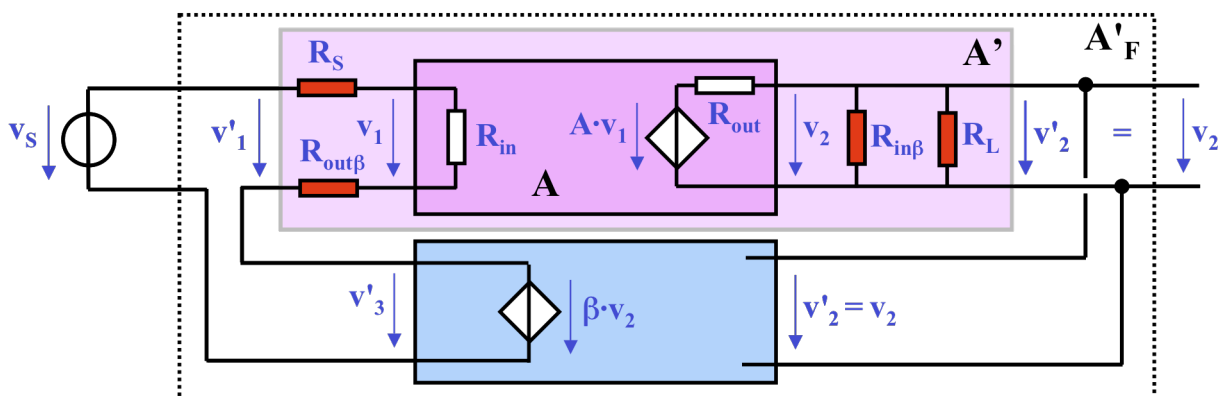
Pour pouvoir conserver les résultats obtenus lors de l'étude de la réaction négative idéale, la méthode consiste à transformer le bloc A en un bloc virtuel A' , en y incluant les éléments non-idéaux R_s , R_L , $R_{in\beta}$ et $R_{out\beta}$. Ce bloc virtuel A' se trouve alors dans les conditions de la réaction idéale.

5.2 La réaction série-parallèle ou l'ampli de tension

Le schéma, avec les éléments parasites de la réaction non-idéale, est le suivant:



Ce schéma est identique à celui ci-dessous, où les éléments parasites sont associés au quadripôle A , pour faire apparaître A' .



Les paramètres du quadripôle A' seul, en boucle ouverte, sont:

$$R'_{in} = R_{in} + R_S + R_{out\beta}$$

$$R'_{out} = \left(\frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{in\beta}} \right)^{-1}$$

$$A' = \frac{v'_2}{v'_1} = \frac{R_{in}}{R'_{in}} \cdot A \cdot \frac{\frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_L + R_{in\beta}}}{R_{out} + \frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_L + R_{in\beta}}} = \frac{R_{in}}{R'_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_{out} \cdot R_L + R_{out} \cdot R_{in\beta} + R_L \cdot R_{in\beta}}$$

Le quadripôle A' est en réaction négative idéale, d'où:

$$A'_F = \frac{v_2}{v_S} = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta}$$

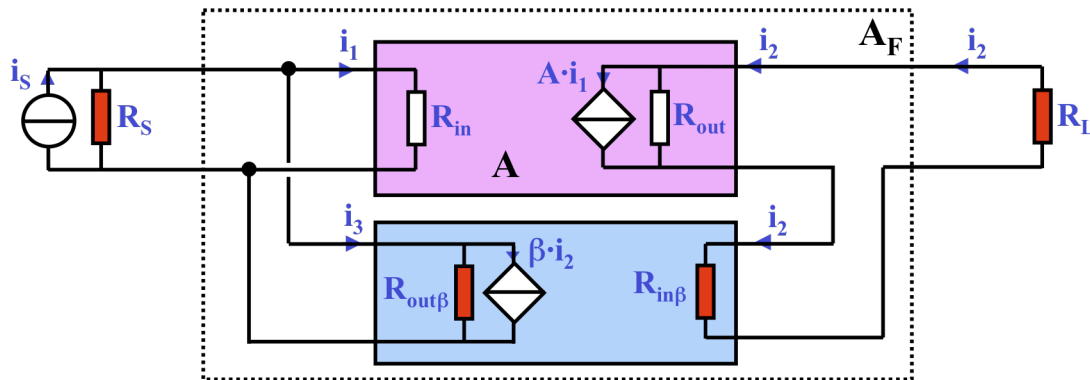
$$R'_{inF} = R'_{in} \cdot (1 + A' \cdot \beta) \quad \text{et} \quad R'_{outF} = \frac{R'_{out}}{1 + A' \cdot \beta}$$

Finalement, en extrayant R_S de R'_{inF} , et R_L de R'_{outF} (voir la justification en 5.5.6):

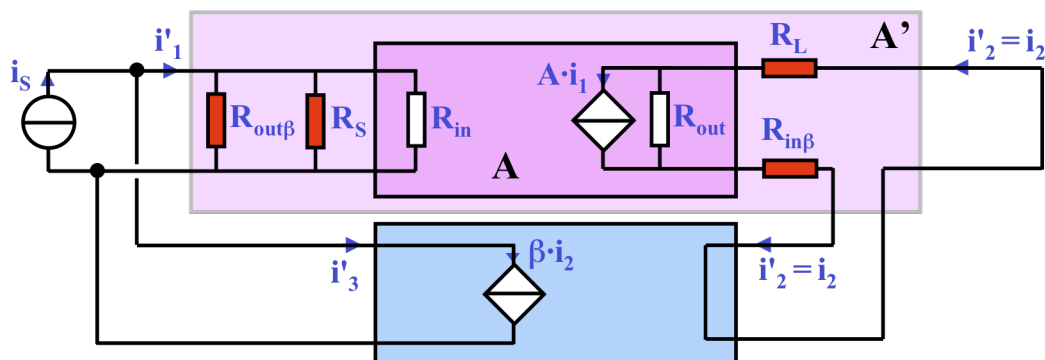
$$R_{inF} = R'_{inF} - R_S \quad \text{et} \quad R_{outF} = \left(\frac{1}{R'_{outF}} - \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

5.3 La réaction parallèle-série ou l'ampli de courant

Le schéma, avec les éléments parasites de la réaction non-idéale, est le suivant:



Ce schéma est identique à celui ci-dessous, où les éléments parasites sont associés au quadripôle A, pour faire apparaître A'.



Les paramètres du quadripôle A' seul, en boucle ouverte, sont:

$$R'_{in} = \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{out\beta}} \right)^{-1}$$

$$R'_{out} = R_{out} + R_L + R_{in\beta}$$

$$A' = \frac{i'_2}{i'_1} = \frac{R'_{in}}{R_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_{out} \cdot (R_L + R_{in\beta})}{R_{out} + R_L + R_{in\beta}} = \frac{R'_{in}}{R_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_{out}}{R_{out} + R_L + R_{in\beta}}$$

Le quadripôle modifié A' est en réaction négative idéale, d'où:

$$A'_F = \frac{i_2}{i_S} = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta}$$

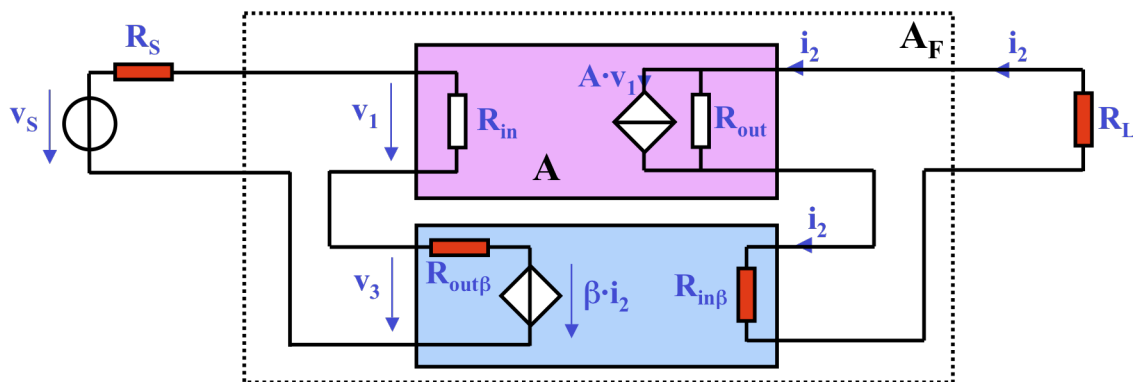
$$R'_{inF} = \frac{R'_{in}}{1 + A' \cdot \beta} \quad \text{et} \quad R'_{outF} = R'_{out} \cdot (1 + A' \cdot \beta)$$

Finalement, en extrayant R_S de R'_{inF} , et R_L de R'_{outF} (voir la justification en 5.5.6):

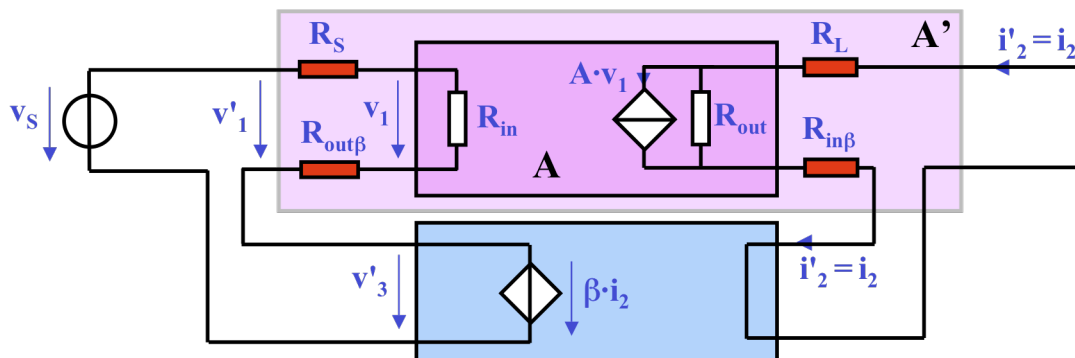
$$R_{inF} = \left(\frac{1}{R'_{inF}} - \frac{1}{R_S} \right)^{-1} \quad \text{et} \quad R_{outF} = R'_{outF} - R_L$$

5.4 La réaction série-série ou l'ampli à transconductance

Le schéma, avec les éléments parasites de la réaction non-idéale, est le suivant:



Ce schéma est identique à celui ci-dessous, où les éléments parasites sont associés au quadripôle A, pour faire apparaître A'.



Les paramètres du quadripôle A' seul, en boucle ouverte, sont:

$$R'_{in} = R_{in} + R_S + R_{out\beta}$$

$$R'_{out} = R_{out} + R_L + R_{in\beta}$$

$$A' = \frac{i'_2}{v'_1} = \frac{R_{in}}{R'_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_{out} \cdot (R_L + R_{in\beta})}{R_{out} + R_L + R_{in\beta}} = \frac{R_{in}}{R'_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_{out}}{R_{out} + R_L + R_{in\beta}}$$

Le quadripôle modifié A' est en réaction négative idéale d'où:

$$A'_F = \frac{i_2}{v_S} = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta}$$

$$R'_{inF} = R'_{in} \cdot (1 + A' \cdot \beta)$$

et

$$R'_{outF} = R'_{out} \cdot (1 + A' \cdot \beta)$$

Finalement, en extrayant R_S de R'_{inF} , et R_L de R'_{outF} (voir la justification en 5.5.6):

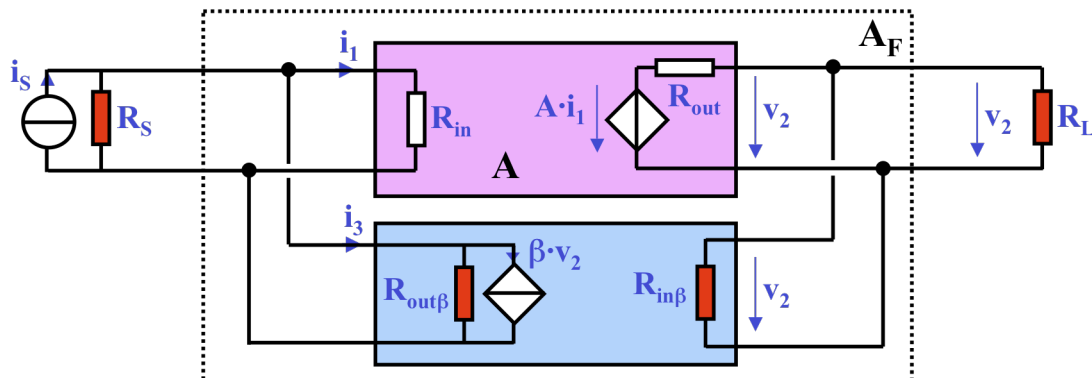
$$R_{inF} = R'_{inF} - R_S$$

et

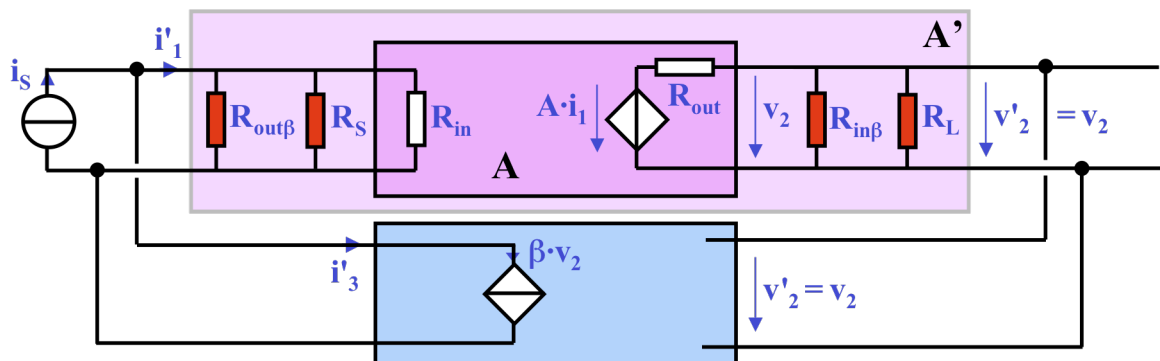
$$R_{outF} = R'_{outF} - R_L$$

5.5 La réaction parallèle-parallèle ou l'ampli à transrésistance

Le schéma, avec les éléments parasites de la réaction non-idéale, est le suivant:



Ce schéma est identique à celui ci-dessous, où les éléments parasites sont associés au quadripôle A, pour faire apparaître A'.



Les paramètres du quadripôle A' seul, en boucle ouverte, sont:

$$R'_{in} = \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{out\beta}} \right)^{-1}$$

et

$$R'_{out} = \left(\frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{in\beta}} \right)^{-1}$$

$$A' = \frac{v_2'}{i_1'} = \frac{R'_{in}}{R_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_{out} + \frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_L + R_{in\beta}}} = \frac{R'_{in}}{R_{in}} \cdot A \cdot \frac{R_L \cdot R_{in\beta}}{R_{out} \cdot R_L + R_{out} \cdot R_{in\beta} + R_L \cdot R_{in\beta}}$$

Le quadripôle modifié A' est en réaction négative idéale d'où:

$$A'_F = \frac{v_2}{i_S} = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta}$$

$$R'_{inF} = \frac{R'_{in}}{1 + A' \cdot \beta} \quad \text{et} \quad R'_{outF} = \frac{R'_{out}}{1 + A' \cdot \beta}$$

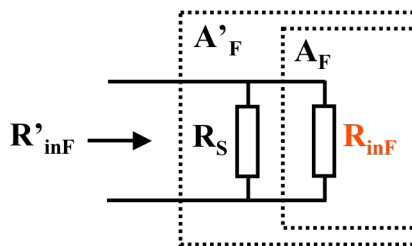
Finalement, en extrayant R_S de R'_{inF} , et R_L de R'_{outF} (voir la justification en 5.5.6):

$$R_{inF} = \left(\frac{1}{R'_{inF}} - \frac{1}{R_S} \right)^{-1} \quad \text{et} \quad R_{outF} = \left(\frac{1}{R'_{outF}} - \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

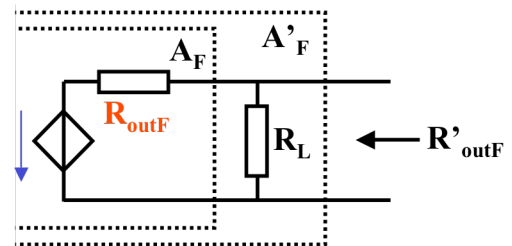
5.6 Extraction de R_S et R_L du quadripôle A'_F

La résistance interne de la source du signal à amplifier, ainsi que la charge extérieure ne font pas partie de l'amplificateur réel en boucle fermée, il faut donc les extraire des résistances d'entrée R'_{inF} et R'_{outF} pour trouver les véritables résistances R_{inF} et R_{outF} aux bornes réelles d'entrée et de sortie.

Pour une connexion parallèle à un accès, entrée ou sortie, les schémas respectifs sont les suivants:

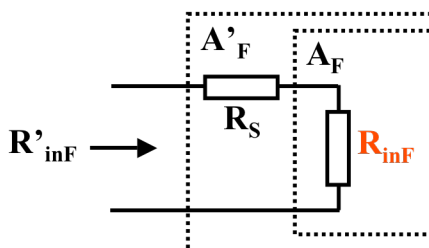


$$R_{inF} = \left(\frac{1}{R'_{inF}} - \frac{1}{R_S} \right)^{-1}$$

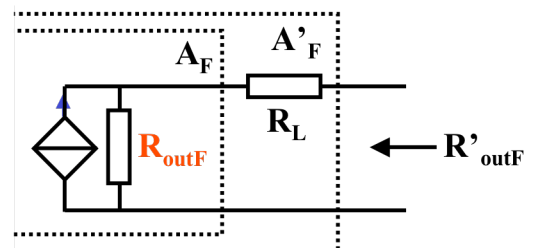


$$R_{outF} = \left(\frac{1}{R'_{outF}} - \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

Pour une connexion série à un accès, entrée ou sortie, les schémas respectifs sont les suivants:



$$R_{inF} = R'_{inF} - R_S$$



$$R_{outF} = R'_{outF} - R_L$$

5.7 Détermination directe des impédances d'entrée et de sortie du quadripôle modifié A' en boucle ouverte

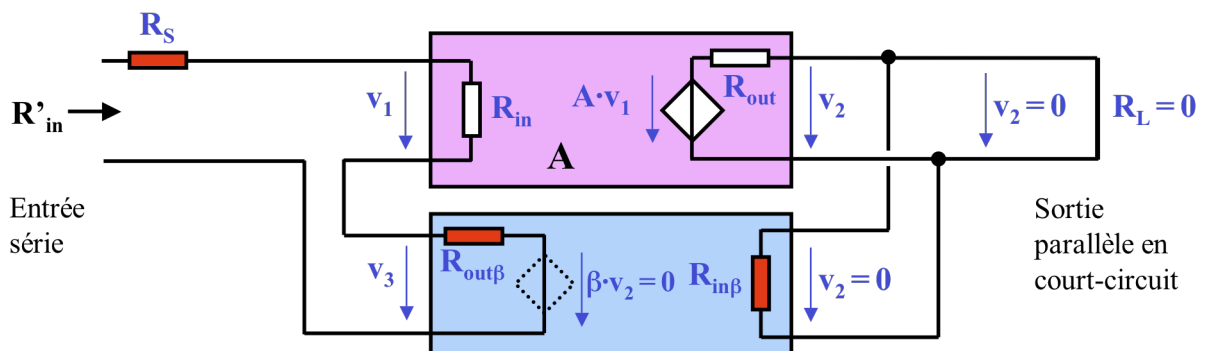
Sur le schéma détaillé de l'amplificateur, suivant la réalisation pratique de la réaction, il n'est pas toujours aisé de distinguer $R_{in\beta}$ et $R_{out\beta}$, et de déterminer leur influence sur les paramètres du quadripôle A'.

Détermination directe de R'_{in} .

En observant les schémas de principe en 5.5.2 à 5.5.5, on voit que R'_{in} correspond à la résistance vue par la source indépendante à l'entrée, à condition d'annuler la source commandée de réaction $\beta \cdot x_2$, donc d'annuler x_2 .

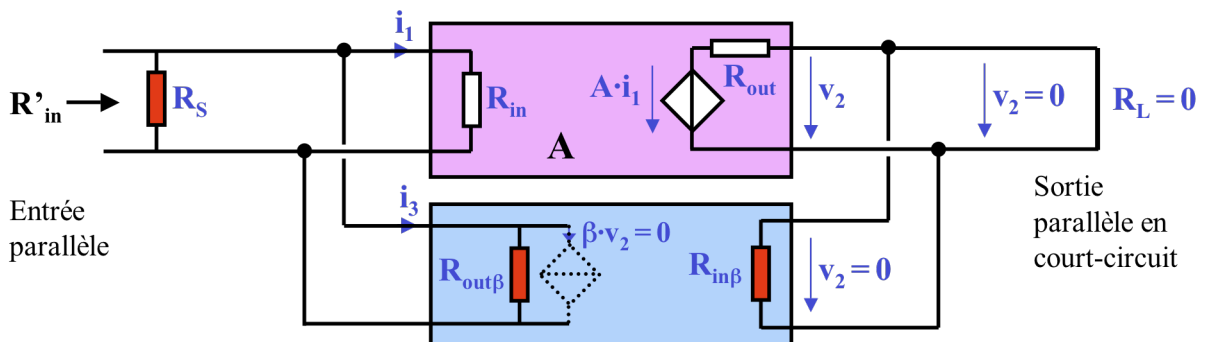
Si la sortie présente une connexion de type parallèle (mesure de la tension de sortie), v_2 est annulée en court-circuitant les bornes de sortie.

Pour une réaction série-parallèle, donc une entrée série en tension, le schéma est le suivant:



On a bien: $R'_{in} = R_{in} + R_S + R_{out\beta}$

Pour une réaction parallèle-parallèle, donc une entrée parallèle en courant, le schéma est le suivant:

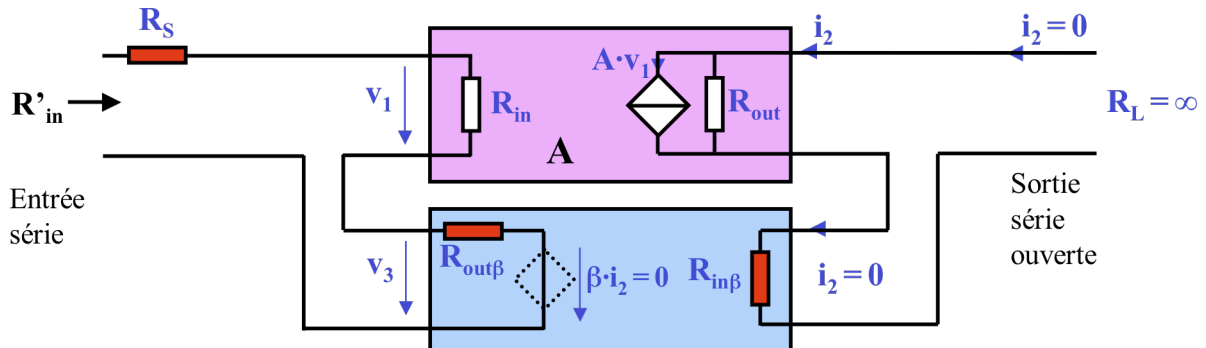


On a bien: $R'_{in} = \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{out\beta}} \right)^{-1}$

Si la sortie présente une connexion de type série (mesure du courant de sortie), i_2 est annulé en ouvrant le circuit de sortie.

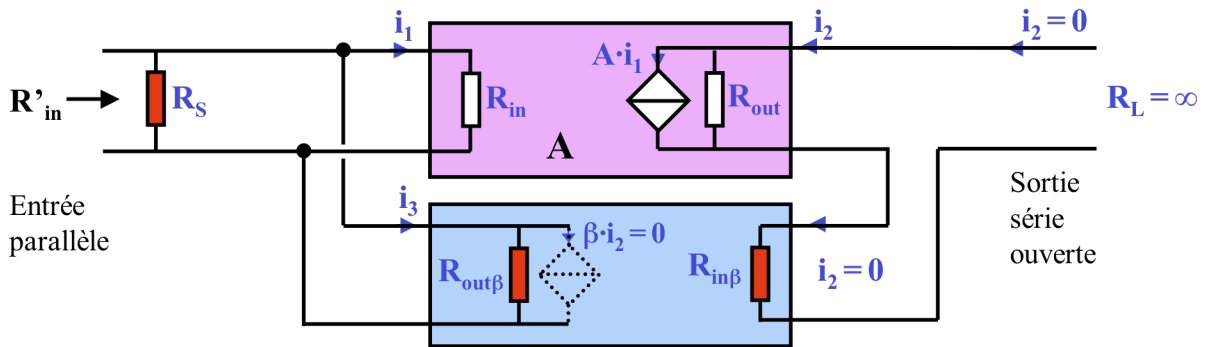
On peut alors déterminer directement R'_{in} en regardant la résistance vue par la source à l'entrée.

Pour une réaction série-série, donc une entrée série en tension, le schéma est le suivant:



On a bien: $R'_{in} = R_{in} + R_S + R_{out\beta}$

Pour une réaction parallèle-série, donc une entrée parallèle en courant, le schéma est le suivant:



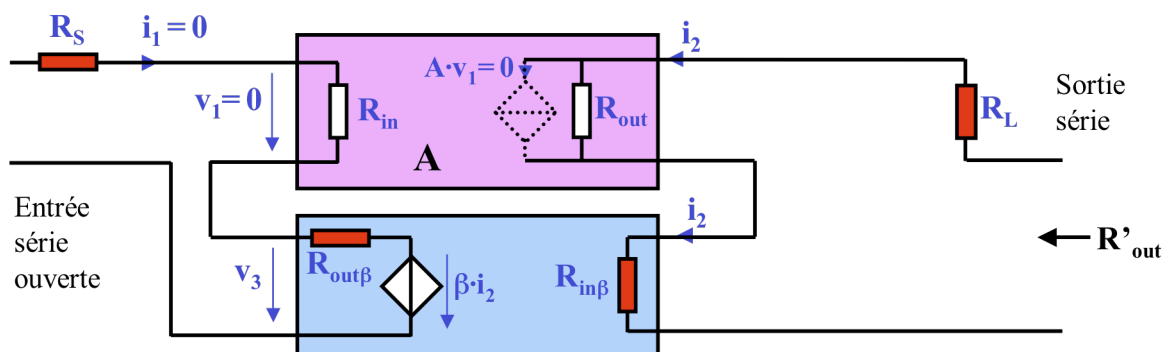
On a bien: $R'_{in} = \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{out\beta}} \right)^{-1}$

Détermination directe de R'_{out} .

En observant les schémas de principe en 5.5.2 à 5.5.5, on voit que R'_{out} correspond directement à la résistance vue entre les bornes d'une sortie parallèle, ou à la résistance série totale dans la boucle d'une sortie série, y compris R_L , ceci à condition d'annuler la source commandée d'amplification $A \cdot x_1$, donc d'annuler x_1 .

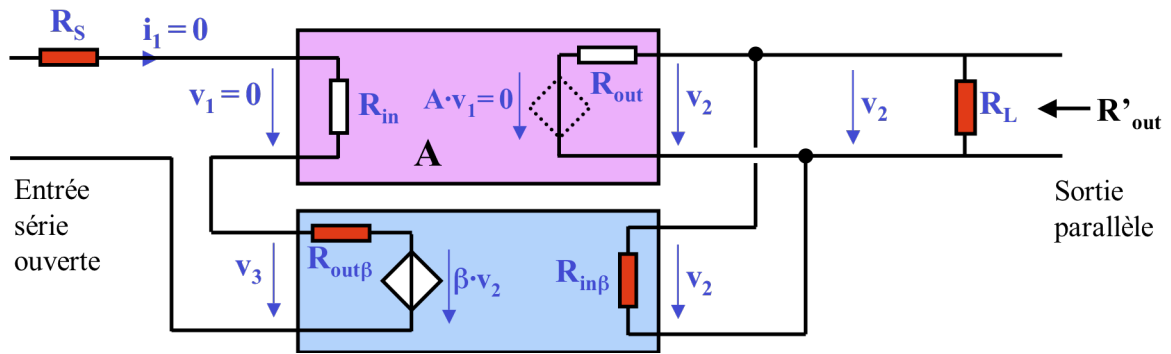
Si l'entrée présente une connexion de type série (entrée en tension), en ouvrant la boucle d'entrée, on annule i_1 , donc aussi $v_1 = R_{in} \cdot i_1$.

Pour une réaction série-série, donc une sortie série en courant, le schéma est le suivant:



On a bien: $R'_{out} = R_{out} + R_L + R_{in\beta}$

Pour une réaction série-parallèle, donc une sortie parallèle en tension, le schéma est le suivant:

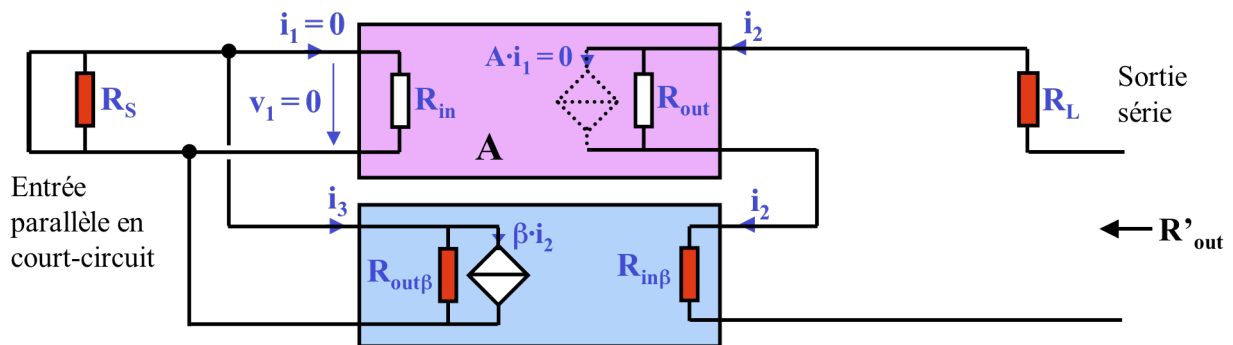


On a bien:
$$R'_{out} = \left(\frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{in\beta}} \right)^{-1}$$

Si l'entrée présente une connexion de type parallèle (entrée en courant), en court-circuitant les bornes de la source d'entrée, on annule v_1 , donc aussi $i_1 = v_1/R_{in}$.

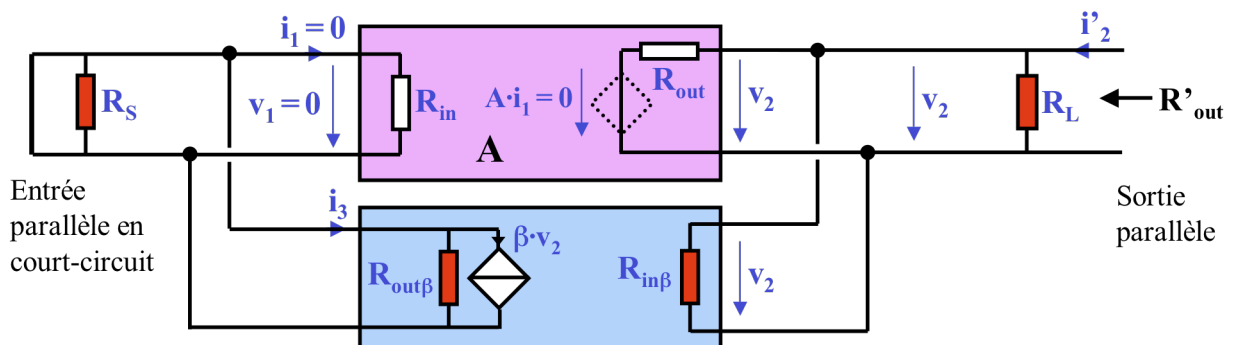
On peut alors déterminer directement R'_{out} en regardant la résistance entre les bornes d'une sortie parallèle, ou la résistance série dans la boucle d'une sortie série, y compris R_L .

Pour une réaction parallèle-série, donc une sortie série en courant, le schéma est le suivant:



On a bien:
$$R'_{out} = R_{out} + R_L + R_{in\beta}$$

Pour une réaction parallèle-parallèle, donc une sortie parallèle en tension, le schéma est le suivant:

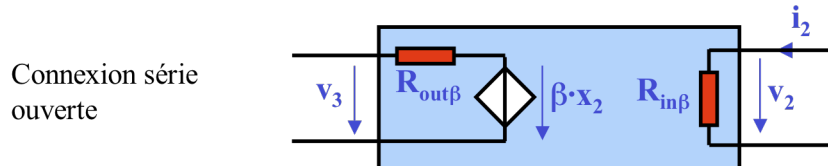


On a bien:
$$R'_{out} = \left(\frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{in\beta}} \right)^{-1}$$

5.5.8 Détermination du facteur de réaction β

Pour déterminer la valeur de la source de réaction $\beta \cdot x_2$, il suffit de court-circuiter les bornes de gauche du quadripôle β si la source commandée est de courant, ou de laisser ces bornes ouvertes si la source commandée est de tension.

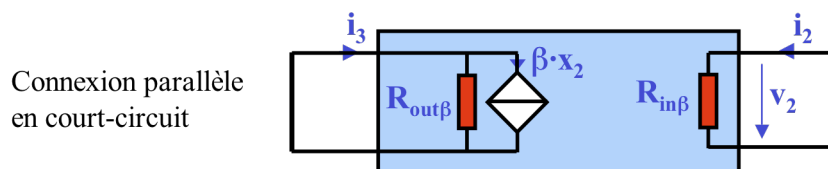
Avec une réaction série-série ou série-parallèle, le schéma est le suivant:



On alors:

$$v_3 = \beta \cdot x_2 \quad \Rightarrow \quad \beta = \frac{v_3}{x_2} \quad \text{avec: } x_2 = i_2 \quad \text{ou} \quad x_2 = v_2$$

Avec une réaction parallèle-série ou parallèle-parallèle, le schéma est le suivant:



On alors:

$$i_3 = \beta \cdot x_2 \quad \Rightarrow \quad \beta = \frac{i_3}{x_2} \quad \text{avec: } x_2 = i_2 \quad \text{ou} \quad x_2 = v_2$$

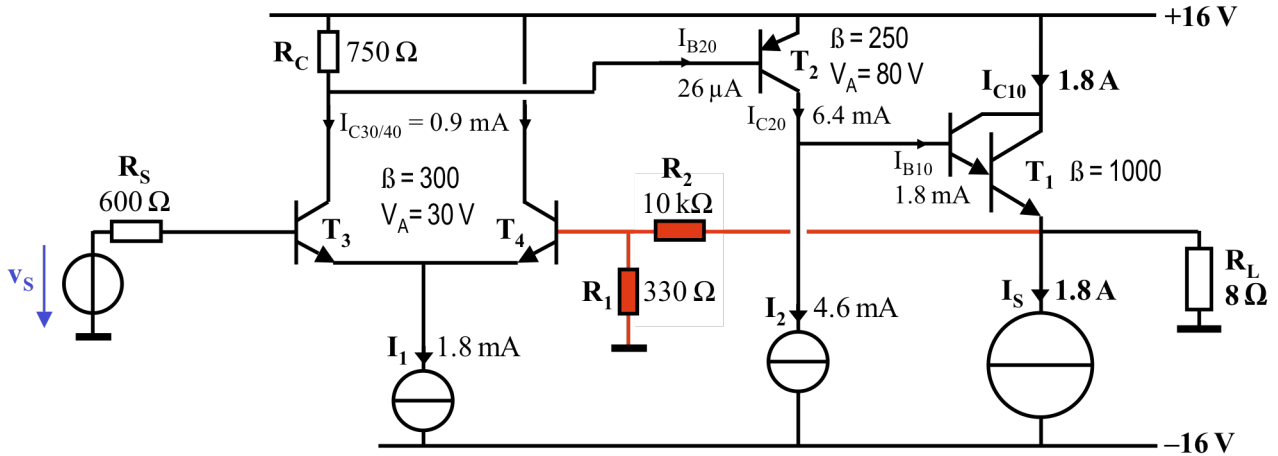
5.9 Résumé de la méthode d'analyse complète

1. Déterminer le type (ou la topologie) de réaction négative.
Définir les unités correspondantes de A et de β .
Représenter la source d'entrée par un équivalent Thévenin ou Norton, adapté au type de réaction.
2. Recherche des éléments parasites externes qui entourent le quadripôle actif A .
Dessin du quadripôle A' modifié.
3. Calcul des paramètres caractéristiques A' , R'_{in} et R'_{out} du quadripôle A' en boucle ouverte.
4. Calcul du paramètre β .
5. Calcul du taux de réaction $(1 + A' \cdot \beta)$ et des paramètres A'_F , R'_{inF} et R'_{outF} du quadripôle A'_F en boucle fermée.
6. Calcul des vraies valeurs de R_{inF} et R_{outF} du quadripôle A_F en boucle fermée, par extraction de R_S et de R_L .
7. Si nécessaire, transformation Thévenin-Norton de la source d'entrée.

6. EXEMPLES

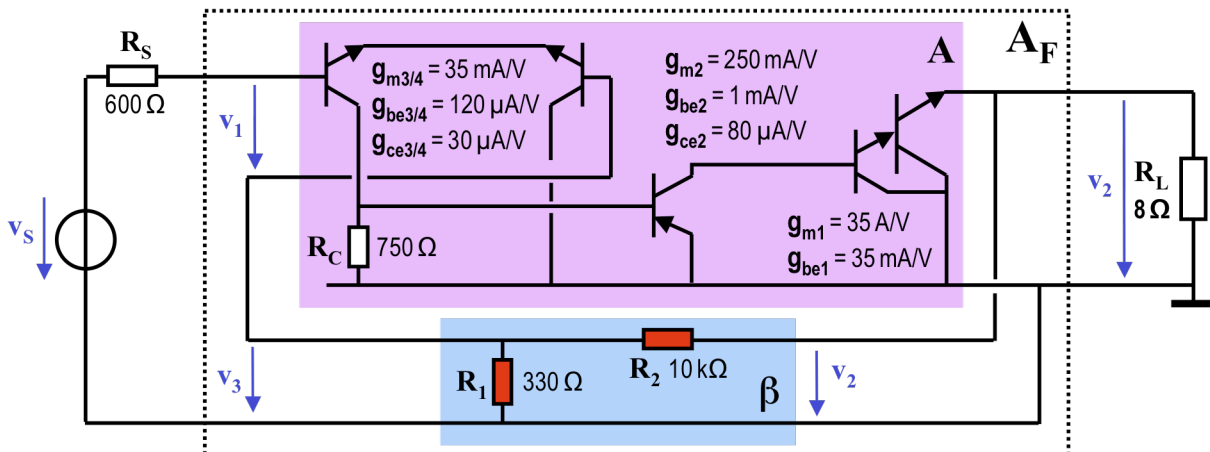
6.1 Amplificateur audio de puissance classe A

Soit le schéma simplifié de l'ampli classe A donné en exemple en 4.4.6:



La paire différentielle d'entrée reçoit, d'un côté la tension V_s (moins la chute sur R_s), de l'autre une fraction de la tension de sortie, à travers le diviseur de tension formé de R_1 et R_2 , dont elle amplifie la différence. On a donc une réaction série-parallèle, entrée en tension, sortie en tension.

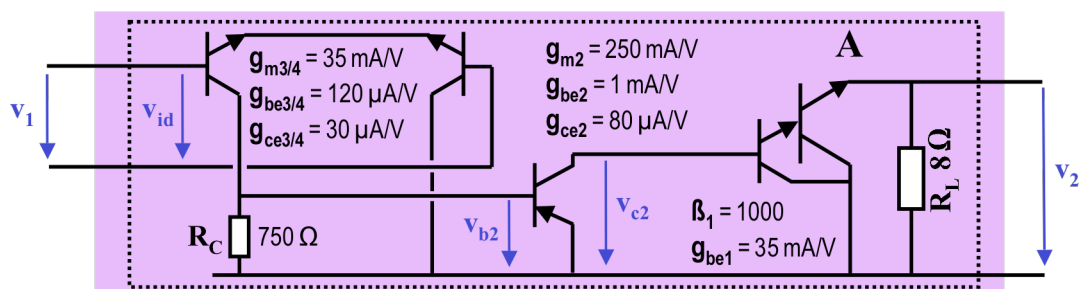
Le schéma "petits signaux", avec mise en évidence des quadripôles A et β , est le suivant:



A l'entrée, R_s et $R_{out\beta} = R_1 // R_2$ sont négligeables car bien inférieures à $R_{in} = 2/g_{be3/4} = 16 \text{ k}\Omega$ en série, on est dans le cas idéal.

A la sortie, $R_{in\beta} = R_2 + R_1$ est négligeable car en parallèle avec R_L bien inférieure. Par contre la faible valeur de cette dernière fait qu'elle n'est a priori pas négligeable car elle a une influence sur le gain A. Pour se retrouver tout de même dans le cas idéal, on va considérer que le charge fait partie de A.

Le schéma du quadripôle A englobant R_L est le suivant:



$$R_{in} = \frac{2}{g_{be3/4}} \approx 16 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out} = \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{ce2}} \cdot \frac{1}{\beta_1}} \right)^{-1} \approx 5 \Omega$$

$$A' = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{v_{id}} = \frac{v_{b2}}{v_{id}} \cdot \frac{v_{c2}}{v_{b2}} \cdot \frac{v_2}{v_{c2}} = \frac{1}{2} g_{m3} \cdot \left(\frac{1}{g_{ce3}} // R_C // \frac{1}{g_{be2}} \right) \cdot g_{m2} \cdot \left(\frac{1}{g_{ce2}} // \left(\frac{1}{g_{be1}} + \beta_1 \cdot R_L \right) \right) \cdot 1 \approx 9000$$

Toujours parce que $R_{out\beta} = R_1 // R_2 \ll R_{in}$, on peut considérer que les courants dans R_1 et R_2 sont égaux, et donc que:

$$\beta = \frac{v_3}{v_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.0319$$

Les paramètres en boucle fermée sont:

$$T = 1 + A \cdot \beta \approx 287$$

$$A_F = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta} \cong \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 31 [\text{V/V}]$$

$$R_{inF} = R_{in} \cdot (1 + A \cdot \beta) \approx 4.6 \text{ M}\Omega \quad (\text{connexion série})$$

$$R_{outF} = \frac{R_{out}}{1 + A \cdot \beta} \approx 17 \text{ m}\Omega \quad (\text{connexion parallèle})$$

Extraire R_L de R_{outF} n'est pas nécessaire puisque $R_{outF} \ll R_L$.

7. STABILITE DES MONTAGES EN REACTION NEGATIVE

7.1 La réaction négative, cause potentielle d'instabilité

Considérons le cas le plus courant, hormis en technique radio-fréquence, d'un amplificateur ayant un "gain" en boucle ouverte de valeur constante A_0 en basse fréquence, puis décroissant inévitablement lorsque la fréquence augmente. Ce comportement répond à la fonction de transfert:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{A_0}{(1 + j\omega/\omega_1) \cdot (1 + j\omega/\omega_2) \cdot (1 + j\omega/\omega_3) \cdot \dots}$$

Les pôles de cette fonction de transfert sont créés par les inévitables capacités parasites entre les bornes des transistors qui composent l'amplificateur.

Considérons le cas très répandu d'un circuit de réaction purement résistif. Le facteur β est une constante purement réelle.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \underline{A}(j\omega) \cdot \beta}$$

Pour que la réaction soit effectivement négative, le gain de boucle à basse fréquence $A_0 \cdot \beta$ doit être positif.

Malheureusement, lorsque la fréquence augmente, chaque pôle de $\underline{A}(j\omega)$ introduit un déphasage croissant avec ω , partant de 0, pour $\omega < \omega_i/10$, atteignant $-\pi/2$ pour $\omega > 10 \cdot \omega_i$. En conséquence, pour une fonction de transfert à trois pôles ou plus, il existe forcément une pulsation ω_π pour laquelle le déphasage vaut $-\pi$. $\underline{A}(j\omega_\pi)$ est alors réelle mais de signe opposé à A_0 et le gain de boucle $\underline{A}(j\omega_\pi) \cdot \beta$ est négatif. La réaction est devenue positive à la fréquence $\omega_\pi/2\pi$. Si le gain de boucle à cette fréquence est de valeur absolue supérieure à 1, une oscillation spontanée va naître. L'ampli en boucle fermée est alors instable.

Conclusion:

Un amplificateur stable, seul en boucle ouverte, peut devenir instable une fois mis en réaction négative. Cette conclusion est aussi valable dans le cas plus général où le bloc de réaction a une réponse dépendant de la fréquence, avec:

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \underline{A}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)}$$

7.2 Méthodes d'étude de la stabilité et critères de stabilité

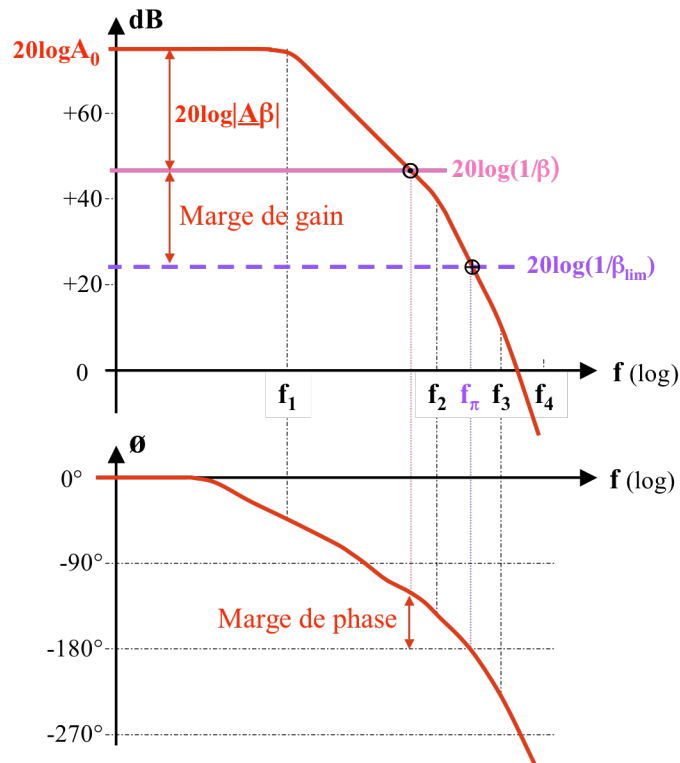
L'étude de la stabilité de la fonction $\underline{A}_F(p)$ peut s'effectuer selon de nombreuses méthodes, dont les trois principales sont:

- méthode du diagramme de Nyquist, qui consiste à représenter le lieu de $(1 + \underline{A}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega))$ dans le plan complexe; critère de stabilité: ce lieu ne doit pas encercler le point (-1)
- méthode du lieu des pôles de $\underline{A}_F(p)$, donc des racines de $(1 + \underline{A}(p) \cdot \underline{\beta}(p))$ dans le plan complexe; critère de stabilité: tous les pôles de $\underline{A}_F(p)$ doivent se situer dans le demi plan de gauche, donc avoir une partie réelle négative.
- méthode du diagramme de Bode, qui consiste à représenter le diagramme en amplitude et phase de $\underline{A}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)$; critère de stabilité: à la fréquence où la phase franchit -180° , l'amplitude doit être négative en dB. Un second critère, plus souvent utilisé: à la fréquence où l'amplitude passe par 0 dB, la phase doit être $> -180^\circ$, l'écart par rapport à cette limite, appelé marge de phase, est un indicateur de l'amortissement.

7.3 Étude de la stabilité sur la base du diagramme de Bode

La méthode du diagramme de Bode est la préférée en électronique.

Dans le cas très courant où le bloc A est un amplificateur de tension (ou de courant) de type passe-bas, avec des pôles réels, et le circuit de réaction est résistif, on représente alors sur le même graphique le diagramme de Bode de l'ampli seul et celui de $1/\beta$, comme illustré par l'exemple typique ci-dessous.



A_0 et β sont toujours de même signe, puisque $A_0 \cdot \beta$ doit être positif. La courbe de phase correspond au cas où ils sont positifs, $\arg(\beta) = 0$ se confondant avec l'axe horizontal. S'ils sont négatifs, il suffit de décaler l'échelle de 180° , sans rien changer au graphique.

Le critère de stabilité de l'ampli en boucle fermée s'exprime alors ainsi:

- les courbes d'amplitude $|A|_{\text{dB}}$ et de $1/\beta|_{\text{dB}}$ doivent se couper à une fréquence inférieure à celle où la phase de A est de -180° . En effet:

$$A(j\omega_\pi) \cdot \beta < 1 \Leftrightarrow 20 \cdot \log|A(j\omega_\pi)| + 20 \cdot \log|\beta| < 0 \Leftrightarrow 20 \cdot \log|A(j\omega_\pi)| < 20 \cdot \log|1/\beta|$$

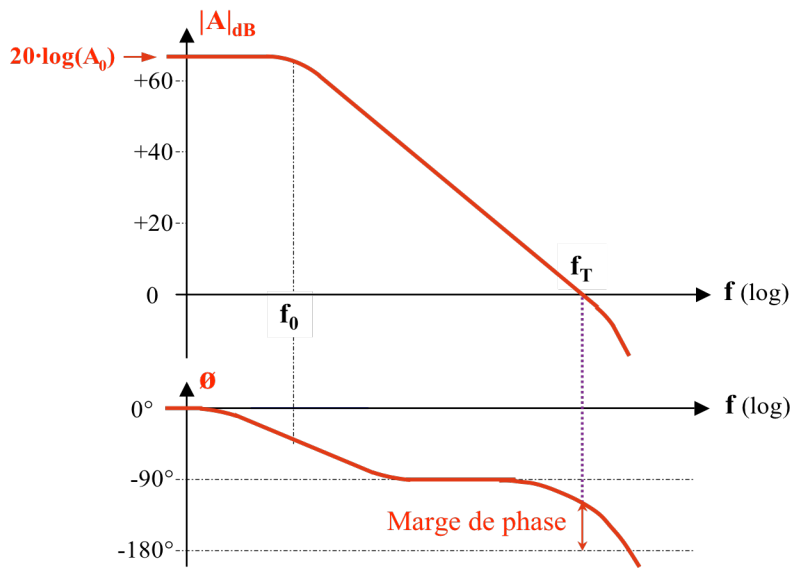
On distingue aisément comment sont définies les marges de gain et de phase. **Une marge de phase de 60° est souhaitable.** Une marge de phase insuffisante entraîne l'apparition d'un pic de résonance indésirable dans la réponse harmonique en boucle fermée.

Le déphasage de -180° arrivant toujours dans le tronçon où la courbe d'amplitude $|A|_{\text{dB}}$ descend avec une pente de -40 dB/décade ou plus, la stabilité de l'ampli en boucle fermée est assurée si **l'horizontale $1/\beta|_{\text{dB}}$ coupe la courbe $|A|_{\text{dB}}$ dans le segment de pente -20 dB/décade .**

Un amplificateur opérationnel est destiné à être utilisé avec des réactions négatives de divers types, la plus forte étant la réaction négative totale ou unitaire (pour un circuit de réaction passif). Dans ce cas, $1/\beta = 1$, et $20 \cdot \log(1/\beta) = 0\text{ dB}$ coïncide avec l'axe horizontal du diagramme de Bode.

Un amplificateur sera donc inconditionnellement stable, pour toute valeur de gain en boucle fermée, s'il possède une marge de phase suffisante (en pratique 60°) lorsque la courbe de réponse en boucle ouverte $|A|_{\text{dB}}$ croise l'horizontale 0 dB .

Le cas d'un ampli classique, avec une marge de phase suffisante pour une stabilité inconditionnelle est illustré à la figure suivante:



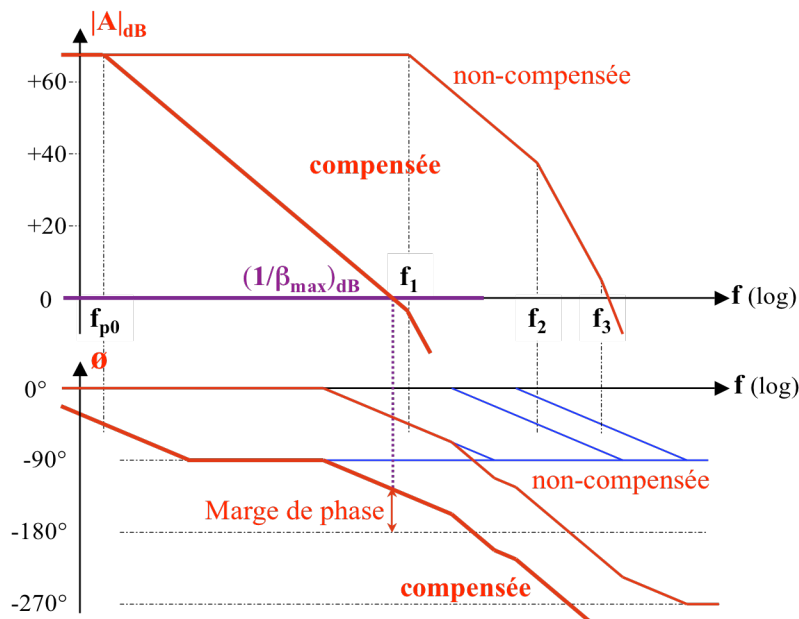
7.4 Compensation en fréquence d'un amplificateur

Lorsqu'on souhaite appliquer un facteur de réaction négative élevé, à l'extrême une réaction totale $\beta_{\max} \bar{A} = 1$, à un amplificateur dont le gain en boucle ouverte $\underline{A}(j\omega)$ est du 3^e ordre ou plus, on risque de dépasser la limite de stabilité. Dans ce cas, il est nécessaire de modifier la fonction de transfert $\underline{A}(j\omega)$ pour assurer malgré tout la stabilité du système. Cette opération s'appelle la compensation en fréquence.

La compensation en fréquence est généralement étudiée sur la base de l'analyse du diagramme de Bode asymptotique.

Compensation en fréquence par ajout d'un pôle dominant

Celle-ci est illustrée à la figure suivante:



Le pôle ajouté en f_{p0} est placé suffisamment bas en fréquence pour assurer une décroissance du gain en boucle ouverte à -20 dB/décade jusqu'à 0 dB , ce qui garantit la stabilité inconditionnelle.

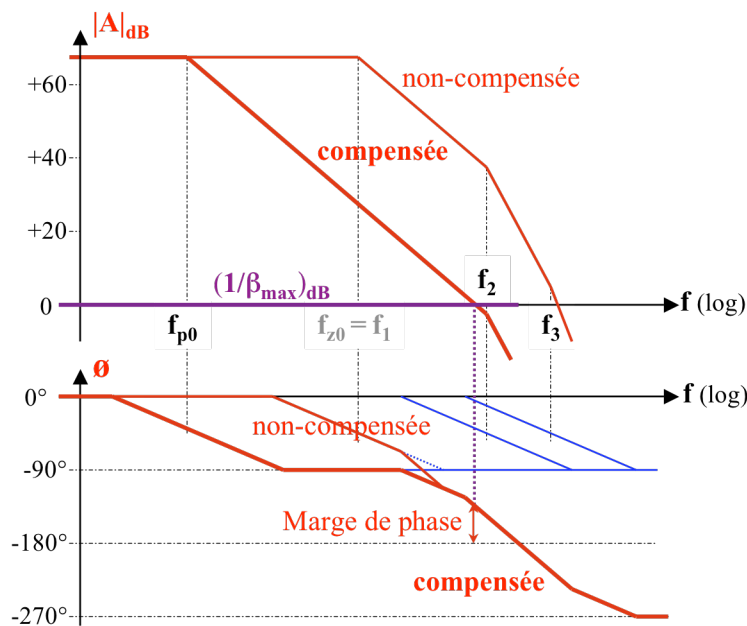
Cette compensation est facile à réaliser, comme le montre les deux exemples ci-dessous.



L'inconvénient majeur de cette compensation est qu'elle réduit considérablement la bande passante de l'amplificateur en boucle fermée.

Compensation en fréquence par ajout d'un pôle dominant et d'un zéro

Celle-ci est illustrée à la figure suivante:



Le zéro ajouté en f_{z0} est placé sur le pôle dominant original en f_1 de l'ampli non compensé. Le pôle ajouté en f_{p0} est placé suffisamment bas en fréquence pour assurer une décroissance régulière du gain en boucle ouverte à -20 dB/décade jusqu'à 0 dB, ce qui garantit la stabilité inconditionnelle.

Cette compensation est facile à réaliser, comme le montre les deux exemples ci-dessous.

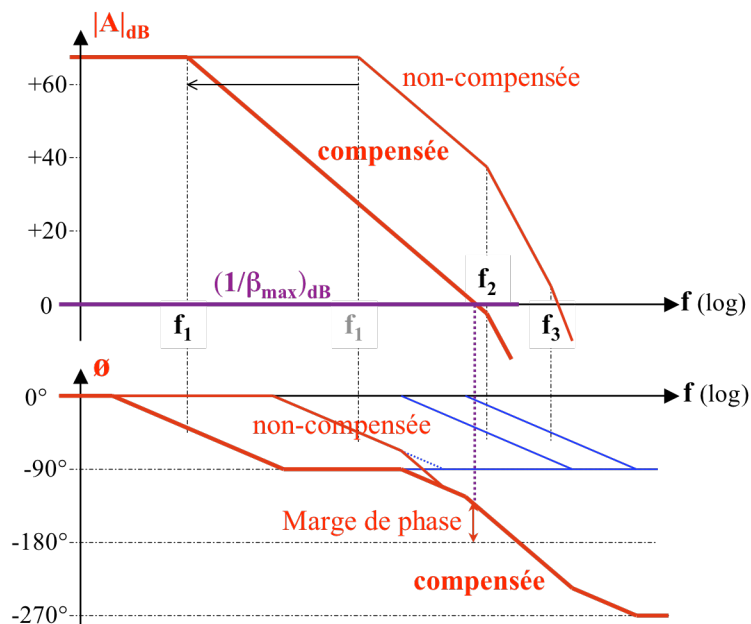


Cette méthode est nettement plus favorable que la précédente du point de vue de la bande passante de l'ampli en boucle fermée.

La principale difficulté de cette compensation est que la correspondance entre le zéro ajouté et le pôle dominant original de l'ampli n'est jamais parfaite. Le couple formé d'un pôle et d'un zéro très proches induit des perturbations indésirables sur la réponse indicielle.

Compensation en fréquence par déplacement du pôle dominant

Celle-ci est illustrée à la figure suivante:



Le pôle dominant original en f_1 de l'ampli non compensé est déplacé suffisamment bas en fréquence pour assurer une décroissance régulière du gain en boucle ouverte à -20 dB/décade jusqu'à 0 dB , ce qui garantit la stabilité inconditionnelle.

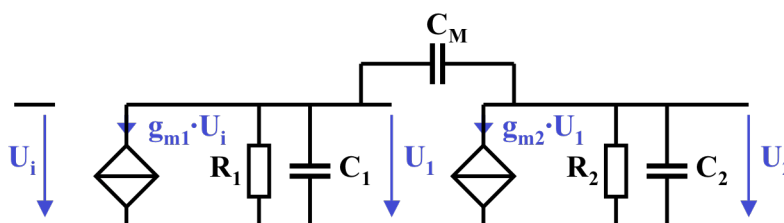
Cette compensation nécessite d'identifier la capacité parasite responsable du pôle dominant, et d'y avoir accès pour pouvoir l'augmenter, par ajout d'une capacité supplémentaire en parallèle.

Cette méthode est nettement plus favorable du point de vue de la bande passante de l'ampli en boucle fermée que celle de l'ajout d'un pôle dominant, et ne présente pas le problème du couple pôle-zéro de la méthode précédente.

Compensation en fréquence "pôles splitting" par capacité Miller

La plupart des amplis possèdent un étage à grand gain en tension fait d'une transconductance sur une charge élevée. Cet étage est souvent responsable du pôle dominant et du pôle secondaire de l'ampli. L'ajout d'une capacité Miller entre l'entrée et la sortie, pour autant que l'étage soit inverseur, est une méthode très courante de compensation.

Le schéma "petits signaux" d'un tel étage est le suivant:



La transconductance g_{m1} représente l'étage précédent, R_1 correspond à la mise en parallèle de la résistance de sortie de l'étage précédent et de celle d'entrée de l'étage étudié, R_2 est la résistance de sortie de l'étage étudié en parallèle avec celle d'entrée de l'étage suivant. C_1 et C_2 sont les inévitables capacités parasites. La capacité dite "Miller" C_M est la somme d'une capacité parasite et de la capacité additionnelle de compensation.

La fonction de transfert $\underline{U}_2/\underline{U}_i$ est:

$$\frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_i(j\omega)} = \frac{g_{m1} \cdot R_1 \cdot g_{m2} \cdot R_2 (1 - j\omega \cdot C_M / g_{m2})}{1 + j\omega \cdot (R_1 \cdot (C_1 + C_M) + R_2 \cdot (C_2 + C_M) + g_{m1} \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_M) + (j\omega)^2 \cdot (C_1 \cdot C_2 + C_M \cdot (C_1 + C_2)) \cdot R_1 \cdot R_2}$$

Si la condition $g_{m2} \cdot R_2 \cdot R_1 \cdot C_M \gg R_1 \cdot (C_1 + C_M) + R_2 \cdot (C_2 + C_M)$ est satisfaite, cette fonction de transfert peut être approximée ainsi:

$$\frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_i(j\omega)} \approx \frac{g_{m1} \cdot R_1 \cdot g_{m2} \cdot R_2 (1 - j\omega \cdot C_M / g_{m2})}{(1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C_M \cdot g_{m2} \cdot R_2) \cdot (1 + j\omega \cdot \frac{C_1 + C_2 + C_1 \cdot C_2 / C_M}{g_{m2}})}$$

La pulsation du pôle dominant est abaissée à:

$$\omega'_1 = \frac{1}{R_1 \cdot C_M \cdot g_{m2} \cdot R_2}$$

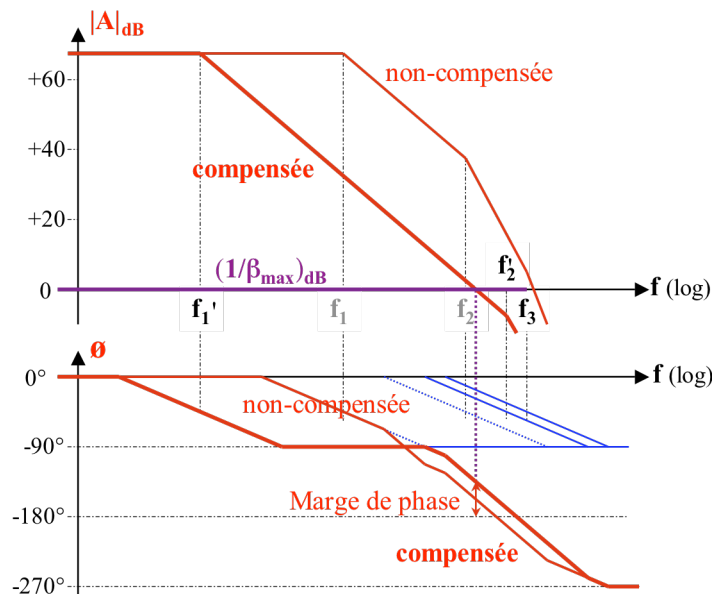
Le pôle secondaire est repoussé vers les hautes fréquences:

$$\omega'_2 = \frac{g_{m2}}{C_1 + C_2 + C_1 \cdot C_2 / C_M}$$

Il apparaît aussi un zéro réel positif à haute fréquence:

$$\omega_z = \frac{g_{m2}}{C_M}$$

Le diagramme de Bode est alors le suivant:

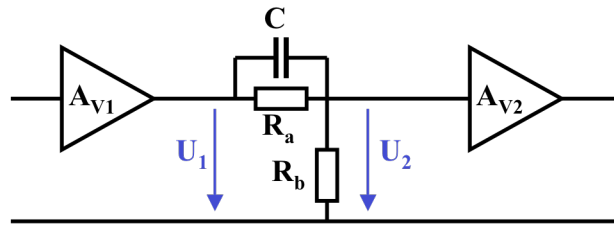


Cette méthode est très favorable du point de vue de la bande passante de l'ampli en boucle fermée.

Cette méthode est intéressante en circuit intégré. En effet, la capacité C_M nécessaire restant suffisamment petite, puisque multipliée par le gain $g_{m2} \cdot R_2$, généralement très élevé, de l'étage, elle peut être intégrée avec tous les composants de l'amplificateur.

Compensation en fréquence par ajout d'un zéro et d'un pôle, dite à avance de phase

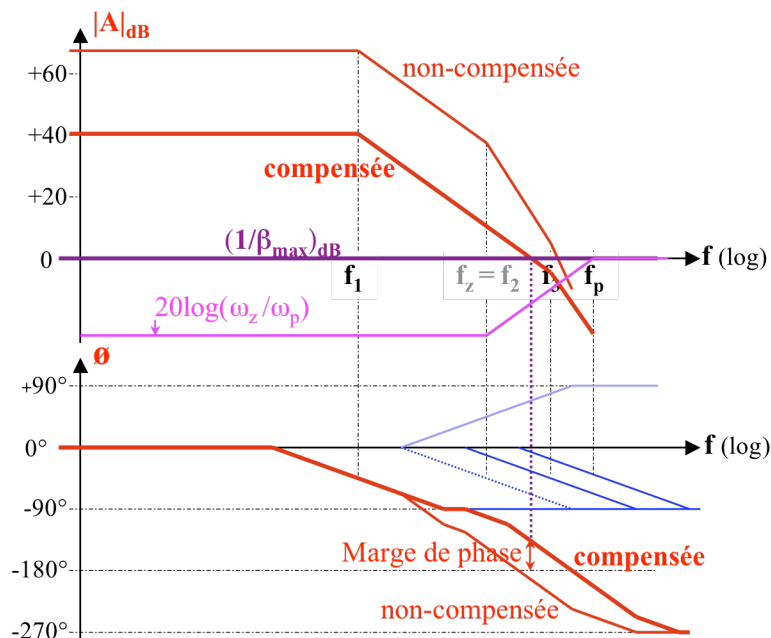
Cette compensation consiste à ajouter un zéro à la même fréquence que le pôle secondaire de l'ampli. Physiquement il n'est pas possible de créer un zéro, sans introduire aussi un pôle. Un circuit possible est le suivant:



La fonction de transfert de ce circuit est:

$$\frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_1(j\omega)} = \frac{R_B}{R_B + R_A} \cdot \frac{1 + j\omega \cdot C \cdot R_A}{1 + j\omega \cdot C \cdot R_A \cdot R_B / (R_A + R_B)} = \frac{\omega_z}{\omega_p} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_z}{1 + j\omega/\omega_p}$$

Cette compensation est illustrée à la figure suivante:



Cette méthode est la plus favorable du point de vue de la bande passante de l'ampli en boucle fermée.

Par contre cette compensation induit une diminution du gain en boucle ouverte, donc du taux de réaction, ce qui amoindrit l'efficacité de la contre-réaction.

Compensation en fréquence de type mixte

Plusieurs des techniques présentées peuvent être utilisées conjointement, en particulier en combinant avance et retard de phase.