



**TECHNIQUES
DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **E320 V1**

Date de publication :
10 février 2002

Amplificateurs faibles niveaux

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Électronique**

par **Patrick ALDEBERT**

Pour toute question :
Service Relation clientèle
Techniques de l'Ingénieur
Immeuble Pleyad 1
39, boulevard Ornano
93288 Saint-Denis Cedex

Par mail :
infos.clients@teching.com
Par téléphone :
00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **05/12/2019**

Pour le compte : **7200029571 - univ mouloud mammeri tizi ousou // bu07 SNDL // 193.194.82.178**

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

Amplificateurs faibles niveaux

par **Patrick ALDEBERT**

Ingénieur de l'École Supérieure d'Électricité

Docteur en sciences

Adjoint du Directeur des Études et Professeur à l'École Supérieure d'Électricité

1. Sources commandées	E 320 - 2
1.1 Sources commandées idéales et réelles	— 2
1.2 Gains	— 2
1.3 Sources commandées différentielles	— 5
1.4 Décalage en tension et en courant	— 6
1.5 Sources commandées opérationnelles	— 6
2. Réalisation d'amplificateurs faibles niveaux	— 8
2.1 Réalisation à l'aide d'amplificateurs opérationnels	— 8
2.2 Réalisation à l'aide de transistors	— 11
2.3 Principe de réalisation d'amplificateurs opérationnels	— 14
3. Comportement fréquentiel des amplificateurs	— 14
3.1 Origines et modélisation des phénomènes réactifs	— 15
3.2 Influence des éléments réactifs	— 17
3.3 Extension de la bande passante	— 19
3.4 Comportement fréquentiel des structures bouclées à amplificateur opérationnel	— 19
4. Stabilité	— 21
4.1 Critère de stabilité	— 21
4.2 Stabilisation et compensation	— 21
5. Comportement des amplificateurs vis-à-vis du bruit	— 23
5.1 Méthodologie d'étude	— 23
5.2 Origine et modélisation des phénomènes	— 24
5.3 Modélisation des composants bruyants vis-à-vis du bruit	— 24
5.4 Facteur et température de bruit	— 26
5.5 Minimisation du bruit	— 26
Pour en savoir plus	Doc. E 320

Un amplificateur est un bloc fonctionnel qui réalise sur une grandeur électrique (tension ou intensité) porteuse d'information l'opération mathématique élémentaire : multiplication par une constante, et qui accroît l'énergie véhiculée par cette grandeur.

Cette dernière propriété de l'amplification résulte de la présence d'un ou plusieurs éléments actifs fondamentalement non linéaires associés à une source d'alimentation assurant la fourniture de l'énergie nécessaire.

Pour réaliser un amplificateur, le concepteur a accès à un nombre important de dispositifs technologiques (amplificateur opérationnel intégré, transistors bipolaires ou à effet de champ, discrets ou intégrés au sein d'un circuit intégré à application spécifique ASIC (Application Specific Integrated Circuit)). Pour chacun d'eux, le nombre de variantes et de schémas possibles n'est limité que par la créativité des concepteurs. Il serait donc illusoire de chercher à en faire la nomenclature exhaustive.

L'amplification est une fonction fondamentale qui intervient dans la plupart des systèmes électroniques explicitement ou implicitement (filtres actifs, oscillateurs, modulateurs...). Les choix à effectuer (technologie, composants, structures...) dépendent des caractéristiques des signaux à traiter : composition spectrale (signaux basse ou haute fréquence, large bande, bande étroite...), amplitude...

Nous nous limiterons ici au cas des amplificateurs faibles niveaux pour lesquels l'amplitude des signaux traités est suffisamment faible pour pouvoir confondre les caractéristiques non linéaires des composants actifs avec leur tangente au point de repos et négliger l'influence des non-linéarités. Les amplificateurs dits de puissance, traitant des signaux de niveau élevé pour lesquels il faut tenir compte de la courbure des caractéristiques, des distorsions, des saturations..., font l'objet d'un autre article de ce traité.

Par ailleurs, nous restreindrons notre étude à un domaine de fréquences pour lequel les composants peuvent être représentés par un modèle à constantes localisées. L'étude d'amplificateurs fonctionnant à des fréquences plus élevées repose sur des méthodes d'analyse et des modèles différents (paramètres de distribution...) et sort du cadre de cet article.

Après avoir rappelé des notions générales sur les sources commandées, nous indiquerons les principes de base de réalisation d'amplificateurs. On ne cherchera pas à fournir une « schémathèque » mais plutôt à dégager les propriétés essentielles des structures de base de manière à guider le choix du concepteur.

Nous étudierons, dans un deuxième temps, le comportement fréquentiel des structures amplificatrices (limitations de la bande passante, stabilité...).

Enfin, après avoir rappelé les notions fondamentales sur le bruit de fond, nous chercherons à caractériser les différents étages amplificateurs étudiés vis-à-vis du bruit et nous proposerons quelques solutions pour en minimiser l'effet.

1. Sources commandées

Nota : le lecteur pourra utilement se reporter à l'article *Théorie des circuits électriques linéaires* [E 3 000], réf. [19] dans le présent traité. Les concepts généraux rappelés ici pourront également être approfondis en se reportant aux ouvrages mentionnés dans la bibliographie [1] [4] [12].

1.1 Sources commandées idéales et réelles

Fonctionnellement, un amplificateur se comporte comme un quadripôle. Compte tenu de la définition générale proposée précédemment (bloc fonctionnel réalisant l'opération mathématique élémentaire : multiplication par une constante sur un signal porteur d'information) et de la nature des grandeurs électriques pouvant porter ce signal (courant ou tension), cet opérateur idéal peut être représenté à partir d'une des sources commandées du tableau 1 que nous désignerons par la suite par $SCV \rightarrow V$, $SCV \rightarrow I$, $SCI \rightarrow V$ ou $SCI \rightarrow I$.

Une source commandée idéale apparaît donc comme un quadripôle unidirectionnel constitué d'une source liée dont la branche de commande est réduite à un circuit ouvert (entrée en tension) ou à un court-circuit (entrée en courant).

Les sources commandées réalisables en pratique présentent de nombreuses imperfections par rapport à ce modèle idéal. En particulier, en se limitant dans un premier temps aux imperfections linéaires vis-à-vis des variations des grandeurs électriques traitées, elles présentent une impédance d'entrée, une impédance de sortie et un coefficient de transfert inverse qui peuvent être représentés en utilisant un modèle de quadripôle plus complet (tableau 2). L'impé-

dance d'entrée (resp. de sortie) de l'amplificateur constitue avec l'impédance interne du générateur (resp. l'impédance de charge) un diviseur de tension ou de courant affectant la grandeur d'entrée (resp. de sortie). Vis-à-vis de ce type d'imperfection, une source commandée sera dite performante si elle peut être considérée comme unidirectionnelle et si l'atténuation des grandeurs d'entrée et de sortie peut être négligée. Le respect de ces conditions est incompatible avec les conditions d'adaptation d'impédance qui devront être privilégiées pour éviter les problèmes liés aux lignes parasites (interconnexions entre composants) si on doit traiter des signaux en hautes fréquences.

Dans cet article, pour simplifier les expressions, $R_1 // R_2$ désignera :

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

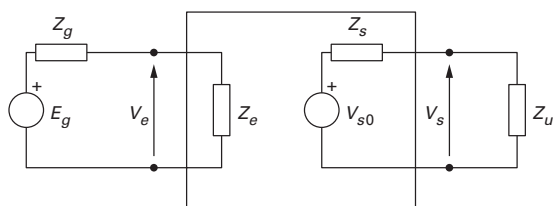
1.2 Gains

1.2.1 Gains en tension et en courant

Toute source commandée peut être modélisée en utilisant la représentation matricielle des quadripôles (paramètres admittances [Y], impédances [Z] ou hybrides [G], [H] ou paramètres de chaîne [A]) par l'un des quatre schémas linéaires du tableau 2. Si la source commandée à caractériser est performante au sens évoqué ci-avant, le schéma linéaire privilégié est celui qui traduit la fonction principale du montage et qui tend vers l'un des quatre cas limites du tableau 1.

Tableau 1 – Sources commandées idéales

	Schémas	Matrices $[G]$, $[Y]$, $[H]$ ou $[Z]$	Matrice de chaîne $[A]$
SCV $\rightarrow V$		$\begin{bmatrix} I_e \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ I_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/g & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCV $\rightarrow I$		$\begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/y \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCI $\rightarrow I$		$\begin{bmatrix} V_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ h & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ V_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCI $\rightarrow V$		$\begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$



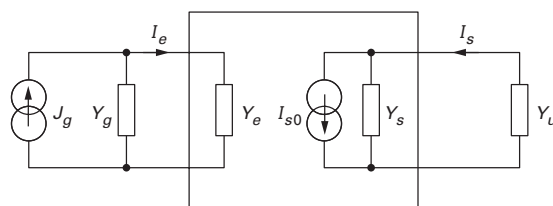
A_v gain en tension
 A_{v0} gain en tension à vide
 A_{vc} gain en tension composite
 A_{vc0} gain en tension composite à vide

$$V_e = E_g \frac{Z_e}{Z_e + Z_g}$$

$$V_{s0} = A_{v0} V_e = A_{vc0} E_g$$

$$V_s = A_v V_e = A_{vc} E_g = V_{s0} \frac{Z_u}{Z_s + Z_u}$$

(a) définition des gains en tension



A_i gain en courant
 A_{i0} gain en courant à vide
 A_{ic} gain en courant composite
 A_{ic0} gain en courant composite à vide

$$I_e = J_g \frac{Y_e}{Y_e + Y_g}$$

$$I_{s0} = A_{i0} I_e = A_{ic0} J_g$$

$$I_s = A_i I_e = A_{ic} J_g = I_{s0} \frac{Y_u}{Y_s + Y_u}$$

(b) définition des gains en courant

Figure 1 – Gains en tension et en courant

Tableau 2 – Modélisation par quadripôle des sources commandées réelles

	Schémas	Matrices $[G]$, $[Y]$, $[H]$ ou $[Z]$	Matrice de chaîne $[A]$
SCV $\rightarrow V$		$\begin{bmatrix} I_e \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ I_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & g_{22} \\ g_{21} & g_{11}g_{22} - g_{21}g_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCV $\rightarrow I$		$\begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{22} & -1 \\ y_{12}y_{21} - y_{11}y_{22} & -y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCI $\rightarrow I$		$\begin{bmatrix} V_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ V_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12}h_{21} - h_{11}h_{22} & -h_{11} \\ -h_{22} & h_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$
SCI $\rightarrow V$		$\begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} \\ 1 & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix}$

En pratique, on caractérise la transmission de l'amplificateur en évaluant le **gain**, rapport entre la grandeur de sortie et la grandeur d'entrée.

Pour une SCV $\rightarrow V$, on peut adopter la modélisation de la figure 1 a en négligeant le terme traduisant la réaction de la grandeur de sortie sur celle d'entrée et en désignant par Z_e l'impédance d'entrée de l'amplificateur chargé par Z_u et Z_s son impédance de sortie lorsqu'il est attaqué par le générateur de Thévenin (E_g, Z_g). On peut définir quatre gains en tension selon que l'on tient compte ou non de l'effet de diviseur de tension produit en entrée par l'action conjuguée de Z_g et Z_e et en sortie par Z_u et Z_s .

Les **gains en tension** ($A_v = V_s/V_e$ et $A_{v0} = V_{s0}/V_e$), définis à partir de la tension d'entrée V_e ne font pas intervenir l'effet de diviseur de tension en entrée alors que les **gains en tension composite** ($A_{vc} = V_s/E_g$ et $A_{vc0} = V_{s0}/E_g$) en tiennent compte.

Les **gains en tension à vide** $A_{v0} = V_{s0}/V_e$ et **en tension composite à vide** $A_{vc0} = V_{s0}/V_e$ sont définis à partir de la tension V_{s0} obtenue en sortie dans une configuration telle que la puissance délivrée par la sortie de la source commandée est nulle (Z_u infinie). Ils ne font pas intervenir l'effet de diviseur de tension à la sortie.

Dans le cas de sources commandées performantes, l'effet de diviseur de tension ou de courant en entrée ou en sortie peut être négligé. Les quatre gains qui viennent d'être définis sont identiques et on désigne souvent alors simplement par **gain** de la structure le rapport de la grandeur de sortie et de la grandeur d'entrée.

Les gains en tension permettent de caractériser correctement les sources commandées de type SCV $\rightarrow V$. Dans le cas des autres types de sources commandées, on peut définir formellement les gains en

tension mais ces grandeurs ne traduisent pas la fonction principale du montage. Pour une SCI $\rightarrow I$, on peut définir sur le même principe les **gains en courant** en adoptant une représentation de Norton (figure 1 b).

Les gains en tension et en courant sont des grandeurs sans dimension généralement exprimées en décibels :

$$A \text{ (dB)} = 20 \lg A$$

Les SCI $\rightarrow V$ (resp. SCV $\rightarrow I$) sont caractérisées par des **transmittances** (transmittance, transmittance à vide, transmittance composite, transmittance composite à vide) homogènes à des impédances (resp. des admittances) et parfois appelées également **transimpédances** (resp. **transadmittances**).

1.2.2 Gains en puissance

Avant de définir les différents gains en puissance, utilisés en particulier dans les calculs relatifs au facteur de bruit, rappelons qu'en régime harmonique, la puissance disponible P_d d'un générateur de force électromotrice efficace E_g et d'impédance interne Z_g est la puissance maximale que l'on peut recueillir dans une impédance Z branchée aux bornes de la source. Cette puissance maximale est obtenue pour $Z = Z_g^*$ et a pour valeur :

$$P_{max} = P_d = \frac{E_g^2}{4\text{Re}(Z_g)}$$

Le **gain en puissance** G est défini comme le rapport de la puissance fournie par le quadripôle à la charge Z_U et de la puissance appliquée à l'entrée du quadripôle :

$$G = \frac{I_s^2 \operatorname{Re}(Z_U)}{I_e^2 \operatorname{Re}(Z_e)} = \frac{V_s^2 \operatorname{Re}(1/Z_U)}{V_e^2 \operatorname{Re}(1/Z_e)}$$

Le **gain en puissance utilisable** G_u est défini comme le rapport de la puissance fournie à la charge Z_U par le quadripôle et de la puissance disponible de la source :

$$G_u = \frac{4 \operatorname{Re}(V_s I_s^*)}{E_g^2 \operatorname{Re}(Z_g)}$$

Vis-à-vis de la sortie, on peut représenter le quadripôle attaqué par un générateur (E_g, Z_g) par un schéma équivalent de Thévenin (E_s, Z_s) et définir une puissance disponible P_{ds} pour ce générateur (E_s, Z_s) . Le **gain en puissance disponible** G_d est alors égal au rapport de la puissance disponible P_{ds} à la puissance disponible P_{dg} de la source :

$$G_d = \frac{P_{ds}}{P_{dg}} = \frac{E_s^2}{4 \operatorname{Re}(Z_s)} \frac{4 \operatorname{Re}(Z_g)}{E_g^2}$$

Ces différents gains s'expriment généralement en décibels :

$$G \text{ (dB)} = 10 \lg G$$

1.3 Sources commandées différentielles

Les tensions qui interviennent dans les tableaux 1 et 2 et dans la figure 1 sont définies formellement, indépendamment de toute référence de potentiel (masse). En pratique, les tensions intervenant dans un montage électronique sont toujours définies par rapport à un potentiel de référence. Une source commandée à entrée différentielle est une source commandée traitant une tension apparemment *flottante* (non référencée) qui doit en réalité être considérée comme la différence de deux tensions référencées (figure 2).

Considérons une SCV $\rightarrow V$ à entrée différentielle $V_{e1} - V_{e2}$ et à sortie référencée V_s (figure 2). La tension recueillie à la sortie d'un tel amplificateur serait, s'il était idéal :

$$V_s = A_d (V_{e1} - V_{e2})$$

avec A_d gain utile de la source commandée vis-à-vis du mode différentiel.

En pratique, à cause des dissymétries, chaque entrée est amplifiée avec un gain légèrement différent :

$$V_s = A_1 V_{e1} - A_2 V_{e2}$$

Définissons la tension d'entrée différentielle par $V_{ed} = V_{e1} - V_{e2}$ (V_{ed} est alors la tension d'entrée utile) et la tension d'entrée de mode commun par $V_{ec} = (V_{e1} + V_{e2})/2$. On peut alors écrire :

$$V_s = \frac{A_1 + A_2}{2} V_{ed} + (A_1 - A_2) V_{ec} = \frac{A_1 + A_2}{2} \left[V_{ed} + \frac{2(A_1 - A_2)}{(A_1 + A_2)} V_{ec} \right]$$

En introduisant le gain en mode différentiel A_d obtenu pour $V_{ec} = 0$ et égal à $(A_1 + A_2)/2$ et le gain en mode commun A_c obtenu pour $V_{ed} = 0$ et égal à $(A_1 - A_2)/2$, l'expression de V_s devient :

$$V_s = A_d V_{ed} + A_c V_{ec} = \frac{A_1 + A_2}{2} \left[V_{ed} + \frac{2(A_1 - A_2)}{(A_1 + A_2)} V_{ec} \right]$$

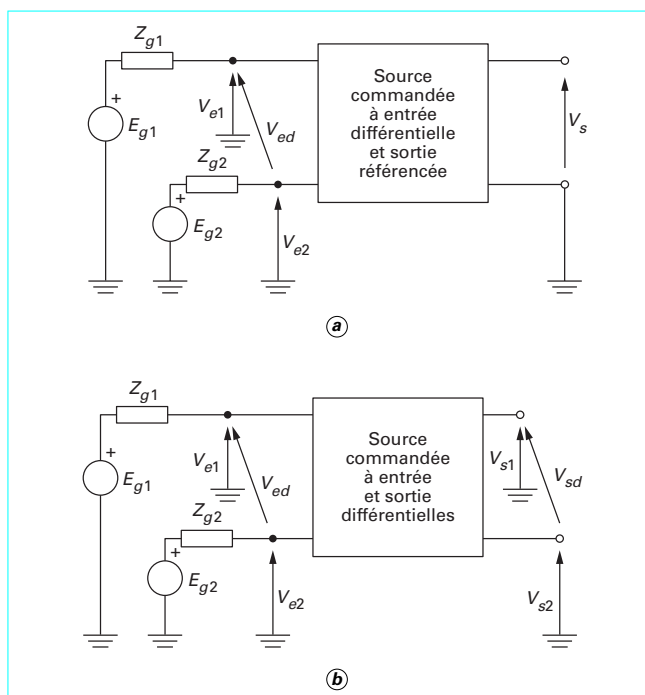


Figure 2 – Sources commandées différentielles

La réjection de la tension V_{ec} est caractérisée par le terme A_c/A_d ou par son inverse $F_r = A_d/A_c$ appelé **facteur** (ou **taux de réjection**) **de mode commun**. F_r est idéalement infini et s'exprime en décibels :

$$V_s = A_d \left[V_{ed} + \frac{V_{ec}}{F_r} \right]$$

Le comportement électrique d'une source commandée présentant un taux de réjection F_r est identique à celui d'un amplificateur idéal (F_r infini) attaqué par une tension d'entrée différentielle $V_{ed} + (V_{ec}/F_r)$.

Cette remarque conduit à une modélisation simple de la réjection de mode commun par l'intermédiaire d'une source de tension V_{ec}/F_r (figure 9).

De même, pour une source commandée à entrée et sortie différentielles, on peut définir les tensions de sortie de mode commun et de mode différentiel et traduire le comportement du système par l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{dd} & A_{dc} \\ A_{cd} & A_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ed} \\ V_{ec} \end{bmatrix}$$

$A_{dd} = \left(\frac{V_{sd}}{V_{ed}} \right)_{V_{ec}=0}$ représente le gain en mode différentiel du montage et en traduit la fonction principale.

$A_{cc} = \left(\frac{V_{sc}}{V_{ec}} \right)_{V_{ed}=0}$ représente le gain en mode commun.

$A_{dc} = \left(\frac{V_{sd}}{V_{ec}} \right)_{V_{ed}=0}$ et $A_{cd} = \left(\frac{V_{sc}}{V_{ed}} \right)_{V_{ec}=0}$ représentent respectivement le gain en tension différentielle en mode commun et le gain en

tension de mode commun en mode différentiel. Ils sont nuls pour une structure parfaitement symétrique.

On rencontre deux définitions possibles pour les grandeurs de mode différentiel. La première ($V_{ed} = V_{e1} - V_{e2}$ et $V_{sd} = V_{s1} - V_{s2}$) que nous avons implicitement employée jusqu'alors et qui représente effectivement la grandeur utile est celle qui est utilisée dans les caractéristiques d'amplificateurs opérationnels.

La seconde ($V_{ed} = (V_{e1} - V_{e2})/2$ et $V_{sd} = (V_{s1} - V_{s2})/2$) permet d'obtenir une symétrie séduisante pour mener les calculs.

1.4 Décalage en tension et en courant

Compte tenu des sources nécessaires pour assurer la polarisation des composants actifs, on constate qu'en l'absence de signal utile d'entrée ($E_g = 0$), le signal de sortie d'un amplificateur continu (amplificateur dont la bande passante s'étend jusqu'au continu) n'est pas nul. La définition du quadripôle (dipôle linéaire ne comportant pas de sources indépendantes internes) ne peut pas s'appliquer telle quelle pour caractériser un tel amplificateur.

On peut néanmoins conserver la modélisation simple à l'aide de quadripôles en introduisant une source de courant et une source de tension (figure 3) pour modéliser globalement ce décalage sur la grandeur de sortie.

Un étage amplificateur pourra être représenté par un quadripôle de décalage (V_d , I_d) et une source commandée sans décalage présentant éventuellement des imperfections (impédance ou admittance d'entrée, impédance ou admittance de sortie, coefficient de transfert inverse).

1.5 Sources commandées opérationnelles

Pour mettre en évidence l'intérêt de l'usage de la rétroaction en électronique, considérons le schéma bloc de la figure 4.

Le gain en boucle fermée de cette structure bouclée est égal à :

$$\frac{s}{e} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta}$$

Si μ tend vers l'infini, le système bouclé a les propriétés de $1/\beta$. En particulier, on peut réaliser la transmittance de réaction β à partir de composants passifs pour bénéficier de la bonne linéarité de ces derniers en adoptant une des structures élémentaires du tableau 3 réalisant un approche grossière de source commandée à partir de composants passifs.

Le schéma bloc de la figure 4 ne traduit pas explicitement l'existence simultanée des deux grandeurs duales : tension et courant. Remplaçons les blocs fonctionnels μ et β par deux sources commandées en adaptant la topologie à la nature des grandeurs d'entrée et de sortie. Ainsi, le prélèvement d'une tension (resp. d'un courant) en sortie sera obtenu en plaçant le dipôle de sortie de l'opérateur μ et le dipôle d'entrée de l'opérateur β en parallèle (resp. en série). De même, si la grandeur d'entrée est un courant (resp. une tension), la mise en parallèle (resp. en série) du dipôle d'entrée de l'opérateur μ et du dipôle de sortie de l'opérateur β permettra de réaliser l'opération de sommation-soustraction.

Par exemple, pour réaliser une $SCI \rightarrow V$, on peut adopter le schéma de la figure 5. La source commandée β ($SCV \rightarrow I$ réalisée à partir de composants passifs) comporte de nombreuses imperfections (structure bidirectionnelle présentant des impédances d'entrée et de sortie non idéales...). Mais, on peut montrer [1] [2] [3] [4] que si le gain de la source commandée μ tend vers l'infini, ces imperfections sont sans effet sur les performances du système bouclé qui tend alors vers une source commandée idéale de type $SCI \rightarrow V$ et de gain $1/\beta$.

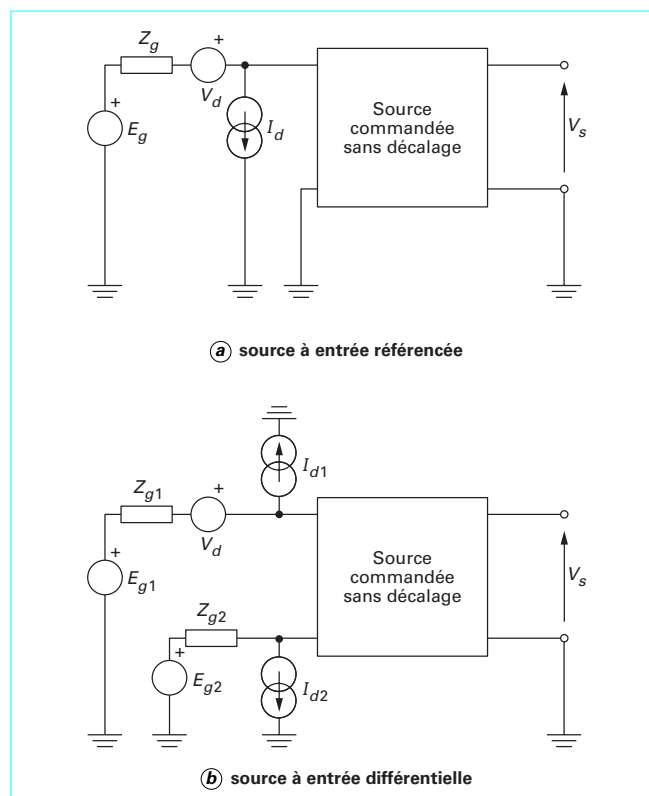


Figure 3 – Modélisation du décalage en sortie d'un amplificateur continu

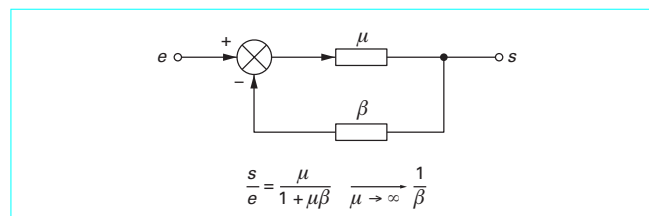


Figure 4 – Rétroaction

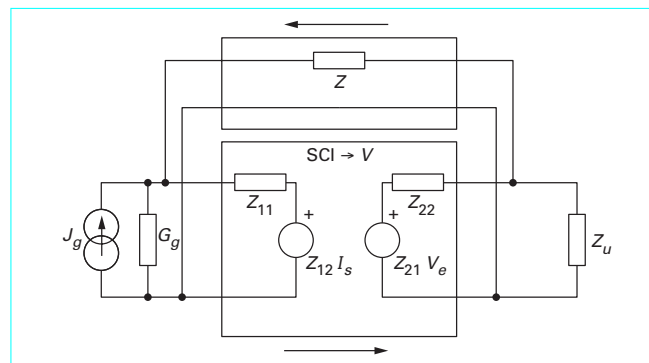


Figure 5 – Exemple de réalisation de $SCI \rightarrow V$ en utilisant la rétroaction

Tableau 3 – Réalisation d'approches de sources commandées avec des composants passifs

	Schémas	Coefficient de transfert
SCV → V		$g = \frac{V_s}{E_g} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ pour } R_g \ll R_1 + R_2 \text{ et } R_U \gg R_1 \parallel R_2$
SCV → I		$\gamma = \frac{I_s}{E_g} = \frac{-1}{R} \text{ pour } R_g \ll R \text{ et } R_U \ll R$
SCI → I		$h = \frac{I_s}{J_g} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} \text{ pour } R_g \gg (R_1 \parallel R_2) \text{ et } R_U \ll R_1 + R_2$
SCI → V		$z = \frac{V_s}{J_g} = R \text{ pour } R_g \gg R \text{ et } R_U \gg R$

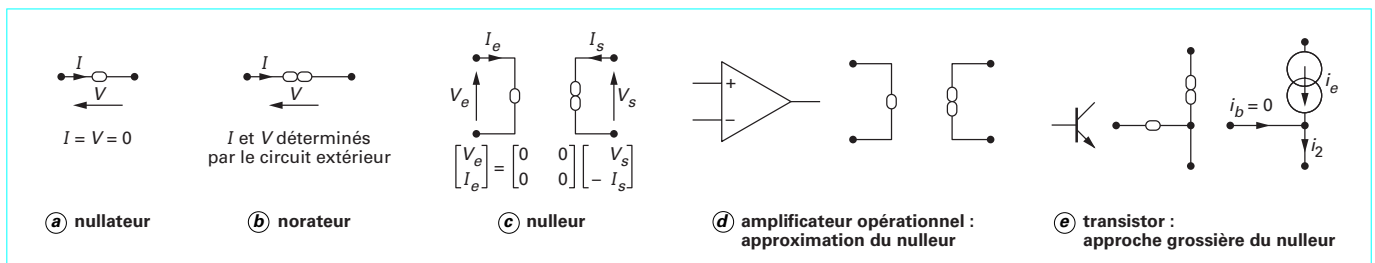


Figure 6 – Dipôles pathologiques et nulleur

On appelle **source commandée opérationnelle** toute source commandée unidirectionnelle dont le coefficient de transfert tend vers l'infini. Sa matrice chaîne est égale à la matrice nulle. Un tel quadripôle peut être représenté en introduisant les deux *dipôles pathologiques* : nullateur et norateur définis dans l'article *Théorie des circuits électriques linéaires* [E 3 000], réf. [19] dont le comportement électrique est rappelé à la figure 6.

Un nullateur est un dipôle défini par $v = i = 0$. Le norateur est un dipôle parcouru par un courant et soumis à une tension déterminés par le circuit extérieur. Le **nulleur**, quadripôle dont le dipôle d'entrée est un nullateur et le dipôle de sortie est un norateur, est une modélisation de source commandée opérationnelle idéale. Sa matrice chaîne étant égale à la matrice nulle, le fonctionnement de base de cet ensemble intégré dans un système bouclé peut être analysé en

considérant que le norateur délivre la tension et le courant nécessaires pour asservir le courant et la tension d'entrée à zéro.

La limite de toute source commandée réelle mais unidirectionnelle dont le coefficient de transfert tend vers l'infini est un nulleur. Cette propriété suggère une solution pour réaliser une approche physique du nulleur. En pratique, le gain infini sera approché par un gain très élevé.

Lorsqu'il est exploité en régime linéaire et dans des conditions assurant la stabilité, l'amplificateur opérationnel est une approximation particulière du nulleur. De même, le transistor bipolaire peut être considéré comme une SCI→I de gain β idéalement infini. C'est donc également une approche grossière de nulleur. Le comportement électrique du modèle à nulleur proposé à la figure 6 est équivalent à celui d'une source de courant liée de gain unitaire. Le transistor à effet de champ constitue également une approche de nulleur.

2. Réalisation d'amplificateurs faibles niveaux

Nota : le lecteur pourra utilement se reporter aux articles *Théorie des circuits électriques linéaires* [E 3 000], réf. [19] et *Diodes et transistors bipolaires discrets* [20] dans le présent traité. On pourra également se reporter aux ouvrages mentionnés dans la bibliographie.

2.1 Réalisation à l'aide d'amplificateurs opérationnels

L'amplificateur opérationnel est un macrocomposant qui, par son faible coût (de l'ordre de quelques francs) et sa facilité de mise en œuvre, constitue actuellement la solution privilégiée pour réaliser des amplificateurs faibles niveaux en basse fréquence.

2.1.1 Structures de base SCI→V et SCV→V

La transposition du schéma-bloc de la figure 4 à des sources commandées associant un amplificateur opérationnel en chaîne directe pour réaliser l'opérateur μ et une des approches de sources commandées du tableau 3 conduit à quatre configurations. Les opérateurs SCV→I et SCI→I sont difficilement exploitables car leur charge n'est pas référencée à la masse. En pratique, on retient donc les deux structures de base SCI→V et SCV→V (figure 7).

La structure SCV→V correspond au montage couramment appelé **montage suiveur**. Le cas limite où R_1 est infinie et R_2 nulle correspond à une SCV→V de gain unitaire fréquemment utilisée comme adaptateur d'impédance.

Si on fait précéder la structure SCI→V d'une grande résistance (approche grossière de SCV→I), on retrouve le **montage inverseur** (figure 8 a). Les caractéristiques d'entrée de ce dernier montage ne sont pas idéales (Z_e non infinie) car elles sont liées à celle d'entrée de la SCV→I réalisée grossièrement par une simple résistance.

2.1.2 Influence des imperfections de l'amplificateur opérationnel

Par rapport au modèle idéal à nulleur, les amplificateurs opérationnels disponibles sur le marché présentent de nombreuses imperfections qui se répercutent sur les performances globales des structures réalisées.

Les définitions des principales imperfections [6] [7] [8] [9] [10] telles qu'elles apparaissent dans les feuilles de spécification proposées par les constructeurs (cf. sites Web en [Doc. E 320]) sont résumées dans le tableau 4. Elles peuvent être également représentées sous la forme d'un macromodèle (figure 9).

Le tableau 5 donne, à titre d'exemple, l'influence des imperfections linéaires de l'amplificateur opérationnel sur le comportement global des deux sources commandées de base définies sur la figure 7.

2.1.3 Autres applications de l'amplificateur opérationnel

Le domaine d'application de l'amplificateur opérationnel AO dépasse l'amplification de signaux à faibles niveaux et le sujet de cet article. Il peut être utilisé dans toutes les applications incluant implicitement la fonction amplification (oscillateur...) et traitant des signaux à basses fréquences. La figure 8, qui présente à titre d'exemple quelques autres applications classiques, ne prétend pas être exhaustive. On trouvera de nombreux autres exemples dans les ouvrages [1] [4] [5] [6] [16] [17] cités en bibliographie ainsi que dans les notes d'application proposées par les constructeurs (cf. [14] [15] et sites Web).

L'amplificateur opérationnel permet de mettre en œuvre toute synthèse effectuée à base de nulleur et de réaliser, en particulier, des gyrateurs et des convertisseurs ou inverseurs d'impédances. La synthèse de filtres actifs constitue donc un domaine d'application important qui pourra être approfondi par la lecture des articles *Théorie des circuits électriques linéaires* [E 3 000], réf. [19], *Synthèse et réalisation des filtres actifs* [E 3 130], réf. [21], *Filtres à capacités commutées* [E 3 150], réf. [22]. De nombreuses applications non linéaires sont également possibles (amplificateur logarithmique, réalisation de non-linéarités définies par segment, trigger de Schmidt...).

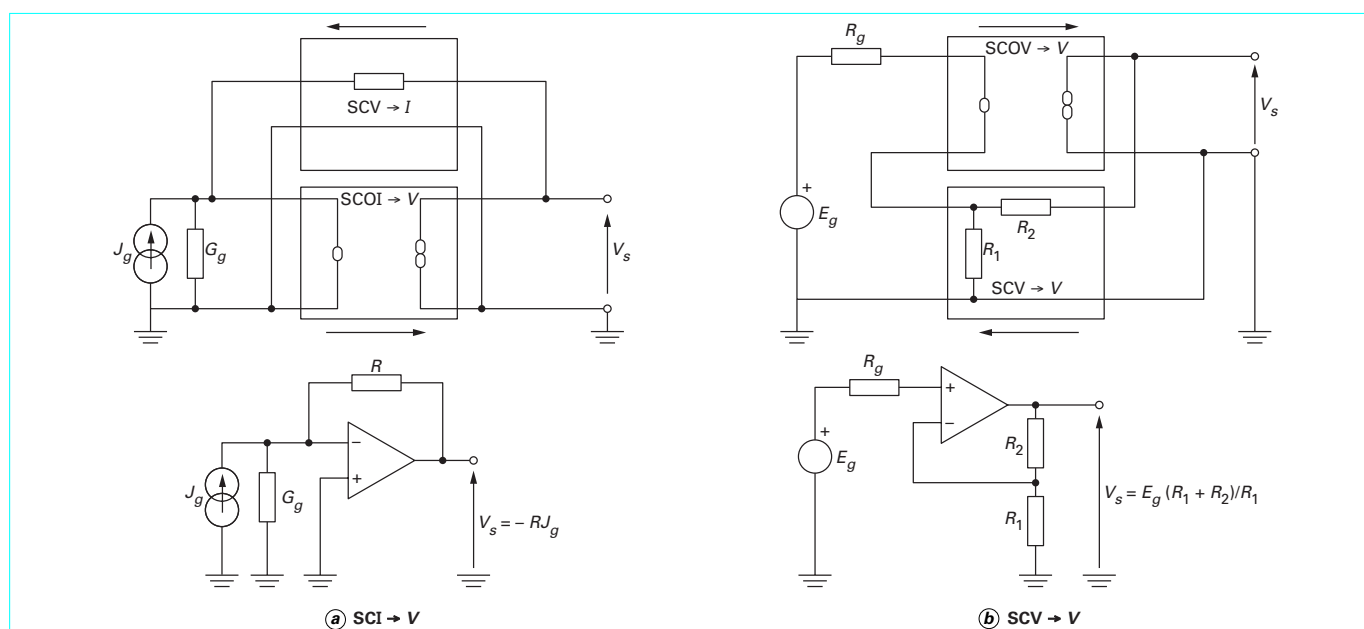
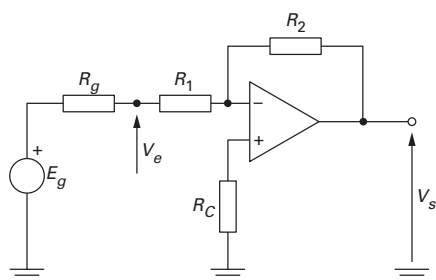


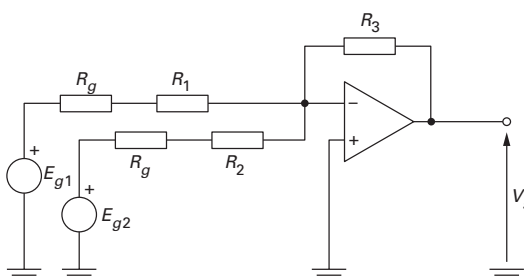
Figure 7 – Principe de réalisation de SCI→V et SCV→V à amplificateur opérationnel



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

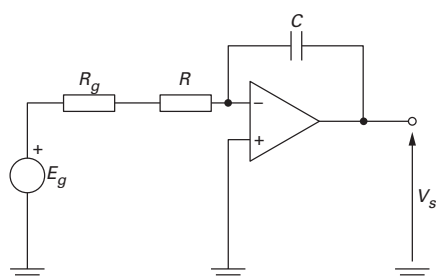
$R_c = R_1 // R_2$ optionnelle
(réduit l'influence des courants de polarisation)

(a) inverseur



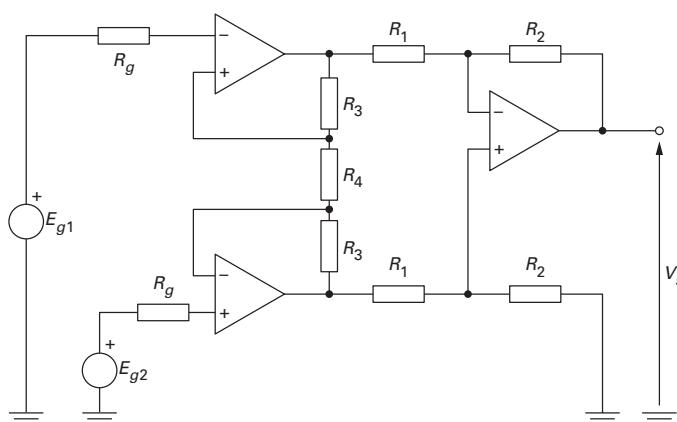
$$V_s = -R_3 \left[\frac{E_{g1}}{R_1} + \frac{E_{g2}}{R_2} \right]$$

(b) sommateur inverseur



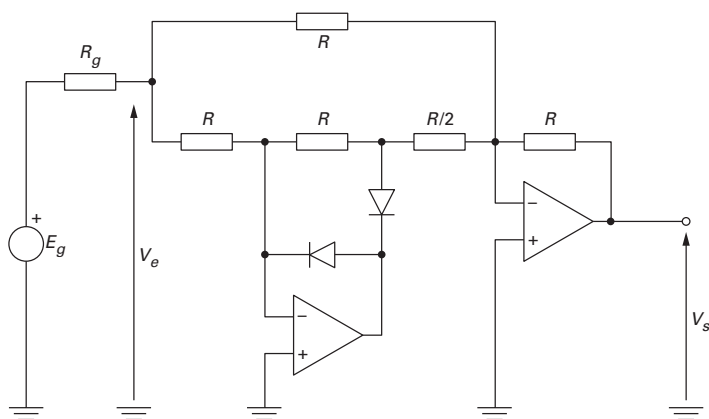
$$V_s \approx -\frac{1}{RC} \int_0^1 E_g(\tau) d\tau$$

(c) intégrateur

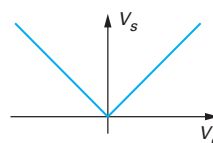


$$V_s \approx \frac{R_2}{R_1} \left[1 + \frac{2R_3}{R_4} \right]$$

(d) amplificateur d'instrumentation



(e) redresseur double alternance de précision (opérateur « valeur absolue »)





<p>Tension de décalage ramenée à l'entrée (<i>Input offset voltage</i>)</p> <p>Tension différentielle qui, appliquée à l'entrée, annule la tension de sortie</p> <p>La plupart des constructeurs fournissent également la valeur de la dérive de ce paramètre en fonction de la température (<i>Input offset voltage drift</i>)</p>
<p>Courant de polarisation d'entrée (<i>Input bias current</i>)</p> <p>Valeur moyenne des courants I_{b+} et I_{b-} circulant dans les deux entrées de l'amplificateur</p> <p>La plupart des constructeurs fournissent également la valeur de la dérive de ce paramètre en fonction de la température (<i>Input bias current drift</i>)</p>
<p>Courant de décalage ramené à l'entrée (<i>Input offset current</i>)</p> <p>Valeur absolue de la différence des courants I_{b+} et I_{b-} circulant dans les deux entrées de l'amplificateur</p>
<p>Gain en tension (<i>Open Loop Voltage gain</i>)</p> <p>Gain utile de l'amplificateur vis-à-vis du mode différentiel (noté A_d au paragraphe 1.3)</p> <p>Généralement exprimé en dB ou en V/μV</p>
<p>Facteur de réjection de mode commun (<i>Common Mode Rejection Ratio CMRR</i>)</p> <p>Rapport entre le gain utile vis-à-vis du mode différentiel et le gain vis-à-vis du mode commun (noté $F_r = A_d/A_c$ au paragraphe 1.3)</p> <p>Généralement exprimé en dB</p>
<p>Facteur de réjection d'alimentation (<i>Power Supply Rejection Ratio PSRR</i>)</p> <p>Rapport entre le gain utile de l'amplificateur (vis-à-vis du mode différentiel) et le gain vis-à-vis des fluctuations d'alimentation.</p> <p>Généralement exprimé en dB</p>
<p>Impédances d'entrée (<i>Input impedance</i>)</p> <p>Impédance vis-à-vis du mode différentiel (<i>differential input impedance</i>) : impédance vue des entrées de l'amplificateur lorsque celui-ci est attaqué en mode différentiel ($e_+ = -e_-$)</p> <p>Impédance vis-à-vis du mode commun (<i>common-mode impedance</i>) : impédance vue des entrées de l'amplificateur lorsque celui-ci est attaqué en mode commun ($e_+ = e_-$).</p> <p>Les constructeurs donnent généralement la partie résistive (résistance d'entrée) et la partie capacitive (capacité d'entrée)</p>
<p>Bruit ramené à l'entrée (<i>Equivalent input noise</i>)</p> <p>voir paragraphe 5.3.5</p>
<p>Vitesse de balayage (<i>Slew rate</i>)</p> <p>Valeur maximale des fluctuations du signal de sortie (dV_s/dt max)</p> <p>Généralement exprimée en V/μs</p>

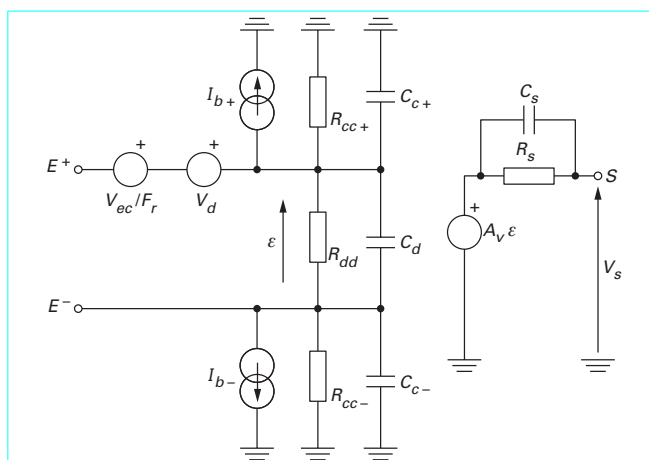


Figure 9 – Macromodèle d'amplificateur opérationnel

Tableau 5 – Influence des principales imperfections linéaires de l'amplificateur opérationnel sur les performances des structures de base

	SCV → V	SCI → V
Tension de décalage ramené en entrée	Décalage en sortie $\Delta V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_d$	Décalage en sortie $\Delta V_s = \frac{R + R_g}{R_g} V_d$
Courants de polarisation	Décalage en sortie $\Delta V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_g I_{b+} - R_1 I_{b-}$	Décalage en sortie $\Delta V_s = -R I_{b-}$
Facteur de réjection de mode commun	Erreur sur le gain $\Delta A_v \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2 F_r}$	0
Gain fini	Erreur sur le gain $\Delta A_v \approx -\frac{1}{A} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)^2$	Erreur sur le gain $\Delta A_v \approx \frac{1}{A} \left(\frac{R^2}{R // R_g} \right)$ Impédance d'entrée non nulle $Z_e = \frac{R}{1 + A}$
Impédance de sortie	Impédance de sortie non nulle $Z_s \approx R_s \frac{R_1 + R_2}{AR_2}$	Impédance de sortie non nulle $Z_s \approx R_s \frac{R + R_g}{AR_g}$
Impédance d'entrée	Impédance d'entrée finie $Z_e \approx \frac{R_{dd} AR_2}{R_1 + R_2}$	Impédance d'entrée non nulle $Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R_{dd}} + \frac{(1 + A)}{R}}$

2.2 Réalisation à l'aide de transistors

2.2.1 Modélisation des transistors bipolaires

Pour réaliser la fonction amplification, on peut utiliser des transistors (bipolaires ou à effet de champ) en sources commandées unidi-

rectionnelles. Ce régime de fonctionnement suppose l'existence d'un régime de repos (polarisation des composants détaillée dans l'article *Diodes et transistors bipolaires discrets* [20]) auquel se superpose un régime de variations traduisant l'amplification proprement dite.

Le transistor est un composant fondamentalement non linéaire dont le comportement électrique fin peut être analysé à l'aide de modèles non linéaires complexes qui ne peuvent être mis en œuvre que numériquement au sein de programmes de simulation électrique (SPICE par exemple). Pour mener un calcul à la main, il est nécessaire de simplifier ces modèles. Ainsi, pour étudier des structures amplificatrices à transistors, on dissocie généralement le régime de polarisation du régime des variations que l'on peut alors étudier en adoptant un modèle linéaire obtenu en confondant, autour du point de polarisation, les caractéristiques du transistor avec leur tangente en ce point. Cette approximation est évidemment d'autant plus exacte que l'amplitude des variations est petite.

De nombreuses modélisations, plus ou moins simplifiées, sont alors possibles. Les paramètres hybrides (paramètres h), définissant un schéma équivalent sous la forme d'un quadripôle, ne sont pratiquement plus utilisés. Pour représenter le comportement du transistor bipolaire en régime de variation, on préfère à l'heure actuelle utiliser le schéma naturel d'Ebers-Moll de la figure 10, simplifié et adapté au type d'étude (étude du régime de variations dans la bande passante, étude de la bande passante, étude du bruit...) en ne faisant intervenir que les phénomènes pertinents et en négligeant tout ce qui peut l'être.

Les valeurs des éléments intervenant dans ce modèle sont déterminés à partir du courant de polarisation d'émetteur I_E et des caractéristiques du composant fournies par le constructeur.

r_e , **résistance dynamique d'émetteur**, représente l'inverse de la pente de la caractéristique de la diode base émetteur au point de polarisation définie pour $V_{BE} = V_{BE0}$:

$$r_e = \frac{1}{\left(\frac{dI_E}{dV_{BE}} \right)_{V_{BE} = V_{BE0}}} = \frac{kT}{qI_E}$$

avec k constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),
 q charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C),
 T (K) la température absolue de la jonction.

Exemple : à 300 K, on a $r_e I_E = 26$ mV

Cette résistance dynamique est liée à la **transconductance** g_m du transistor par :

$$g_m = \left(\frac{dI_C}{dV_{BE}} \right)_{V_{BE} = V_{BE0}} = \frac{\alpha}{r_e}$$

α peut être confondu aux basses fréquences avec le **gain en courant du transistor monté en base commune** ($\alpha \approx 1$). On peut le relier au paramètre β fourni par le constructeur en utilisant la relation :

$$(1 - \alpha)(1 + \beta) = 1$$

r_{ce} représente l'**impédance de sortie** du transistor et traduit l'effet Early :

$$r_{ce} = \left(\frac{dI_C}{dV_{CB}} \right)_{V_{BE} = V_{BE0}} = \frac{V_{Early}}{I_C}$$

où V_{Early} représente la tension d'Early dont l'ordre de grandeur est une centaine de volts. Son influence est souvent masquée par les autres impédances du circuit (résistance de charge) dans lequel le transistor est inséré. Elle est donc généralement négligeable.

$C_{b'c}$ et $C_{b'e}$ n'interviennent que pour l'étude de la bande passante et du comportement fréquentiel (§ 3).

La variante issue d'une transformation T-II (modèle de Giacometti) que l'on rencontre parfois représente exactement les mêmes phé-

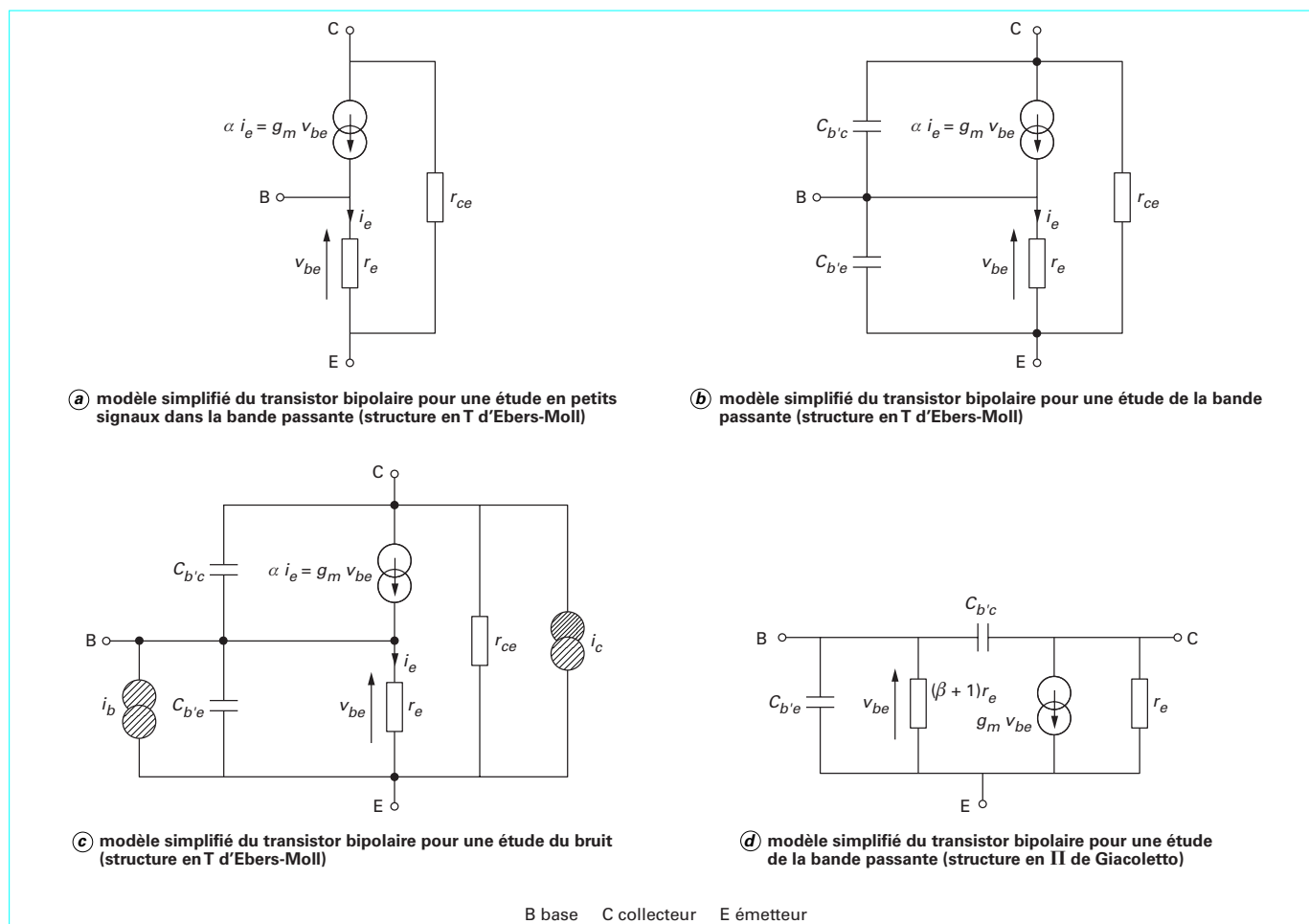


Figure 10 – Modélisation du transistor bipolaire

nomènes. Dans la suite de cet article, nous n'utiliserons donc que des schémas équivalents de type Ebers-Moll.

2.2.2 Modélisation des transistors à effet de champ

Les transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET) peuvent être étudiés en utilisant des modèles (figure 11) très voisins de ceux qui ont été proposés pour leurs homologues bipolaires.

On peut conserver la topologie des modèles de la figure 10 en assimilant α à 1. L'impédance d'entrée des transistors à effet de champ est en effet très élevée et essentiellement capacitive. Le courant statique dans la grille peut alors être considéré comme nul.

r_{ce} est remplacé par r_{ds} représentant l'impédance de sortie du transistor et $C_{b'c}$ et $C_{b'e}$ qui interviendront lors de l'étude de la bande passante et du comportement fréquentiel sont remplacés par C_{gs} et C_{gd} .

Pour un transistor à effet de champ à grille isolée (MOSFET) en régime de pincement (régime de fonctionnement exploité pour réaliser des étages amplificateurs), le courant drain-source I_{DS} varie, au

premier ordre, selon une loi parabolique en fonction de la tension grille-source V_{GS} :

$$I_{DS} = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

avec V_T tension de seuil,
 K paramètre lié à la géométrie du composant.

La transconductance du transistor g_m se déduit très simplement de l'expression précédente :

$$g_m = \left(\frac{dI_{DS}}{dV_{GS}} \right)_{V_{GS} = V_{GS0}} = K(V_{GS0} - V_T)$$

Les transistors à effet de champ présentent une transconductance plus faible que leurs homologues bipolaires.

Cette représentation proposée par Schichmann et Hodges est voisine du schéma d'Ebers-Moll utilisé pour modéliser le transistor bipolaire. Elle permet d'établir un parallèle entre les structures à transistor bipolaire ou à effet de champ et d'en dégager des propriétés indépendantes du type de composant. Nous utiliserons cette représentation dans la suite de l'article. On rencontre toutefois couramment des modèles à structure en Π équivalents rappelés pour mémoire sur la figure 11.

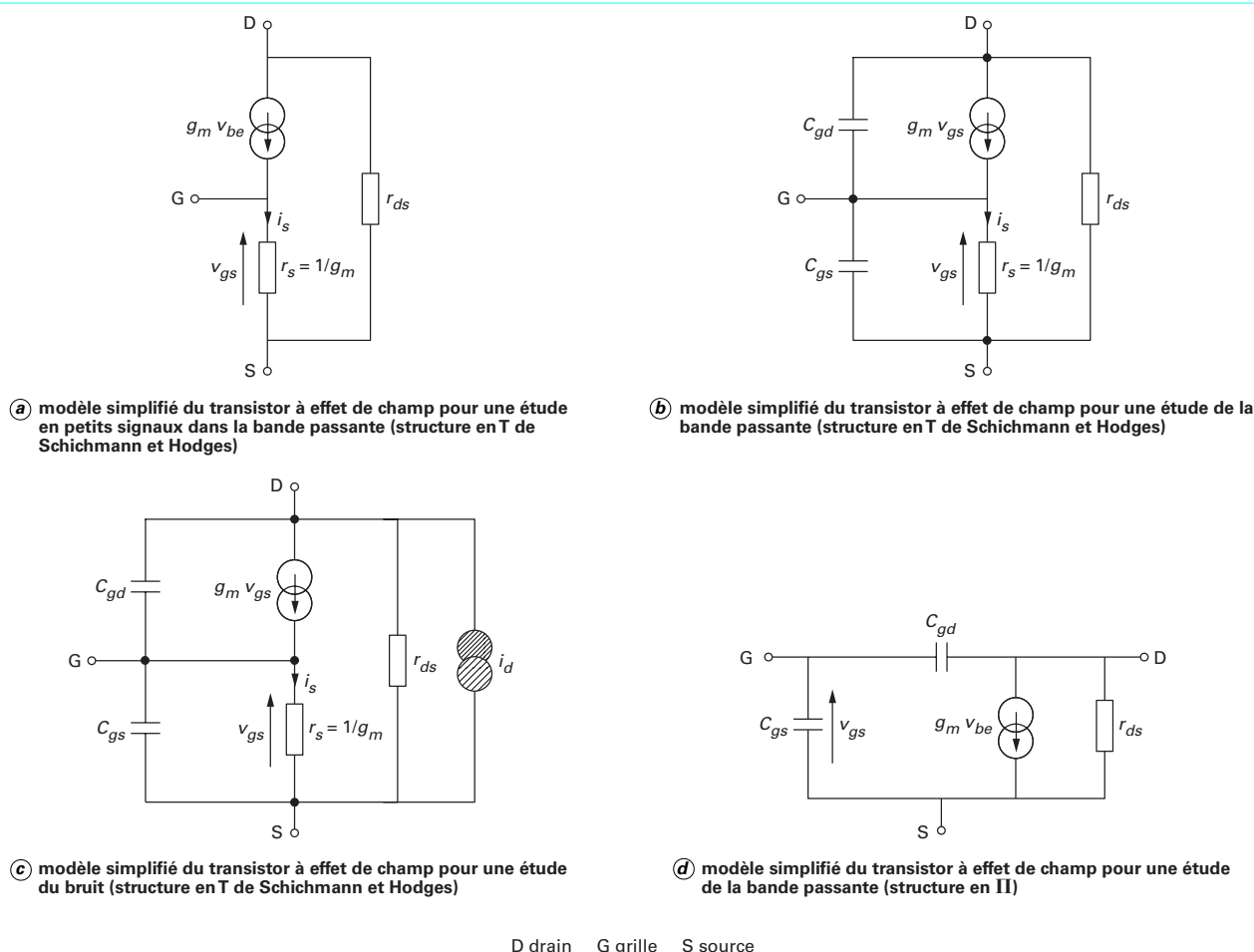


Figure 11 – Modélisation du transistor à effet de champ

2.2.3 Structures de base

Contrairement aux cas des amplificateurs opérationnels, il est généralement impossible de répondre aux exigences du cahier d'un amplificateur faibles niveaux en utilisant un transistor unique associé à quelques composants passifs. Pour obtenir des performances convenables (bonne impédance d'entrée et de sortie, gain important, large bande passante...), il est presque toujours nécessaire d'associer plusieurs étages et, au sein même d'un étage, de faire appel à des structures composites (Darlington, paire paradoxale...) pour réduire l'influence des imperfections des transistors. Le nombre de schémas possibles est pratiquement illimité. L'étude détaillée des structures possibles est du ressort d'un cours de conception analogique [1] [2] [3] [7] [8] [9] [16] [18]. On se limitera ici au rappel des caractéristiques principales des structures de base.

2.2.3.1 Structures de base à un transistor

L'analyse des schémas équivalents en petits signaux simplifiés à l'extrême (figure 12) révèle qu'un transistor en régime de fonctionnement linéaire peut être considéré comme une $SCI \rightarrow I$ de gain unitaire (traduction directe de l'effet transistor), une $SCV \rightarrow I$ de transconductance I/R en utilisant la résistance dynamique d'émet-

teur associée ou non à une résistance placée dans l'émetteur ou une $SCV \rightarrow V$ de gain unitaire.

Dans les deux premiers cas, le transistor se comporte comme une source de courant commandée dont le courant de sortie peut être converti en tension à l'aide d'une résistance R_C . L'ensemble constitue alors une $SCV \rightarrow V$ (resp. une $SCI \rightarrow V$) au nom consacré par l'usage émetteur commun (resp. base commune) : source commune et grille commune dans le cas des transistors à effet de champ.

Suite à une habitude prise par les électroniciens de raisonner sur les tensions, la structure base commune est parfois caractérisée comme une $SCV \rightarrow V$ qui apparaît alors comme médiocre (impédance d'entrée très faible). Il est plus correct de l'envisager comme un suiveur de courant ($SCI \rightarrow I$ de gain en courant voisin de 1 (en pratique égal au gain en courant α du transistor), d'impédance d'entrée r_e et d'impédance de sortie infinie si on néglige l'influence de la résistance r_{ce} . Si on utilise en sortie une résistance R_C faisant office de convertisseur courant-tension (approche grossière d'une $SCI \rightarrow V$), on peut également considérer l'ensemble comme une $SCI \rightarrow V$.

La structure $SCV \rightarrow V$ de gain unitaire est également appelée **émet-todyne**. Elle correspond au montage collecteur (ou drain) commun.

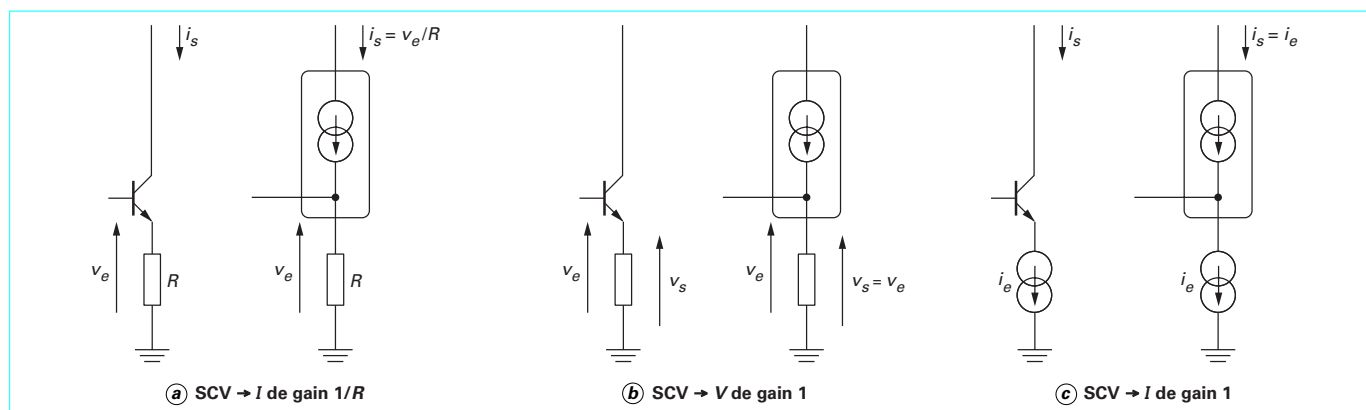


Figure 12 – Utilisations possibles du transistor

Si on utilise un modèle à nulleur (figure 6), ce montage s'assimile au montage adaptateur d'impédance à amplificateur opérationnel évoqué précédemment.

Les propriétés essentielles des trois montages émetteur commun, collecteur commun et base commune sont résumées par les figures 13, 14 et 15. Les éléments nécessaires pour polariser le transistor en régime de fonctionnement linéaire n'ont pas été mentionnés sur les schémas de principe. Ils sont y implicitement représentés par les composantes continues (E_{g0} , V_{s0} , V_{b0} ...).

2.2.3.2 Structure différentielle

La structure différentielle dont le schéma de principe est donné par la figure 15 est un exemple simple de source commandée différentielle symétrique étudiée au paragraphe 1. Les deux transistors, supposés identiques et à la même température, sont polarisés par une source de courant réalisée à l'aide de transistors symbolisée par J_E sur le schéma de principe de la figure 16 a. Dans certains cas, une grande résistance R_E peut faire office de source de courant.

Pour évaluer les grandeurs A_{dd} , A_{dc} , A_{cc} , A_{cd} et F_r , on établit un schéma équivalent vis-à-vis du régime de variations. Il peut alors faire apparaître deux régimes de fonctionnement (régime de mode commun et régime de mode différentiel) à partir desquels on pourra déterminer simplement le fonctionnement global du système par application directe du principe de superposition. En régime de mode commun, une même tension e_c est appliquée sur les bases des transistors. On remarque que si la source de courant polarisant la structure est parfaite (R_E infinie) la tension de sortie de mode commun est nulle. En régime de mode différentiel, on applique sur les bases des transistors, deux tensions opposées e_d et $-e_d$. Si le montage est parfaitement symétrique, le point A constitue une masse virtuelle.

Les termes A_{dc} et A_{cd} sont nuls si le montage est parfaitement symétrique. La détermination de ces expressions dans le cas d'une structure présentant des dissymétries donne lieu à des calculs complexes qui sortent du cadre de cet article.

2.3 Principe de réalisation d'amplificateurs opérationnels

Un amplificateur opérationnel idéal est une source commandée opérationnelle (coefficient de transfert infini). Les amplificateurs opérationnels réels sont souvent réalisés sous la forme de SCV → V à entrée différentielle et à sortie référencée. L'association en cascade de plusieurs sources commandées dont la grandeur de sortie est

incompatible avec la grandeur d'entrée de la suivante (figure 17) permet d'obtenir un gain très élevé en utilisant un faible nombre d'étages élémentaires. L'utilisation de SCV → I à charge active est alors très courante.

Les amplificateurs opérationnels sont pratiquement tous réalisés sous forme de circuits intégrés monolithiques, en technologie bipolaire ou MOS. Ils sont constitués de n étages de type SCV → I et d'un étage final suiveur de gain unitaire (SCV → V) jouant le rôle d'adaptateur d'impédance et d'étage de puissance (on parle alors souvent d'AO à n étages). Le meilleur compromis entre gain et rapidité semble être la structure à deux étages couramment utilisée (SCV → I + SCV → I + SCV → V en cascade). Les structures à un étage présentent un gain modeste mais une bonne rapidité. Les structures à trois étages présentent des performances de gain excellentes mais sont difficiles à compenser en fréquence (§ 3). Elles demeurent donc exceptionnelles.

La figure 18 donne un exemple simple de schéma d'amplificateur opérationnel réalisé en technologie monolithique bipolaire. Le premier étage est une SCV → I différentielle chargée par un miroir de courant permettant d'obtenir un courant référencé i_{s1} . Le deuxième étage, SCV → I à charge active, est optimisé pour avoir un gain très élevé (voisin de 1 000) et impose la limitation en fréquence. L'étage de sortie push-pull (SCV → V de gain unitaire fonctionnant en classe B) réduit l'impédance de sortie et permet de fournir un courant important. On trouvera dans les références notées [2] [3] [6] [7] [8] [9] et [18] de la bibliographie d'autres exemples de structures d'amplificateur opérationnel.

3. Comportement fréquentiel des amplificateurs

Si on reste dans le cadre des amplificateurs faibles niveaux défini dans l'introduction, le comportement et les limitations d'un amplificateur vis-à-vis de la fréquence des signaux sont linéaires. Le gain de l'étage n'est pas constant vis-à-vis de la fréquence du signal à traiter et doit être caractérisé par une transmittance indépendante de l'amplitude des signaux. Après avoir rappelé l'origine et la modélisation des phénomènes affectant la bande passante des étages à transistors, nous en évaluerons les limitations fréquentielles et nous proposerons quelques solutions pour repousser ces limites. Nous envisagerons ensuite le cas des structures bouclées mettant en œuvre des amplificateurs opérationnels.

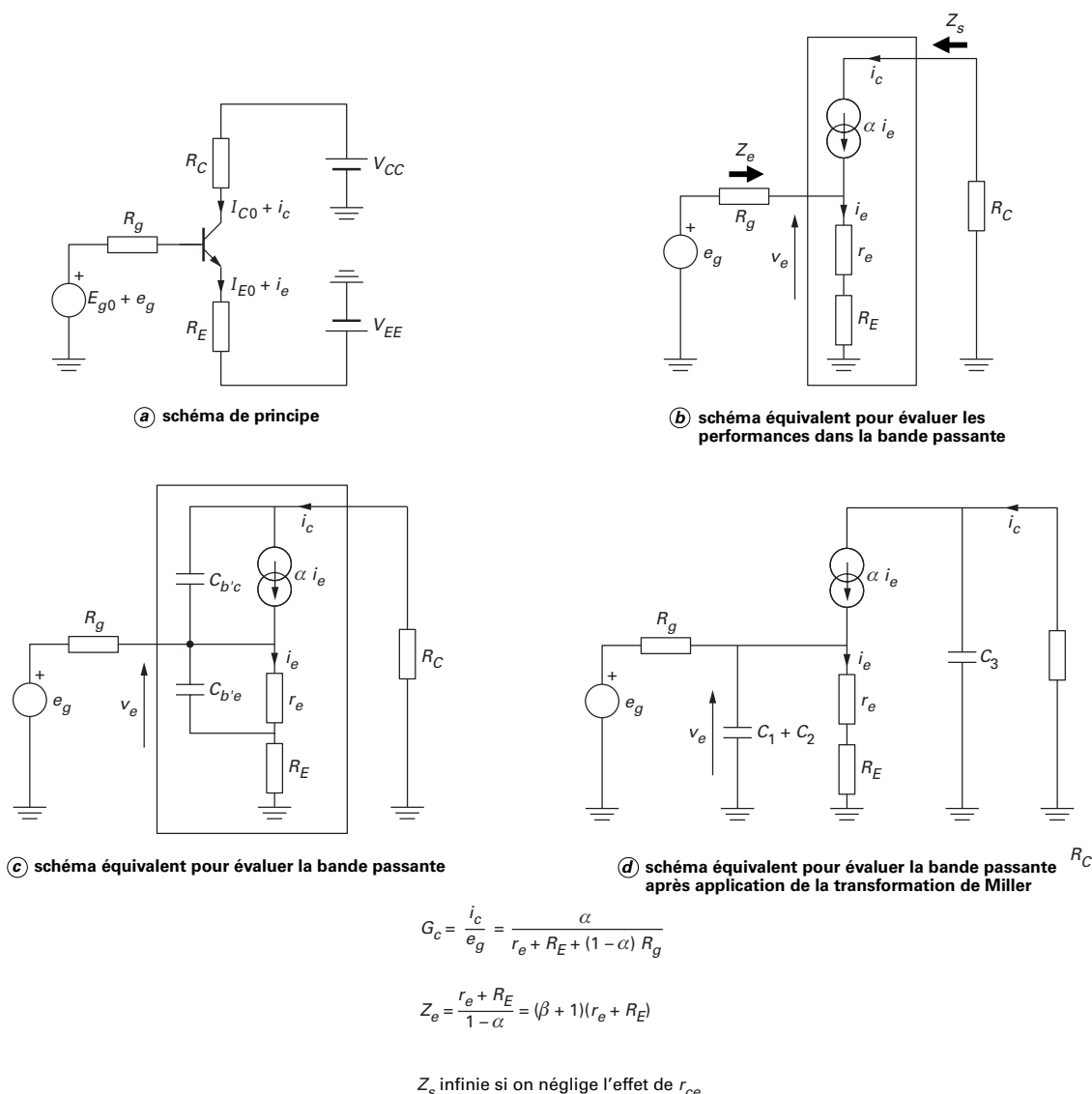


Figure 13 – Structure SCV→I de gain 1/R (émetteur commun)

3.1 Origines et modélisation des phénomènes réactifs

Si on exclut le cas où le concepteur a associé volontairement la fonction filtrage à la fonction amplification (cas des amplificateurs sélectifs, présence de capacités de liaisons, de découplages...), les limitations des dispositifs électroniques vis-à-vis de la fréquence des signaux sont dues à la présence d'impédances réactives parasites qui sont associées aux composants utilisés et qui affectent la fréquence de coupure haute du système. Si on se restreint à un domaine de fréquence suffisamment faible (0 à 100 MHz environ) pour que les paramètres des composants actifs puissent être supposés constants et que l'effet des inductances parasites puisse être

négligé, la limitation en fréquence provient essentiellement des capacités parasites associées aux composants actifs.

Pour un calcul à la main au premier ordre, le comportement des transistors peut être modélisé en faisant intervenir ces éléments parasites dans les schémas équivalents proposés aux figures 10 et 11.

Ainsi le modèle d'Ebers-Moll simplifié du transistor bipolaire pourra être complexifié (figure 10 b) en faisant intervenir les capacités de transition et de diffusion associées aux jonctions base-émetteur et base-collecteur. En régime de fonctionnement normal, la capacité de diffusion de la diode base-collecteur polarisée en inverse peut être négligée devant la capacité de transition. Le comportement réactif de la jonction base-collecteur peut donc être représenté au premier ordre par une capacité $C_{b'c}$. La capacité de diffusion de la diode base-émetteur polarisée en direct est prédomi-

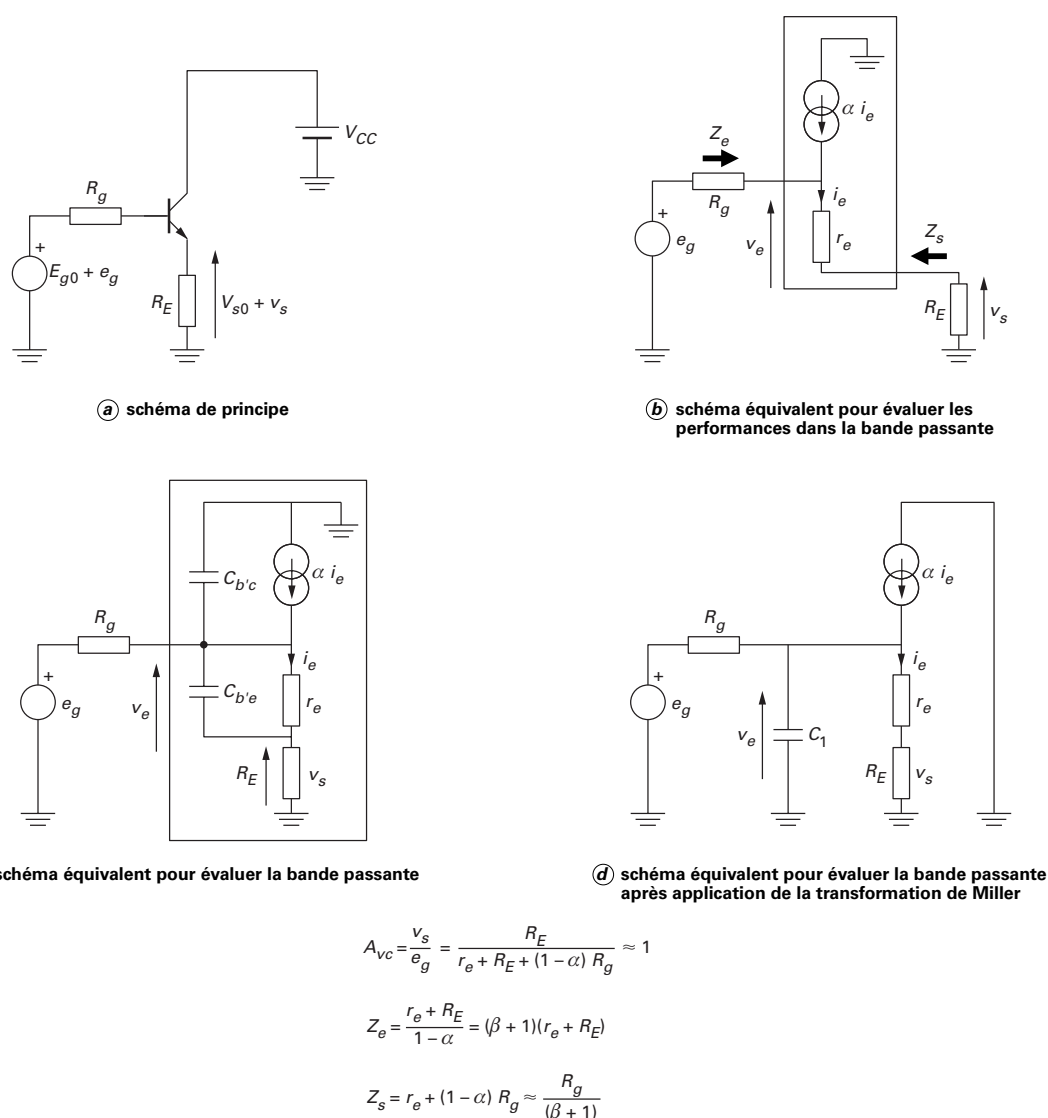


Figure 14 – Structure SCV→V de gain 1 (collecteur commun)

nante sur la capacité de transition. Le comportement réactif de cette jonction peut alors être représenté par une capacité $C_{b'e}$ dépendant de la polarisation statique du transistor et liée à la fréquence de transition f_T fournie par le constructeur par la relation :

$$f_T = \frac{1}{2\pi r_e (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

avec r_e résistance dynamique d'émetteur.

Pour traiter le cas des transistors à effet de champ, on peut compléter le modèle de Schichmann et Hodges et faire intervenir deux capacités C_{gd} et C_{gs} . Les raisonnements et les résultats établis dans le cas du transistor bipolaire se transposent alors sans difficulté.

Les modèles proposés précédemment sont trop simplistes pour représenter correctement le comportement des structures fonctionnant à des fréquences plus hautes (de l'ordre de 50 à 500 MHz). En effet, à de telles fréquences, les résistances d'accès aux électrodes, les capacités parasites entre les bornes d'accès, l'impédance de sortie de la source commandée jouent un rôle non négligeable. Les modèles qui en résultent sont alors plus complexes et demandent des moyens de calcul importants (logiciels de simulation électrique). Dans un calcul à la main, ils peuvent être avantageusement remplacés par une représentation à base d'un quadripôle traduisant globalement le comportement du transistor. Les paramètres utilisés (généralement Y) dépendent du point de polarisation et de la fréquence du signal. Par conséquent, ils ne sont utilisables simplement que pour étudier des amplificateurs traitant des signaux haute fréquence à bande étroite.

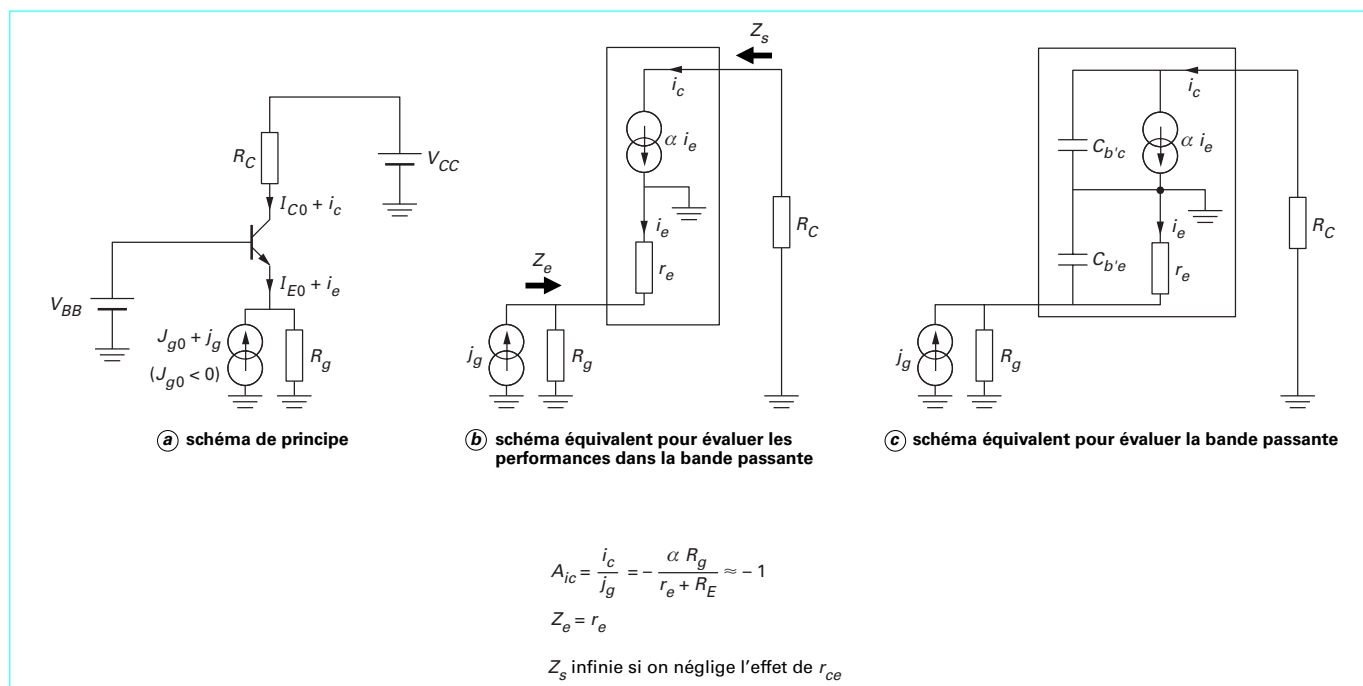


Figure 15 – Structure SCI → I de gain – 1 (base commune)

3.2 Influence des éléments réactifs

La limitation principale de la bande passante des sources commandées est due aux capacités parasites associées aux points d'interfaçage. Nous allons étudier l'influence de la capacité d'entrée, de la capacité de sortie et de la capacité reliant l'entrée et la sortie d'une source commandée.

La capacité d'entrée C_e en parallèle sur le dipôle d'entrée d'une source commandée affecte l'effet de diviseur de tension ou de courant vu au paragraphe 1.

Quelle que soit la grandeur d'entrée (tension ou courant), la présence de la capacité C_e introduit un pôle à la fréquence

$$\frac{1}{2\pi(R_g // R_e)C_e}$$

L'effet de la capacité de sortie est identique car on retrouve en sortie un effet de diviseur de tension ou de courant analogue. La présence de C_s introduit donc un pôle à la fréquence

$$\frac{1}{2\pi(R_s // R_u)C_s}$$

Considérons maintenant une source commandée de nature quelconque dont l'entrée et la sortie sont reliées par une capacité C_{es} (figure 19).

Le courant i_{Ces} parcourant la capacité C_{es} est égal à :

$$i_{Ces} = C_{es}p(v_e - v_s)$$

Si on note A_v le gain en tension de la source commandée, on peut exprimer i_{Ces} en fonction de v_e ou de v_s :

$$i_{Ces} = C_{es}pv_e(1 - A_v) = -C_{es}pv_s(1 - 1/A_v)$$

Vis-à-vis de l'entrée de la source commandée, tout se passe comme si la capacité C_{es} était remplacée par une capacité C_1 de valeur $(1 - A_v)C_{es}$ en parallèle sur le dipôle d'entrée (son effet accen-

tue celui de C_e). Lorsque A_v est négatif et de valeur absolue élevée, l'effet de cette capacité est multiplié par un facteur voisin de A_v (effet Miller) et devient prépondérant.

De même, vis-à-vis de la sortie de la source commandée, tout se passe comme si la capacité C_{es} était remplacée par une capacité C_2 de valeur $(1 - 1/A_v)C_{es}$ en parallèle sur le dipôle de sortie (son effet accentue celui de C_s).

L'application de la transformation précédente (dite de Miller), qui permet de remplacer une capacité entre l'entrée et la sortie d'une source commandée par deux capacités connectées à la masse, ramène le calcul de l'ordre de grandeur de la fréquence de coupure à l'étude d'un schéma équivalent semblable à celui de la figure 19. L'effet conjugué des différentes impédances impliquées à l'interface entre deux étages introduit donc une fréquence de coupure de valeur :

$$\frac{1}{2\pi(R_{s1} // R_{e2})(C_{s1} + C_{e2} + C_{es1-s} + C_{es2-e})}$$

où C_{es1-s} (resp. C_{es2-e}) désigne la capacité de réaction C_{es} du premier étage ramenée en sortie (resp. du second étage ramenée en entrée).

Lorsque C_{es} n'intervient pas dans l'expression de A_v , cette transformation (dite de Miller) permet d'évaluer simplement le comportement fréquentiel d'un étage amplificateur. Nous allons l'appliquer au cas des étages amplificateurs de base à transistors bipolaires étudiés au paragraphe 2. Le cas des transistors à effet de champ se traite de façon identique compte tenu de la similitude des modèles adoptés.

Pour étudier le comportement fréquentiel de la structure émetteur commun (SCV → I chargée par une résistance), on peut adopter le modèle de la figure 13. Afin d'évaluer la fréquence de coupure de cet étage, nous pouvons nous ramener à un schéma plus simple en appliquant la transformation de Miller vue précédemment, en notant $A_v = -R_C/(r_e + R_E)$ la valeur du gain en tension de l'étage dans sa bande passante et en considérant que :

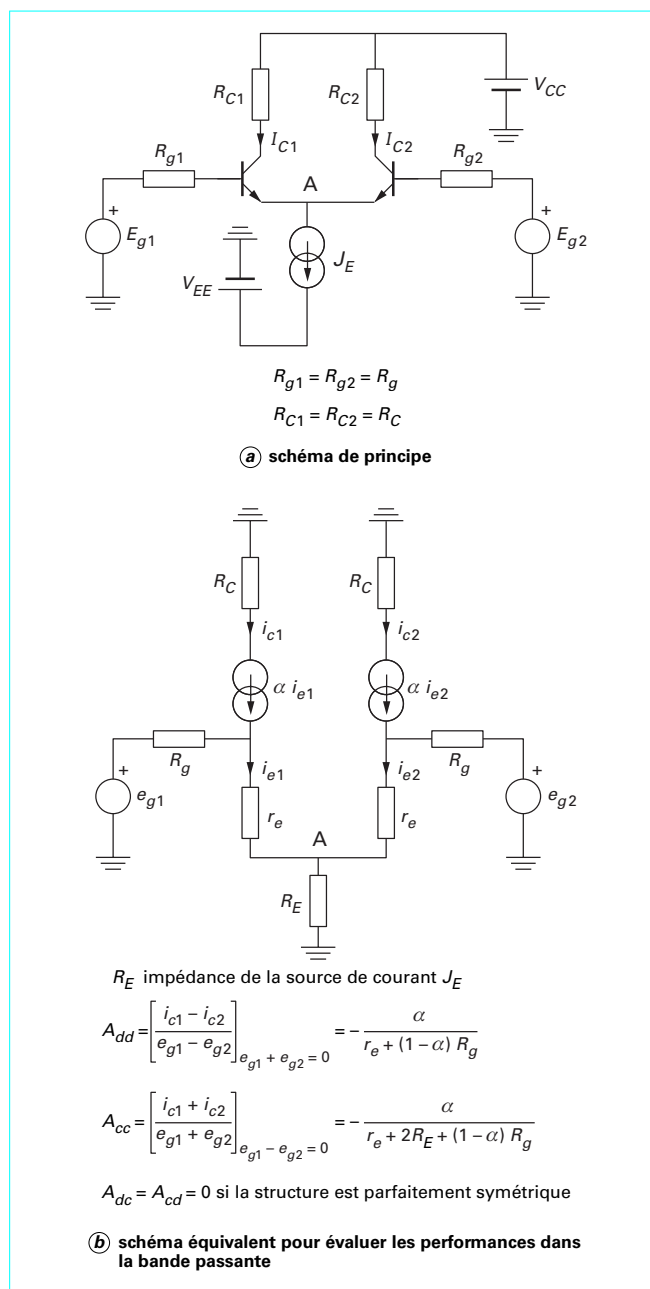


Figure 16 – Structure SCV → I différentielle

— $C_{b'e}$ peut être remplacée par une capacité C_1 placée en parallèle sur l'entrée du transistor et de valeur :

$$C_1 = C_{b'e} \frac{r_e}{r_e + R_E}$$

— $C_{b'c}$ joue vis-à-vis de l'entrée le même rôle qu'une capacité C_2 de valeur :

$$C_2 = C_{b'c} (1 + |A_v|)$$

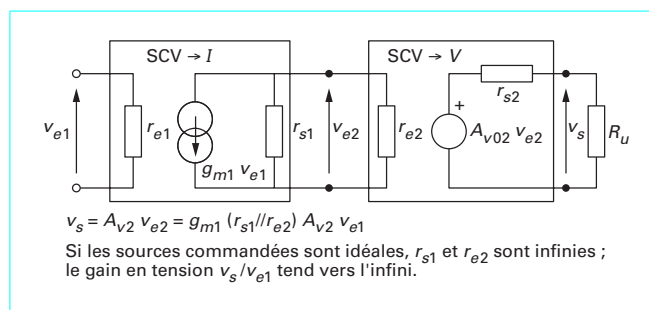


Figure 17 – Association de sources commandées incompatibles

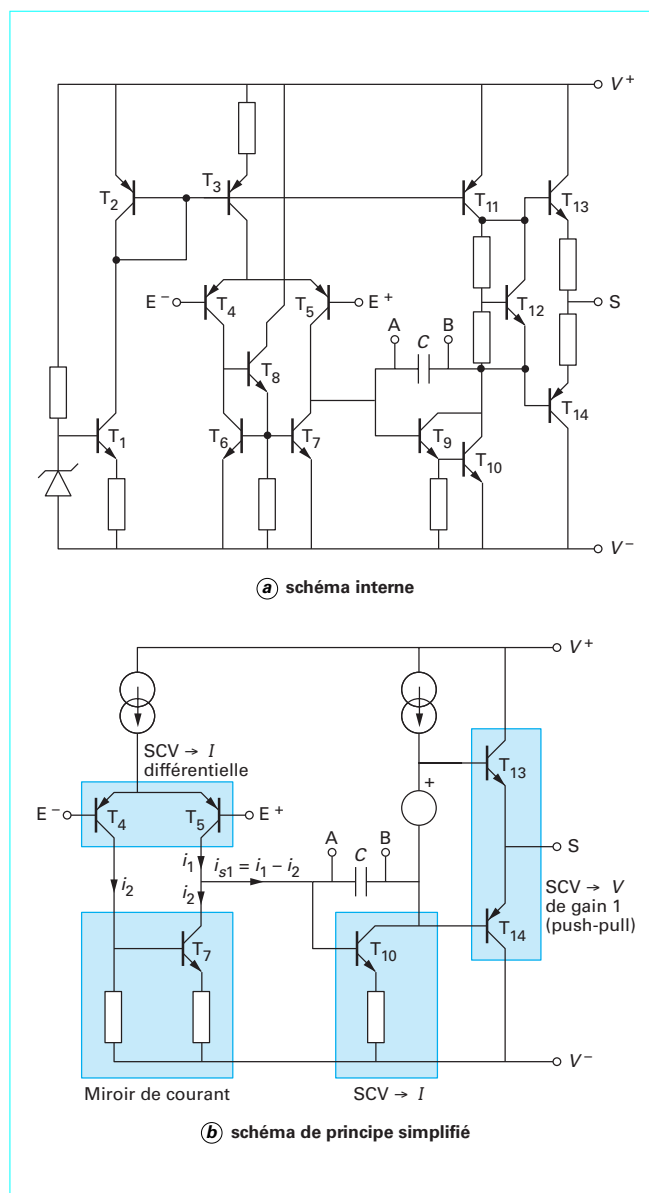


Figure 18 – Exemple d'amplificateur opérationnel

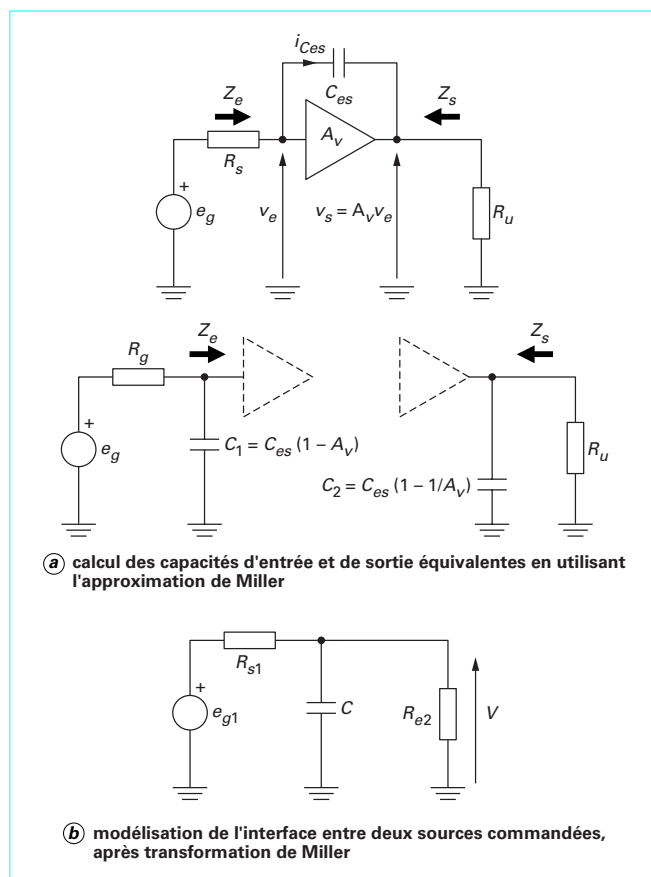


Figure 19 – Approximation de Miller

— $C_{b'c}$ joue vis-à-vis de la sortie le même rôle qu'une capacité C_3 de valeur :

$$C_3 = C_{b'c} \left(1 + \frac{1}{|A_v|} \right)$$

Les capacités mentionnées sur la figure 11 introduisent deux pôles ω_1 et ω_2 dans l'expression du gain.

$$\frac{i_c}{e_g} = \left(\frac{i_c}{e_g} \right)_{\omega=0} \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1} \right)} \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_2} \right)}$$

$$\left(\frac{i_c}{e_g} \right)_{\omega=0} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)R_g + r_e + R_E}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\left[C_{b'e} \frac{r_e}{r_e + R_E} + C_{b'c} \frac{\alpha R_C + R_E + r_e}{r_e + R_E} \right] [R_g // (\beta + 1)(r_e + R_E)]}$$

$$\omega_2 = \frac{\alpha}{C_{b'c}(\alpha R_C + R_E + r_e)}$$

L'approximation de Miller permet d'évaluer le pôle prédominant ω_1 lié à la capacité globale d'entrée, à l'impédance interne du géné-

rateur et à l'impédance d'entrée de la structure étudiée. La valeur du second pôle ω_2 ainsi obtenue est entachée d'une erreur importante car l'approximation de Miller n'est plus vraiment utilisable à cette fréquence.

Dans le cas du montage collecteur commun (figure 14), compte tenu du couplage entre l'entrée et la sortie ($C_{b'e}$, r_e), le comportement fréquentiel de la structure (figure 14) dépend de la nature de la charge et de l'ordre de grandeur des composants. Dans le cas simple où la charge est purement résistive, la fréquence de coupure de l'étage est due à la résistance R_g et à l'impédance d'entrée de la structure. Cette dernière se compose d'une partie résistive $(\beta + 1)(r_e + R_E)$ et d'une partie capacitive $C_{b'c} + C_{b'e}r_e/(r_e + R_E)$.

À partir de l'analyse directe de la structure SCI→I de gain unitaire (figure 15), on constate que la transmittance i_c/i_g de cette structure possède :

— un pôle dû à la capacité d'entrée situé à une fréquence $\frac{1}{2\pi C_{b'e}(r_e // R_g)}$ très élevée et située au-delà de la fréquence de transition f_T ;

— un pôle dû à la capacité $C_{b'c}$ et à la charge à la fréquence $\frac{1}{2\pi C_{b'c}R_C}$ imposant la fréquence de coupure de la structure.

Cette structure présente donc une large bande passante car elle n'est pas affectée par l'effet Miller.

3.3 Extension de la bande passante

Pour réaliser des sources commandées présentant à la fois un gain en tension élevé et une large bande passante, il faut minimiser l'effet de la capacité reliant l'entrée et la sortie, c'est-à-dire réduire l'erreur de courant $C dV/dt$ introduite par cette capacité.

La solution immédiate consiste à minimiser C par un choix judicieux de composants, un câblage soigné ou l'adoption d'une structure (type base commune) appropriée.

On peut également envisager de minimiser les variations de tension aux bornes de cette capacité en utilisant le courant comme grandeur porteuse de l'information. La structure cascode dont le schéma de principe est donné à la figure 20 est une application directe de cette remarque. On peut l'analyser comme l'association d'une SCV→I (transistor T_1) chargée par une SCI→I de gain unitaire (transistor T_2) qui isole le collecteur de T_1 des variations de tension aux bornes de la charge R_C . Le pôle introduit par son impédance d'entrée est situé à une fréquence voisine de f_T . La fréquence de coupure est donc fixée par R_C et $C_{b'c}$. Le transistor T_1 fonctionne en SCV→I chargée par une impédance très faible (r_{e2}). Son gain en tension dans la bande passante $[r_{e1}/(r_{e1} + R)]$ est également très faible. L'effet Miller a donc été fortement atténué alors que le gain global (v_s/v_e) reste pratiquement égal à celui de la SCV→V constituée par T_1 chargé directement par R_C .

3.4 Comportement fréquentiel des structures bouclées à amplificateur opérationnel

On a montré l'intérêt de la rétroaction en électronique au paragraphe 1.

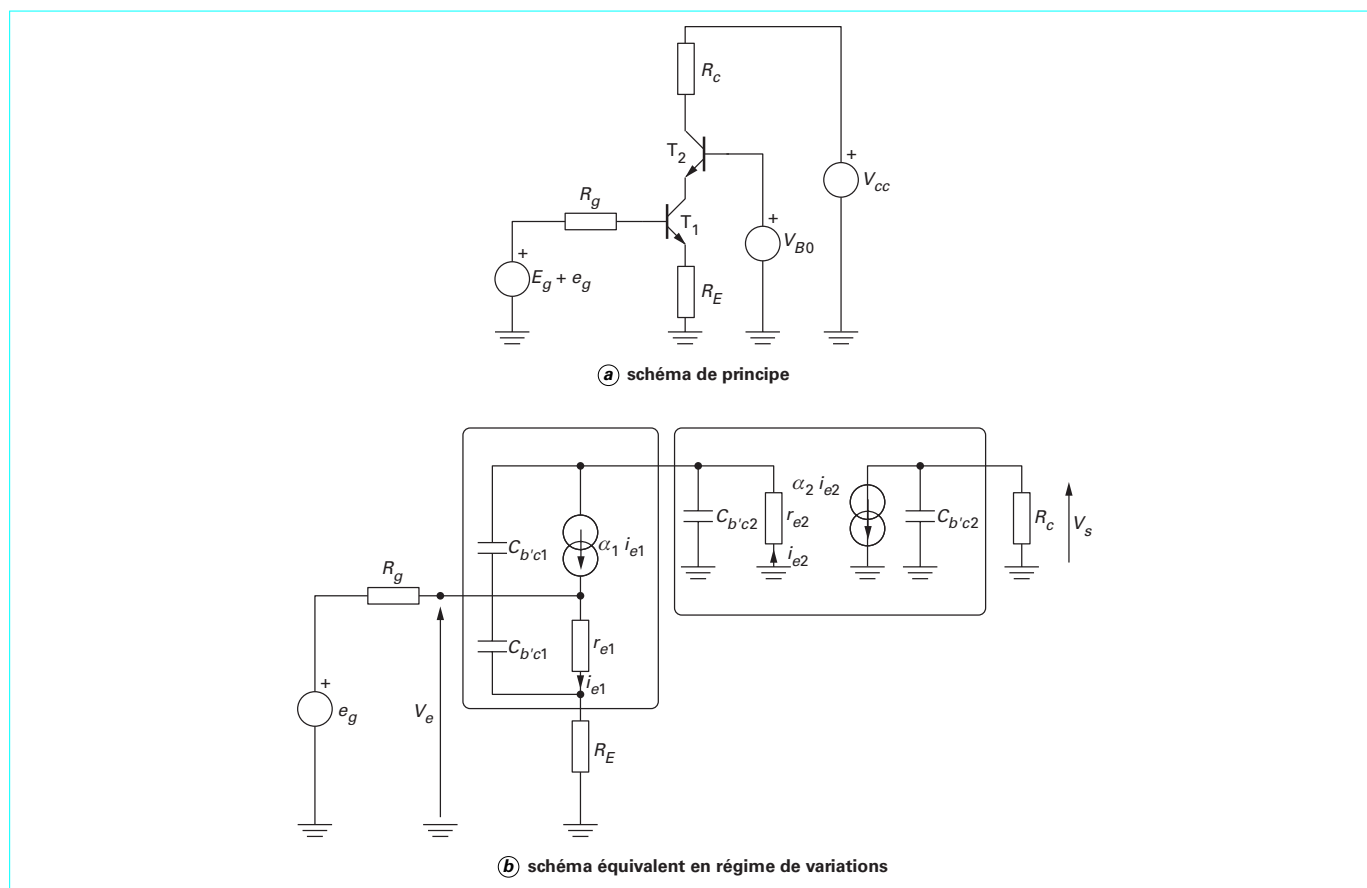


Figure 20 – Structure cascode

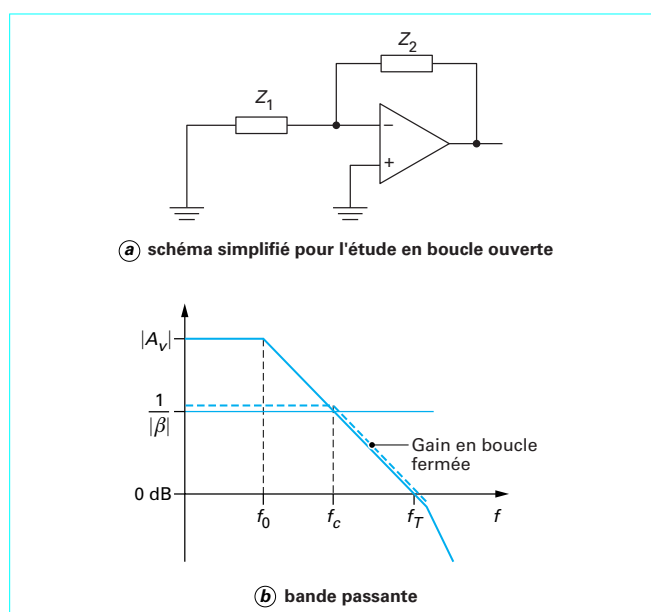


Figure 21 – Structure bouclée

La transmittance d'un amplificateur opérationnel bouclé de gain A_v peut se mettre sous la forme :

$$\frac{s}{e} = H_{\infty} \frac{\mu\beta}{1 + \mu\beta} = H_{\infty} \frac{A_v\beta}{1 + A_v\beta}$$

H_{∞} correspond à la transmittance idéale obtenue quand le gain A_v est infini. $A_v\beta$ est le gain en boucle ouverte obtenu en annulant les signaux d'entrée, en coupant la boucle et en évaluant la transmittance de la boucle ouverte. Dans cette optique, les deux montages de base étudiés précédemment se ramènent à celui de la figure 21 avec $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$.

L'amplificateur opérationnel est en pratique réalisé à l'aide de transistors dont la bande passante est limitée. Lorsque la fréquence augmente, A_v diminue et la transmittance s/e s'écarte de la valeur idéale H_{∞} .

Pour étudier l'influence de la fréquence sur $A_v(f)$ et par répercussion sur s/e , nous considérerons dans un premier temps que β est réel et que A_v possède un seul pôle au dessus de l'axe 0 dB.

$$A_v(f) = \frac{A_v(0)}{1 + j \frac{f}{f_0}} \text{ pour } f < f_0$$

L'étude en fonction de la fréquence portera sur le module des transmittances et on confondra au premier ordre la courbe réelle et ses asymptotes.

L'influence de la fréquence sur A_v se ramène à l'étude de l'expression :

$$H_0 = \frac{A_v(f)}{1 + A_v(f)\beta}$$

Si $|A_v(f)\beta| > 1$, $|H_0| = |1/\beta|$

Si $|A_v(f)\beta| < 1$, $|H_0| = |A_v(f)|$

On peut donc étudier $|A_v(f)\beta|$ dans le plan de Bode ou $1/|\beta|$ dans le plan où on a déjà reporté la courbe $|A_v(f)|$ fournie par le constructeur de l'amplificateur opérationnel.

La fréquence de transition f_T de l'amplificateur opérationnel correspond au point où la caractéristique de pente -20 dB/décade coupe l'axe des 0 dB.

$$A_v(f) = \frac{A_v(0)}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$f_T = A_v(0)f_0$$

f_T , caractéristique de l'amplificateur donnée par les constructeurs, est en général comprise entre 500 kHz et une dizaine de mégahertz.

On constate que la bande passante de la structure bouclée est d'autant plus grande que son gain en boucle fermée est faible (la fréquence de coupure de la structure bouclée est désignée f_c sur la figure 21). Si la transmittance de l'amplificateur opérationnel est du premier ordre, le rapport $f_c/|\beta|$ reste constant.

4. Stabilité

4.1 Critère de stabilité

Dans la pratique, $A_v\beta$ possède de nombreux pôles (pôles dus à l'amplificateur opérationnel, pôles dus aux capacités parasites et à β). Le déphasage de $A_v\beta$ peut donc atteindre π pour une valeur finie f . Si, à cette fréquence, le module de $A_v\beta$ est supérieur à 1, la structure bouclée est instable.

Pour étudier la stabilité de la structure bouclée, on pourrait utiliser les méthodes générales de l'automatique. Cependant, en électronique, un système est considéré comme stable s'il respecte les conditions de stabilité définies dans la théorie de la réaction et si son comportement est voisin de celui des systèmes à amortissement optimal. Compte tenu de la faible précision sur la position des pôles et des zéros, on raisonne sur les tracés asymptotiques de $|A_v|$ et de $|1/\beta|$ et on utilise le critère simplifié de stabilité suivant : le système bouclé sera stable avec une marge de gain et de phase convenable si les tracés asymptotiques des modules de A_v et $1/\beta$ se coupent en un point où la différence entre la pente du module de A_v et celle du module de $1/\beta$ est supérieure ou égale à -20 dB/décade (figure 22).

Le tracé de $1/|\beta|$ doit éventuellement tenir compte des éléments parasites déstabilisants (capacités d'entrée et de sortie de l'amplificateur opérationnel...).

La capacité parasite C_e entre les entrées de l'amplificateur opérationnel modifie la transmittance de retour β . Dans l'exemple de la

figure 23, R_1 est alors remplacé par $\frac{R_1}{1 + R_1 C_e p}$.

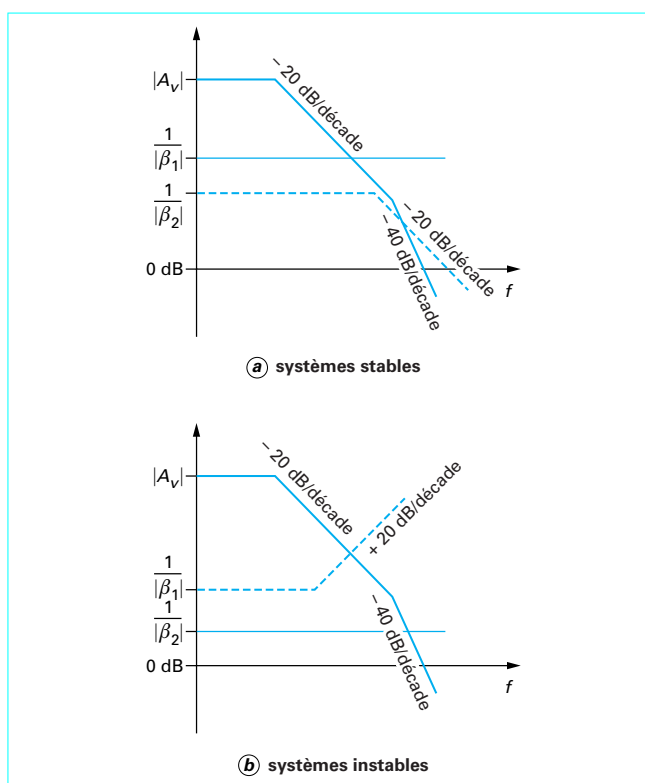


Figure 22 - Critère de stabilité

$$\frac{1}{\beta} \text{ devient alors } \frac{R_1 + R_2}{R_2} [1 + (R_1 // R_2) C_e p].$$

Une capacité C_s (capacité parasite ou partie capacitive de la charge) placée en sortie d'un amplificateur opérationnel de résistance de sortie R_s non nulle modifie le gain en boucle ouverte $A_v\beta$ et tend à déstabiliser la structure bouclée.

Dans l'exemple de la figure 24, $1/\beta$ devient :

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2 + R_s}{R_2} [1 + [R_s // (R_1 + R_2)] C_s p]$$

4.2 Stabilisation et compensation

Lorsque le critère de stabilité n'est pas rempli, on peut stabiliser le montage :

- en agissant sur la transmittance de l'amplificateur opérationnel ;
- en agissant sur la transmittance de retour β .

La première solution est très utilisée et facile à mettre en œuvre à condition que l'amplificateur opérationnel permette cette compensation.

La deuxième solution est toujours possible et permet souvent d'obtenir les meilleures performances. Sa mise en œuvre est cependant plus délicate.

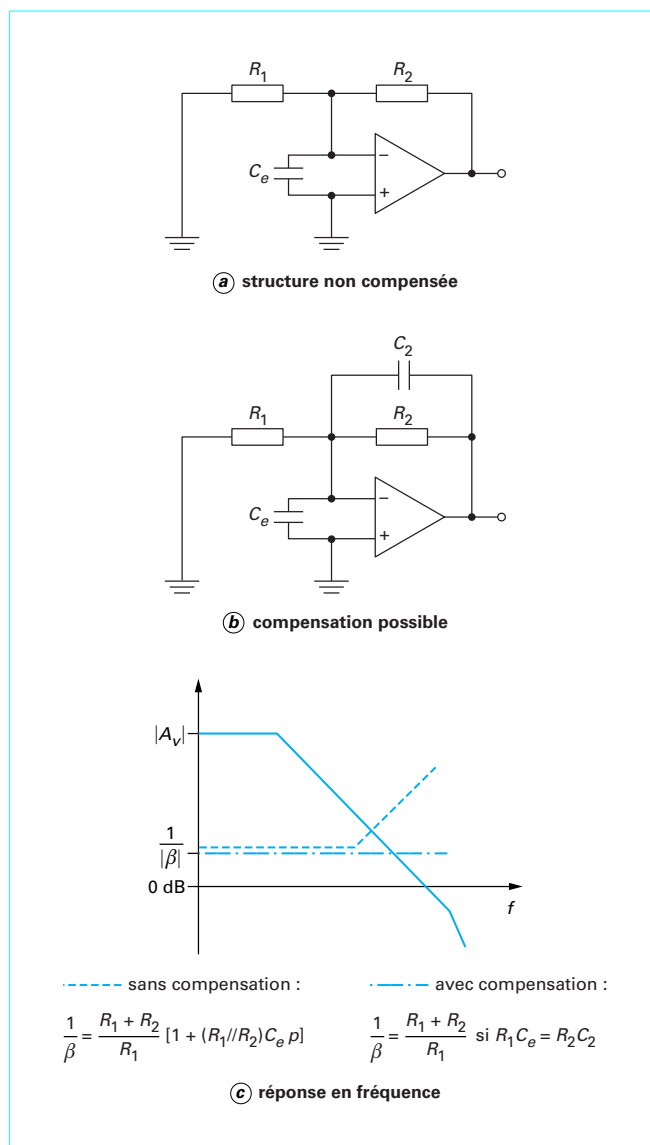


Figure 23 – Influence de la capacité d'entrée

4.2.1 Stabilisation par action sur A_v

Ce type de stabilisation, souvent appelé compensation, consiste à modifier la réponse en fréquence de l'amplificateur opérationnel en agissant sur la position du premier pôle ou du second. Plusieurs solutions sont possibles mais, dans tous les cas, il est préférable de suivre les indications des notices techniques fournies par le constructeur.

Une solution simple consiste à diminuer la première fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel pour repousser le second pôle du gain en boucle ouverte $A_v \beta$ sous l'axe 0 dB. Cette solution, préconisée pour la plupart des amplificateurs opérationnels possédant des bornes de compensation, exploite généralement l'effet Miller affectant l'étage de plus grand gain. Elle se réduit alors au câblage d'une capacité entre les bornes de compensation.

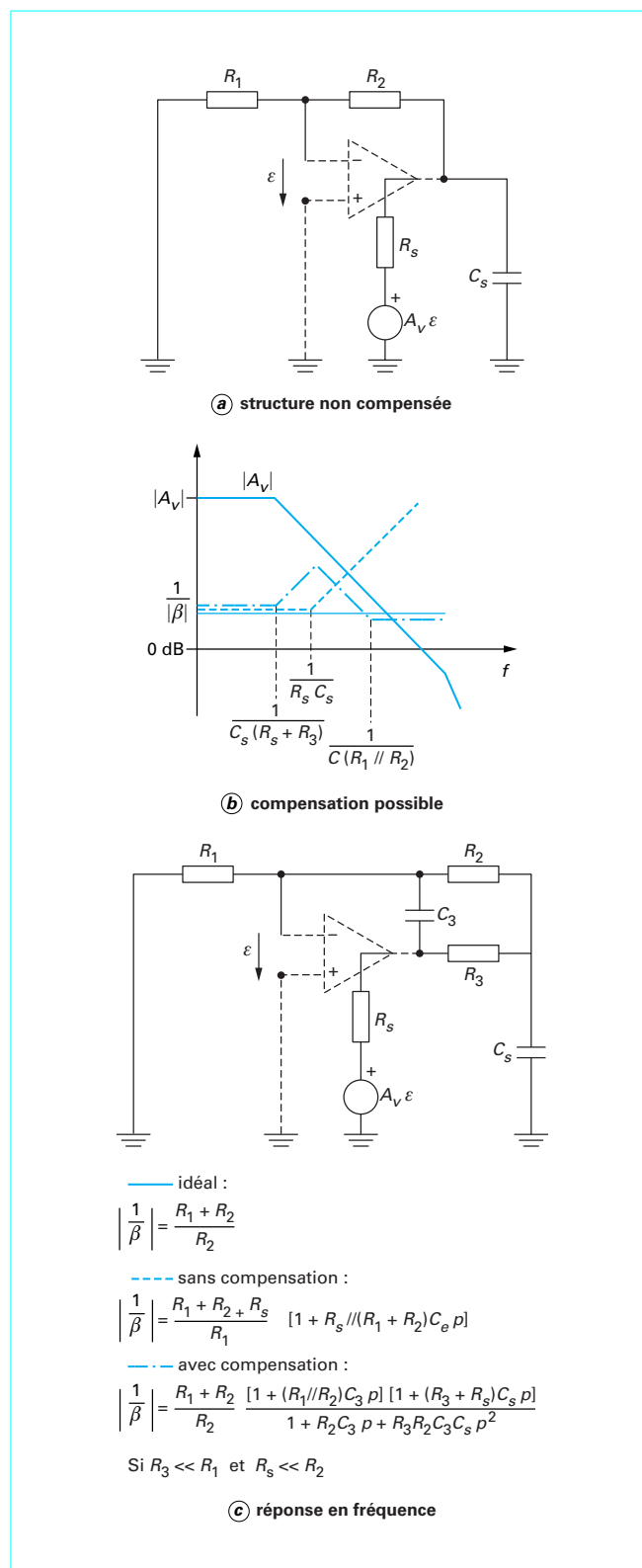


Figure 24 – Influence de la capacité de sortie

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_{s1} // R_{e2})|A_{v2}|C_{comp}}$$

Les amplificateurs compensés intérieurement sont dotés d'une capacité de compensation interne qui positionne le second pôle du gain A_v de l'amplificateur opérationnel sur l'axe 0 dB et garantit alors la stabilité de toute structure rebouclée par un facteur de retour β réel et de module inférieur à $1 \ (1/|\beta| > 0 \text{ dB})$. Les bornes de compensation n'existent alors pas nécessairement.

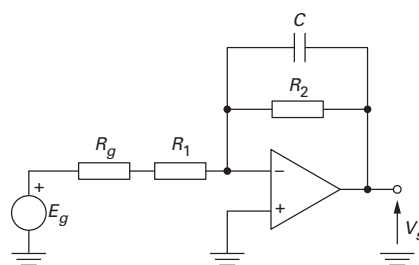
Cette technique de compensation peut être mise en œuvre très simplement sans affecter le réseau de réaction réalisant le facteur de retour β . Par contre, la vitesse de balayage de l'amplificateur opérationnel, inversement proportionnelle à la capacité d'entrée du second étage, se trouve diminuée. Par ailleurs, la bande passante de l'amplificateur opérationnel est réduite et tend à diminuer la précision du système bouclé.

4.2.2 Stabilisation par action sur la transmittance de retour

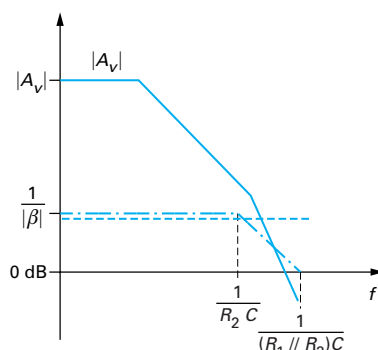
Considérons par exemple, le montage inverseur instable de la figure **25**. La droite $1/\omega$ coupe le tracé asymptotique de A_v en un point où la pente vaut -40 dB/décade. Pour stabiliser le montage, on peut placer un condensateur C en parallèle sur R_2 de façon à ce que β ne soit plus constant et tel que la différence des pentes des tracés asymptotiques de A_v et $1/\omega$ soit de -20 dB/décade.

5. Comportement des amplificateurs vis-à-vis du bruit

On étudiera dans ce paragraphe l'influence du bruit sur les performances d'un amplificateur faibles niveaux. On rappellera, dans un



Ⓐ principe



----- sans compensation :

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

• — avec compensation :

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{(R_1 \parallel R_2) C p + 1}{R_2 C p + 1}$$

(b) réponse en fréquence

premier temps, les différentes sources de bruit associées aux éléments passifs et actifs usuels (résistances, transistors...) puis on évaluera l'influence du bruit sur les performances d'un étage amplificateur à transistor ou à amplificateur opérationnel. On donnera, enfin, quelques indications pour le minimiser.

5.1 Méthodologie d'étude

La densité spectrale de puissance permet de caractériser la répartition de la puissance du signal dans le domaine fréquentiel. Pour la définir, considérons un signal $x(t)$ à l'entrée d'un filtre passe bande centré sur f_0 et de largeur df . Lorsque df tend vers zéro, la valeur quadratique moyenne $\langle dx_f^2 \rangle$ du signal $dx_f(t)$ filtré tend vers zéro mais le rapport $S_x(f_0) = \langle dx_f^2 \rangle / df$ reste fini et égal à la densité spectrale de puissance du signal $x(t)$ au point $f = f_0$. Elle s'exprime en A^2/Hz ou en V^2/Hz selon la nature de la grandeur électrique qui porte $x(t)$.

Dans une bande de fréquences $[f_0 - df/2, f_0 + df/2]$, le signal $dx(t)$ peut être assimilé à un signal sinusoïdal de fréquence f_0 et de valeur efficace $\sqrt{S_x(f_0)df}$.

Pour étudier l'influence du bruit, nous nous contenterons ici de compléter les modèles de composants proposés précédemment (figures 10 et 11) en introduisant des sources de courant délivrant un signal aléatoire que nous caractériserons par leur densité spectrale de puissance. La méthodologie à adopter pour évaluer la densité spectrale de puissance du signal de bruit recueilli en un point particulier du circuit peut donc se décomposer comme suit :

1) modéliser chaque composant élémentaire en introduisant dans le schéma équivalent en petits signaux les sources de bruit affectant cet élément et dont les origines physiques seront décrites dans le prochain paragraphe ;

2) dans une bande de fréquences $[f_0 - df/2, f_0 + df/2]$, remplacer chaque source de courant aléatoire par une source sinusoïdale de même valeur efficace afin de pouvoir utiliser les résultats et les méthodes décrits dans la théorie des circuits linéaires. L'orientation de ces sources est sans importance car elles interviennent dans l'expression de la densité spectrale du bruit en un point donné par l'intermédiaire de leur valeur quadratique moyenne ;

3) évaluer la densité spectrale de puissance du signal en un point particulier en tenant compte des éventuelles corrélations entre les sources. Si on a pris soin d'adopter une modélisation faisant intervenir des sources de bruit indépendantes ou peu corrélées, ce calcul se ramène à une somme quadratique des différentes contributions élémentaires ;

4) calculer si besoin la valeur efficace du bruit en un point du circuit sur un intervalle de fréquences $[f_1, f_2]$ par intégration de la densité spectrale de puissance.

5.2 Origine et modélisation des phénomènes

Les différents bruits qui peuvent intervenir dans les montages électroniques ont des origines variées. On ne retiendra ici que les trois plus importants qui sont : le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit de scintillement.

Le **bruit thermique** est dû à l'agitation thermique aléatoire des électrons. Il représente la valeur minimale du bruit dans un élément résistif. Dans le domaine de fréquences étudié, sa densité spectrale de puissance disponible peut être considérée comme constante (bruit blanc) et égale à :

$$S(f) = kT$$

avec k constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),
 T température absolue.

Le **bruit de grenaille** est dû aux fluctuations aléatoires des courants dans les composants électroniques actifs (diodes, transistors...).

Dans le cas d'une jonction PN, la loi de Shockley traduisant le comportement électrique macroscopique fait apparaître deux flux de porteurs. Compte tenu de la quantification de la matière, chaque flux n'est pas rigoureusement continu. Pour traduire le franchissement aléatoire de la barrière de potentiel, on peut associer à chacun de ces flux un bruit indépendant de l'autre, de densité spectrale de puissance $S(f) = 2q|I_x|$. La densité spectrale de puissance du bruit de grenaille constitué de ces deux composantes est donc égale à :

$$S(f) = 2q \left(I_s \exp \left(\frac{qV}{kT} \right) + I_s \right) \approx 2qI$$

avec I_s courant de saturation,
 q charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

Elle dépend de la valeur du courant I qui polarise le composant.

Le **bruit de scintillement** appelé parfois également bruit en $1/f$ existe dans tous les composants électroniques actifs et dans certains composants passifs (résistances au carbone...). Comme le bruit de grenaille, ce bruit est toujours associé à un courant continu parcourant le composant et dépend donc de sa polarisation statique. Sa densité spectrale de puissance est égale à :

$$S(f) = \frac{KI^a}{f}$$

avec K coefficient dépendant de la technologie de fabrication du composant,
 I valeur du courant parcourant le composant (polarisation statique),
 a exposant compris entre 0,5 et 2.

5.3 Modélisation des composants bruyants vis-à-vis du bruit

Le bruit intervenant dans un composant élémentaire (résistance, transistor...) peut être modélisé en incluant, dans le schéma équivalent en régime de variations, des sources de courant aléatoire traduisant un mécanisme de bruit décrit précédemment.

Un système électronique est toujours placé dans un environnement extérieur et recueille des signaux parasites qui se transmettent à l'intérieur par conduction, couplage capacitif ou inductif. L'étude de ces phénomènes, importants dans la pratique, est du ressort de la compatibilité électromagnétique [E 3 750], réf. [24]. On n'en tiendra pas compte dans la suite de cet article et on se limitera à l'étude de l'influence du bruit interne aux composants constituant le système.

5.3.1 Résistances

Une résistance R à la température T (K) est le siège d'un bruit thermique qui peut être représenté par une source de courant (figure 26) délivrant un signal aléatoire i_R dont la densité spectrale est égale à :

$$\frac{\langle di_R^2 \rangle}{df} = \frac{4kT}{R}$$

La puissance disponible de bruit P_d est bien égale à :

$$P_d = kTdf$$

Cette puissance ne dépend pas de la résistance R .

On peut également faire intervenir un bruit en $1/f$ dépendant de la technologie de fabrication de la résistance. La densité spectrale de puissance du bruit devient alors :

$$\frac{\langle di_R^2 \rangle}{df} = \frac{4kT}{R} + \frac{KI^2}{f}$$

Pour réaliser des amplificateurs à faible bruit, on privilégiera donc les résistances à couches métalliques qui présentent de meilleures caractéristiques.

5.3.2 Transistor à jonction

Plusieurs modélisations du bruit affectant le transistor bipolaire sont possibles. On retiendra ici celle de la figure 10.

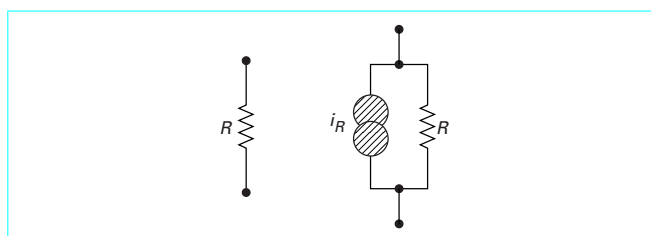


Figure 26 – Modélisation du bruit d'une résistance

Le bruit de grenaille n'est pas représenté directement par deux sources de courant aléatoire en parallèle sur les diodes base-émetteur et base-collecteur car, par effet transistor, ces sources de bruit seraient fortement corrélées. On adopte donc une modélisation différente faisant intervenir deux sources de courant notées i_b et i_c qui peuvent être considérées comme indépendantes.

La source i_b comporte un terme représentant le bruit en $1/f$:

$$\frac{\langle di_c^2 \rangle}{df} = 2qI_c$$

$$\frac{\langle di_b^2 \rangle}{df} = 2qI_B + \frac{KI_B^a}{f}$$

avec	K	coefficient dépendant de la technologie de fabrication du composant,
	I_c et I_B	valeurs du courant parcourant le collecteur et la base (polarisation statique) ($I_c = \beta I_B$),
	a	exposant compris entre 0,5 et 2.

5.3.3 Transistor à effet de champ

Le canal d'un transistor à effet de champ étant résistif, le bruit principal affectant ce type de transistor sera le bruit thermique modélisé sur le schéma de la figure 11 par la source de courant i_d qui tient compte également d'un bruit en $1/f$:

$$\frac{\langle di_d^2 \rangle}{df} = 4kT \left[\frac{2}{3} g_m \right] + \frac{KI_D^a}{f}$$

avec	g_m	transconductance du transistor,
	K	coefficient dépendant de la technologie de fabrication du composant,
	I_D	courant parcourant le canal (polarisation statique),
	a	exposant compris entre 0,5 et 2.

Cette modélisation peut être adoptée pour caractériser les transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET) ou à jonction (JFET). On notera cependant que le bruit en $1/f$ des premiers est nettement plus important que celui des seconds.

5.3.4 Modélisation globale des bruits d'un étage amplificateur

L'étude d'un amplificateur en faisant intervenir les sources élémentaires intervenant au niveau de chaque composant devient vite très complexe dès que le nombre de composants devient important. Une telle approche qui ne peut être mise en œuvre qu'au sein d'un simulateur électrique sur ordinateur ne permet pas non plus de caractériser les performances globales de l'ensemble vis-à-vis du bruit.

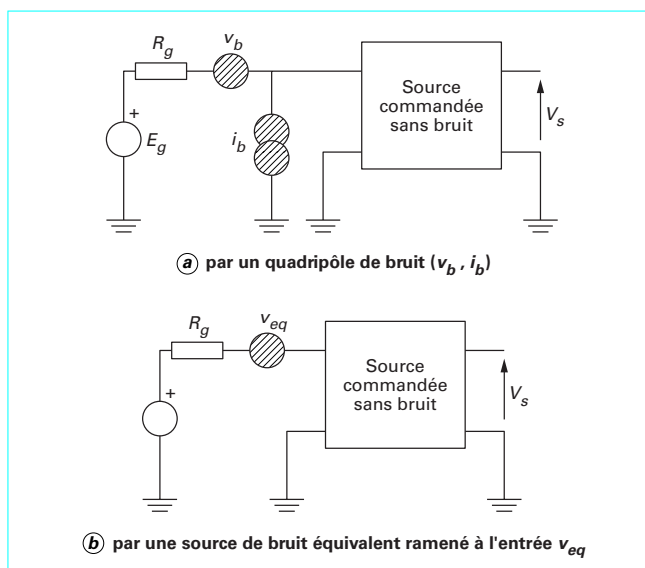


Figure 27 – Modélisation globale des bruits d'un amplificateur à entrée référencée

Les différentes sources élémentaires de bruit internes aux composants produisent en sortie d'un système linéaire (étage amplificateur) un signal parasite qui se superpose au signal utile délivré par la source E_g . Ces sources constituent des sources indépendantes internes au quadripôle équivalent dont on peut modéliser globalement l'effet, comme nous l'avons fait pour le décalage en sortie, en introduisant un quadripôle de bruit.

On peut ainsi dissocier la génération du bruit et la fonction principale du quadripôle (amplification) en considérant d'une part l'étage amplificateur sans source de bruit et un **quadripôle de bruit** (v_b, i_b) traduisant globalement vis-à-vis de la sortie l'effet des sources de bruit dues aux différents composants constituant l'étage amplificateur (figure 27 a). Ces sources v_b et i_b peuvent être corrélées ou non. Elles sont indépendantes de la source (E_g, R_g).

Par transformation de Thévenin, on peut également se ramener à une modélisation ne faisant intervenir qu'une source unique (figure 27 b). Cette **source équivalente de bruit ramenée à l'entrée** dépend alors de la valeur de l'impédance de la source. ($\langle v_{eq}^2 \rangle = \langle v_b^2 \rangle + R_g^2 \langle i_b^2 \rangle$) si on néglige les corrélations éventuelles entre v_b et i_b .

Cette modélisation globale peut être utilisée pour caractériser les étages amplificateurs élémentaires à transistors bipolaires ou à effet de champ décrits précédemment.

On peut montrer par exemple [11] [13] que le bruit de l'étage élémentaire de type SCV $\rightarrow I$ à transistor bipolaire, étudié au paragraphe 2.2.3.1, peut être modélisé par une source équivalente de bruit ramenée à l'entrée v_{eq} égale, si on néglige l'influence du bruit en $1/f$, à :

$$\frac{\langle dv_{eq}^2 \rangle}{df} = 2q \frac{I_c}{\beta} (R_g + R_E)^2 + 2qI_c \left(\frac{U_T}{I_c} + \frac{(R_g + R_E)}{\beta} \right)^2 + 4kTR_E$$

avec U_T tension thermodynamique ($= kT/q$).

Lorsque le transistor est polarisé à une valeur du courant collecteur égale à I_{Copt} , la densité spectrale de puissance de cette source équivalente de bruit est minimale et égale à :

$$\left(\frac{dv_{eq}^2}{df} \right)_{mm} = 4kT(R_g + R_E) \frac{\sqrt{\beta + 1}}{\sqrt{\beta + 1} - 1} \text{ pour}$$

$$I_C = I_{Copt} = \frac{kT}{q(R_g + R_E)} \frac{\beta}{\sqrt{\beta + 1}}$$

5.3.5 Amplificateur opérationnel

Les constructeurs caractérisent le bruit des amplificateurs opérationnels à l'aide d'un quadripôle équivalent de bruit ramené à l'entrée (figure 28), dont ils fournissent la densité spectrale de puissance.

5.4 Facteur et température de bruit

Le facteur et la température de bruit sont deux autres représentations globales possibles des bruits d'un amplificateur. Leur utilisation est fréquente dans le cas des amplificateurs HF à bande étroite.

Considérons un quadripôle réel Q à la température T_0 attaqué par une source de résistance interne R_g à la même température T_0 . Notons G_d le gain en puissance disponible de ce quadripôle.

La puissance disponible de bruit N_g de la résistance R_g dans une bande de fréquence de largeur Δf est égale à :

$$N_g = kT_0 \Delta f$$

La puissance disponible de bruit N_s en sortie du quadripôle (qui peut se calculer en déterminant le schéma équivalent de Thévenin en sortie du quadripôle) serait égale, si le quadripôle Q était non bruyant, à :

$$N_s = G_d kT_0 \Delta f$$

Q étant bruyant, la puissance disponible N'_s en sortie est supérieure à N_s .

On appelle **facteur de bruit** F du quadripôle Q , attaqué par un générateur de résistance interne R_g , le rapport :

$$F = \frac{N'_s}{N_s}$$

soit $N'_s = FG_d kT_0 \Delta f = FG_d N_g$.

Le facteur de bruit peut s'exprimer en fonction des sources v_b et i_b intervenant dans le quadripôle de bruit de la figure 26 a ou en fonction de la source équivalente de bruit ramené à l'entrée de la figure 26 b.

$$F = \frac{\langle v_b^2 \rangle + R_g^2 \langle i_b^2 \rangle + \langle v_{Rg}^2 \rangle}{\langle v_{Rg}^2 \rangle} = \frac{\langle v_{eq}^2 \rangle + \langle v_{Rg}^2 \rangle}{\langle v_{Rg}^2 \rangle}$$

Il caractérise donc le rapport entre le bruit total apporté par le quadripôle et la source et le bruit dû uniquement à la source. Il faut donc être très prudent car le facteur de bruit peut être minimal sans que pour autant le bruit en sortie le soit. Il suffit en effet d'augmenter le bruit apporté par la source pour réduire le facteur de bruit sans améliorer pour autant les performances de l'amplificateur.

Si on fait intervenir la puissance disponible S_g du signal utile du générateur et la puissance disponible de signal utile S_s en sortie, on peut écrire :

$$S_s = G_d S_g$$

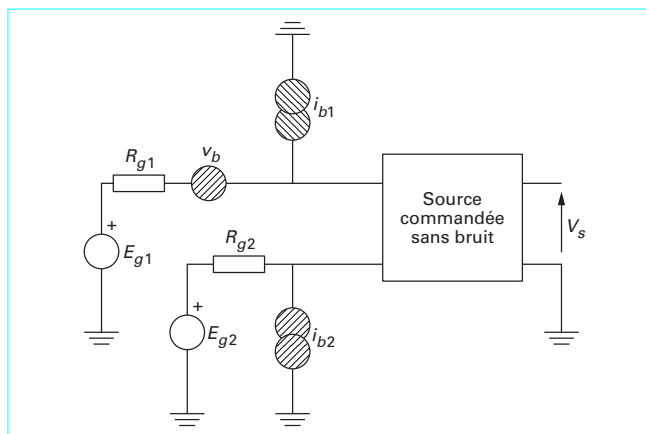


Figure 28 – Modélisation globale des bruits d'un amplificateur à entrée différentielle

Le facteur de bruit peut alors s'exprimer à partir de la relation :

$$F = \frac{S_g / N_g}{S_s / N_s}$$

Si la source et le quadripôle sont à la même température et si la puissance disponible de bruit N_g est uniquement due à la résistance R_g , le facteur de bruit F représente la dégradation du rapport signal sur bruit. C'est une caractéristique de l'ensemble quadripôle – résistance R_g indépendante de la charge du quadripôle.

Le bruit propre apporté par le quadripôle est égal à :

$$N_Q = (F - 1) G_d kT_0 \Delta f$$

On définit alors la **température équivalente de bruit** T_{eq} du quadripôle en posant :

$$N_Q = G_d kT_{eq} \Delta f$$

c'est-à-dire $T_{eq} = (F - 1) T_0$.

Tout se passe comme si le quadripôle n'était pas bruyant et que la source était à la température $T_0 + T_{eq}$ où $T_{eq} = (F - 1) T_0$.

L'utilisation des notions de facteur et de température de bruit est bien adaptée au cas où la structure étudiée est constituée de n quadripôles placés en cascade et que leurs impédances d'entrée et de sortie sont adaptées (configuration classique en amplification HF en bande étroite). En appelant F_n le facteur de bruit et G_{dn} le gain en puissance disponible du n^{e} quadripôle attaqué par une source dont l'impédance interne est égale à l'impédance de sortie du $(n - 1)^{\text{e}}$ quadripôle, le facteur de bruit F de la chaîne complète s'exprime par la formule de Friis :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{d1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{d1} G_{d2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{d1} G_{d2} \dots G_{d(n-1)}}$$

On remarque donc que si le premier quadripôle a un gain en puissance disponible élevé, le facteur de bruit de la chaîne est pratiquement égal au facteur de bruit du premier quadripôle ($F \approx F_1$).

5.5 Minimisation du bruit

L'optimisation des performances d'un amplificateur vis-à-vis du bruit consiste à minimiser la puissance du bruit qui lui est inhérent,

calculé en sortie ou ramené en entrée sous la forme d'un quadripôle de bruit. Plusieurs niveaux d'action sont possibles.

Tout d'abord, en limitant la bande passante de l'amplificateur au strict minimum nécessaire, on élimine par effet de filtrage les composantes de bruit situées en dehors de la bande de fréquence utile. Cette action est généralement simple à mettre en œuvre et peut conduire à une augmentation significative du rapport signal/bruit.

On peut ensuite agir sur la structure globale de l'amplificateur en optimisant par exemple les performances de l'étage situé le plus en amont de la chaîne en relâchant au besoin les autres caractéristiques de cet étage. Lors de la conception de ce premier étage, on évitera l'emploi de structures à charges actives ou les polarisations par pont de base, bruyantes par essence.

La tension de bruit ramené en entrée équivalente v_{eq} que l'on peut calculer en appliquant le théorème de Thévenin à l'ensemble source – quadripôle de bruit est égale à :

$$\langle v_{eq}^2 \rangle \approx \langle v_b^2 \rangle + R_g^2 \langle i_b^2 \rangle$$

En fonction de la valeur de la résistance R_g , on choisira le dispositif technologique permettant de minimiser $\langle v_{eq}^2 \rangle$. Si R_g est faible, on choisira plutôt un transistor bipolaire puisque ce type de composant offre une valeur faible de v_b . A contrario, si la valeur de R_g est élevée, on cherchera à minimiser i_b . Le choix d'un transistor à effet de champ sera alors mieux adapté.

La figure 29 propose un choix de dispositif technologique pour une valeur de résistance R_g donnée.

On pourra enfin agir au niveau des sources élémentaires en intervenant sur les grandeurs d'influence qui leur sont associées [température (bruit thermique), polarisation statique (bruit de grenaille et bruit en $1/f$), polarisation des transistors bipolaires à I_{Copt}] et sur la qualité des composants (résistances à couche métallique, transistor faible bruit...) pour minimiser le coefficient K intervenant dans le bruit en $1/f$. Le choix d'une alimentation sur pile ou accumulateur permettra de se prémunir des bruits extérieurs issus du réseau électrique (ondulation résiduelle, parasites...).

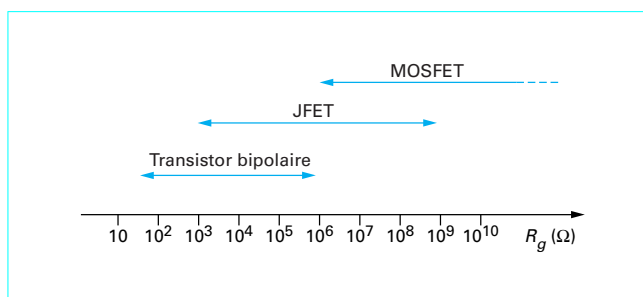


Figure 29 – Choix du type de composant en fonction de la résistance de source

Amplificateurs faibles niveaux

par **Patrick ALDEBERT**

Ingénieur de l'École Supérieure d'Électricité

Docteur en sciences

Adjoint du Directeur des Études et Professeur à l'École Supérieure d'Électricité

Bibliographie

- [1] ALDEBERT (P.). – *Électronique analogique – structures de base*. Polycopié Supélec n° 1135, 2000.
- [2] ALLEN (P.E.) et HOLDBERG (D.R.). – *CMOS Analog Circuit Design*. 693 p., éd. Holt, Rinehart & Winston, New York 1987.
- [3] BAKER (R.J.), LI (H.W.) et BOYCE (D.E.). – *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation*. éd. IEEE Press 1999.
- [4] DATTEE (F.) et VENOT (D.). – *Les cours de l'École Supérieure d'Électricité – Électronique : concepts de base*. Collection de la Direction des Études et Recherches d'EDF, 522 p., éd. Eyrolles, Paris 1983.
- [5] FRANCO (S.). – *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. 668 p., éd. MacGraw-Hill, New York 1998.
- [6] GIRARD (M.). – *Amplificateurs opérationnels*. tomes 1 et 2, éd. MacGraw-Hill, New York 1989.
- [7] GRAY (P.) et MEYER (R.). – *Analysis and design of Analog Integrated Circuits*. 792 p., éd. John Wiley & sons, New York 1993.
- [8] GREBENE (A.). – *Analog integrated circuit design*. éd. Van Nostrand 1972.
- [9] GREBENE (A.B.). – *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuits*. éd. John Wiley & sons, New York 1984.
- [10] KARKI (J.). – *Understanding Operational Amplifier Specifications*. Texas Instruments, Application report, White paper SLOA011, disponible à l'adresse <http://www.s.ti.com/sc/psheets/sloa011/sloa011.pdf> 1998.
- [11] LEACH (W.M.). – *Fundamentals of Low-Noise Analog Circuit Design*. Revue Proceedings of the IEEE, vol. 82, n° 10, pp. 1515-1538 octobre 1994.
- [12] MESA (F.). – *Les cours de l'École Supérieure d'Électricité – Méthodes d'études des circuits électriques*. Collection de la Direction des Études et Recherches d'EDF, 329 p., éd. Eyrolles, Paris 1985.
- [13] MOTCHENBACHER (C.D.) et CONNELLY (J.A.). – *Low noise electronic system design*. Ed. John Wiley, New York 1993.
- [14] NATIONAL SEMICONDUCTORS. – *An Application Guide for Op Amps*. Note d'application AN-20 disponible à l'adresse <http://www.national.com/an/af/notes/analog-amplifiers.html>.
- [15] NATIONAL SEMICONDUCTORS. – *Op Amp Circuits Collection*. Note d'application AN-31 disponible à l'adresse <http://www.national.com/an/AN/AN-31.pdf>.
- [16] SOCLOF (S.). – *Analog Integrated Circuits*. 508 p., éd. Prentice-Hall 1985.
- [17] JACOB (J.M.). – *Analog Integrated Circuits Applications*. Purdue University 2000.
- [18] SOLOMON (J.E.). – *The Monolithic Operational Amplifier : A Tutorial Study*. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-9, n° 6, December 1974 également disponible sous la référence AN-A à l'adresse <http://www.national.com/an/AN/AN-A.pdf>.

Dans les Techniques de l'Ingénieur

- [19] ESCANÉ (J.-M.). – *Théorie des circuits électriques linéaires*. E 3 000 03-1985 Traité Électronique.
- [20] ENCINAS (J.). – *Diodes et transistors bipolaires discrets*. E 2 465 Traité Électronique 12-1993.
- [21] BILDSTEIN (P.). – *Synthèse et réalisation des filtres actifs*. E 3 130 Traité Électronique 11-1997.
- [22] BILDSTEIN (P.). – *Filtres à capacités commutées*. E 3 150 Traité Électronique 12-1988.
- [23] SAVELLI (M.). – *Bruit de fond et mesures*. E 1 150 Traité Électronique 09-1992.
- [24] CHAUVET (F.). – *Compatibilité électromagnétique*. E 3 750 Traité Électronique 09-1993.

Sites Web des principaux fabricants

La liste ci-après contient les adresses des sites Web des principaux fabricants d'amplificateurs opérationnels. On y trouvera les spécifications des différents produits, de nombreuses notes d'application décrivant leur mise en œuvre, des modèles utilisables avec des logiciels de simulation électrique (SPICE...).

Analog Devices

<http://www.analog.com>
http://www.analog.com/techsupt/application_notes
http://www.analog.com/support/standard_linear/seminar_material/

Burr Brown

<http://www.burr-brown.com/>
<http://www.burr-brown.com/applications/>

Linear Technology

<http://www.linear.com/>

<http://www2.linear.com/apps/>

Maxim

<http://www.maxim-ic.com/>

National Semiconductors

<http://www.national.com/>
<http://www.national.com/apnotes/>

ST Microelectronics

<http://www.st.com/>

Texas Instruments

<http://www.ti.com/>
<http://www.ti.com/sc/docs/apps/analog/index.html>

GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre**, **leurs compléments et mises à jour**, et bénéficiez des **services inclus**.



RÉDIGÉE ET VALIDÉE
PAR DES EXPERTS



MISE À JOUR
PERMANENTE



100 % COMPATIBLE
SUR TOUS SUPPORTS
NUMÉRIQUES



SERVICES INCLUS
DANS CHAQUE OFFRE

- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- ☐ Automatique - Robotique
- ☐ Biomédical - Pharma
- ☐ Construction et travaux publics
- ☐ Électronique - Photonique
- ☐ Énergies
- ☐ Environnement - Sécurité
- ☐ Génie industriel
- ☐ Ingénierie des transports
- ☐ Innovation
- ☐ Matériaux
- ☐ Mécanique
- ☐ Mesures - Analyses
- ☐ Procédés chimie - Bio - Agro
- ☐ Sciences fondamentales
- ☐ Technologies de l'information

**Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité**

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT : Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : infos.clients@teching.com

LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

ACCÈS



Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



Questions aux experts*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

ILS NOUS FONT CONFIANCE



www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT : Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : infos.clients@teching.com