

1 AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS.

L'objectif de ce premier chapitre est d'examiner le fonctionnement des amplificateurs à transistors avec des configurations d'une complexité croissante. Les schémas équivalents du transistor en petits signaux sont donnés, à titre de rappel, ainsi que les caractéristiques des étages conventionnels, émetteur commun, collecteur commun ou base commune, dans le tableau de la figure 1.8.

Un bref rappel est ensuite consacré à la contre réaction. L'introduction des condensateurs parasites et du schéma de Giacoleto permet ensuite de comprendre l'origine des limitations en fréquence des étages amplificateurs et l'importance de structures plus complexes comme l'amplificateur cascade. Une place importante est aussi allouée à l'étage différentiel, employé en basse fréquence dans les étages d'entrée des amplificateurs opérationnels, et haute fréquence dans les mélangeurs ou amplificateurs à gain commandé.

Le fonctionnement du transistor, qu'il soit bipolaire ou à effet de champ, peut être modélisé par une résistance et une source liée. Cette modélisation peut être représentée par les deux schémas de la figure 1.1 et, bien entendu, ces deux représentations sont absolument équivalentes. Le gain du transistor, noté β ou g_m , est connu avec énormément d'imprécision, une valeur comprise entre 50 et 75% est un bon exemple courant.

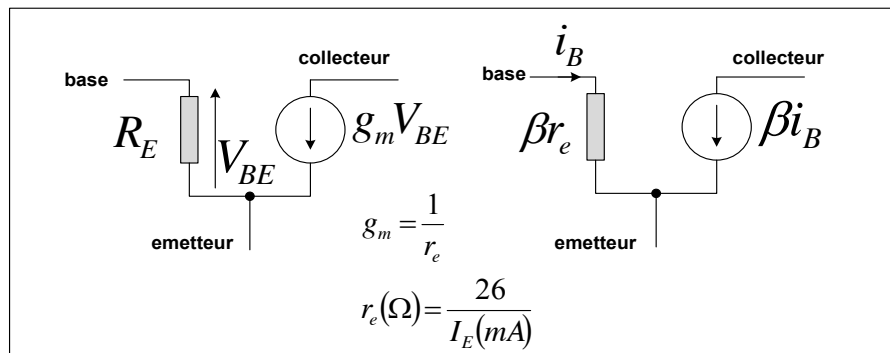


Figure 1.1 : Remplacement de l'amplificateur par son modèle à transistor.

Le modèle de la figure 1.1 est ensuite utilisé pour calculer le gain et l'impédance d'entrée de l'étage émetteur commun représenté à la figure 1.2.

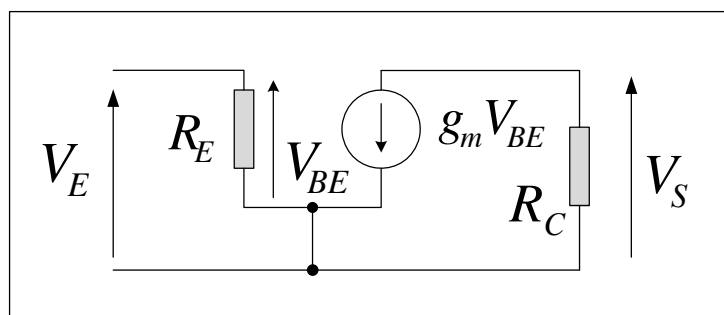


Figure 1.2 : Amplificateur émetteur commun.

Pour faciliter le calcul le réseau de polarisation de la base est supposé négligeable devant les autres éléments du circuit. Dans ce cas la démonstration est très simple

puisqu'il suffit d'écrire les deux équations relatives à la tension d'entrée et à la tension de sortie.

$$\begin{aligned} V_S &= -g_m R_C V_{BE} \\ V_E &= V_{BE} \\ A_V &= \frac{V_S}{V_E} = -g_m R_C \\ Z_E &= R_E \end{aligned} \quad (1.1)$$

Les relations (1.1) donnent les valeurs du gain et de l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Cette structure, sans réseau de contre réaction, ne devrait pas, en principe, être utilisée. A chaque fois que cela est possible, un mécanisme de contre réaction devra être mis en place.

1 Rappel de contre réaction.

On introduit un mécanisme supplémentaire, appelé contre réaction, dont le principe est représenté au schéma de la figure 1.3. Il s'agit de prélever une fraction de la tension de sortie et de la soustraire à la tension d'entrée.

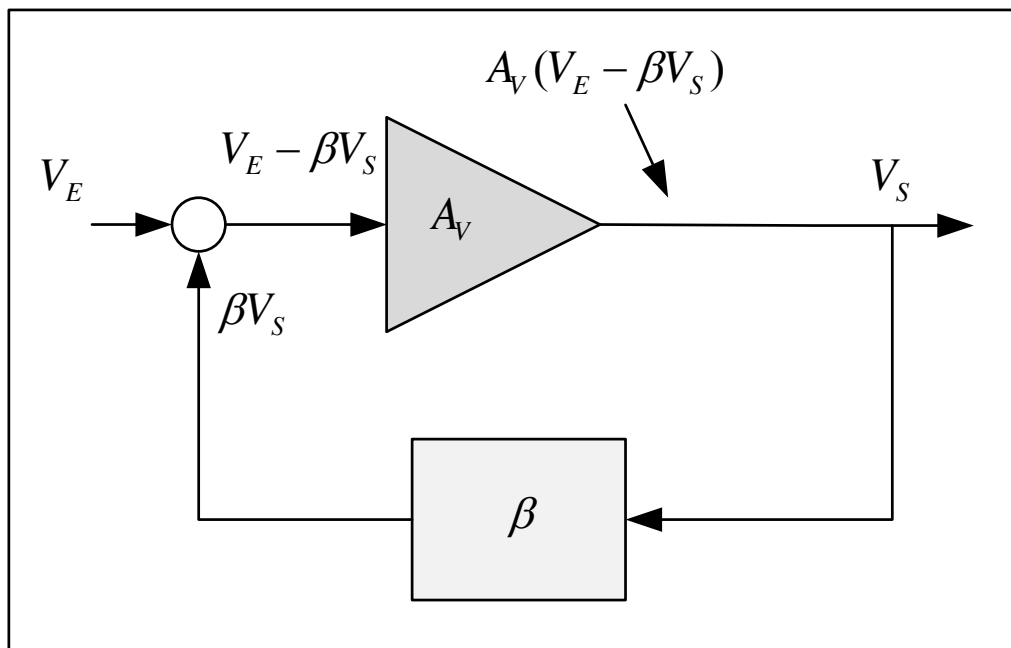


Figure 1.3 : Amplificateur avec contre réaction.

Si la fraction de la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée, cas des amplificateurs, l'équation du système s'écrit avec la relation (1.2).

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{A_V}{1 + \beta |A_V|} \quad (1.2)$$

A titre d'exemple, cette opération est réalisée sur l'amplificateur de la figure 1.2 en ajoutant une résistance dans l'émetteur du transistor. Le schéma équivalent devient

celui de la figure 1.4. On se propose alors de recalculer le gain et l'impédance d'entrée dans ces nouvelles conditions.

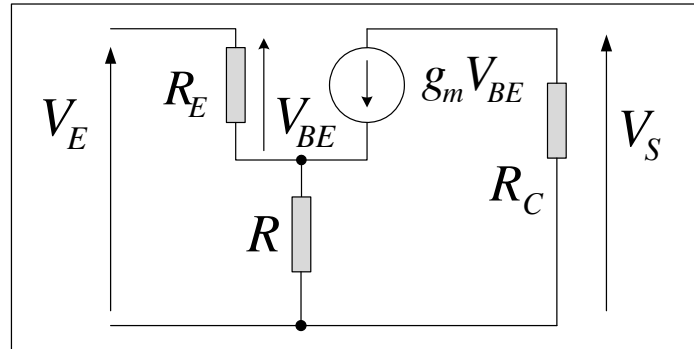


Figure 1.4 : Amplificateur émetteur commun avec contre réaction.

Les équations du système sont données par les trois relations (1.3). Comme précédemment, on cherche, en résolvant le système (1.3), le gain en tension de l'étage et son impédance d'entrée.

$$\begin{aligned} V_S &= -g_m R_C V_{BE} \\ V_E - V_{BE} &= \frac{\frac{V_{BE}}{R_E} + g_m V_{BE}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_E}} \\ Z_E &= R_E + \frac{V_E - V_{BE}}{V_{BE}} R_E \end{aligned} \quad (1.3)$$

Les valeurs du gain A_{VCR} et de l'impédance d'entrée Z_{ECR} sont données par les relations (1.4) et l'on cherche à transformer ces expressions de manière à faire apparaître la forme (1.5). Au cours de l'étude de la contre réaction on a pu démontrer que le gain était réduit par le facteur $(1 + B|A_V|)$ et que l'impédance d'entrée était augmentée dans les mêmes proportions. Dans ce facteur la lettre grecque beta, utilisée habituellement pour le taux de contre réaction, a été remplacée, par la lettre majuscule B , pour éviter tout risque de confusion avec le gain du transistor β .

$$A_{VCR} = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{g_m R_C}{R + R_E + g_m R R_E} \quad (1.4)$$

$$Z_{ECR} = R + R_E + g_m R R_E$$

$$A_{VCR} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{A_V}{1 + B|A_V|} \quad (1.5)$$

$$Z_{ECR} = Z_E (1 + B|A_V|)$$

Le gain en boucle ouverte est donné par A_V . Le gain en boucle fermée, ou en contre réaction, est donné par A_{VCR} . Les relations (1.5) sont importantes et constituent les bases de la contre réaction. En effet, si le gain en boucle ouverte A_V est grand, la relation donnant le gain en boucle fermée A_{VCR} , peut se simplifier et ce gain est alors

fonction de B uniquement. La relation (1.6) donne la valeur du taux de contre réaction B et la relation (1.7) le gain en contre réaction.

$$B = \frac{R}{R_C R_E} \frac{g_m R_E + 1}{g_m} \quad (1.6)$$

On peut ensuite faire l'approximation suivante : $1 + g_m R_E \gg 1$

$$A_{VCR} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{A_V}{1 + B|A_V|} \approx -\frac{1}{B} \approx -\frac{R_C}{R} \quad (1.7)$$

La relation (1.7) est extrêmement importante puisqu'elle signifie que le gain de l'étage est donné par le rapport de deux résistances et n'est plus fonction du gain du transistor connu avec énormément d'imprécision. Ce premier résultat important peut faire l'objet d'une simulation, avec le schéma de la figure 1.5, pour laquelle les résultats sont présentés à la figure 1.6.

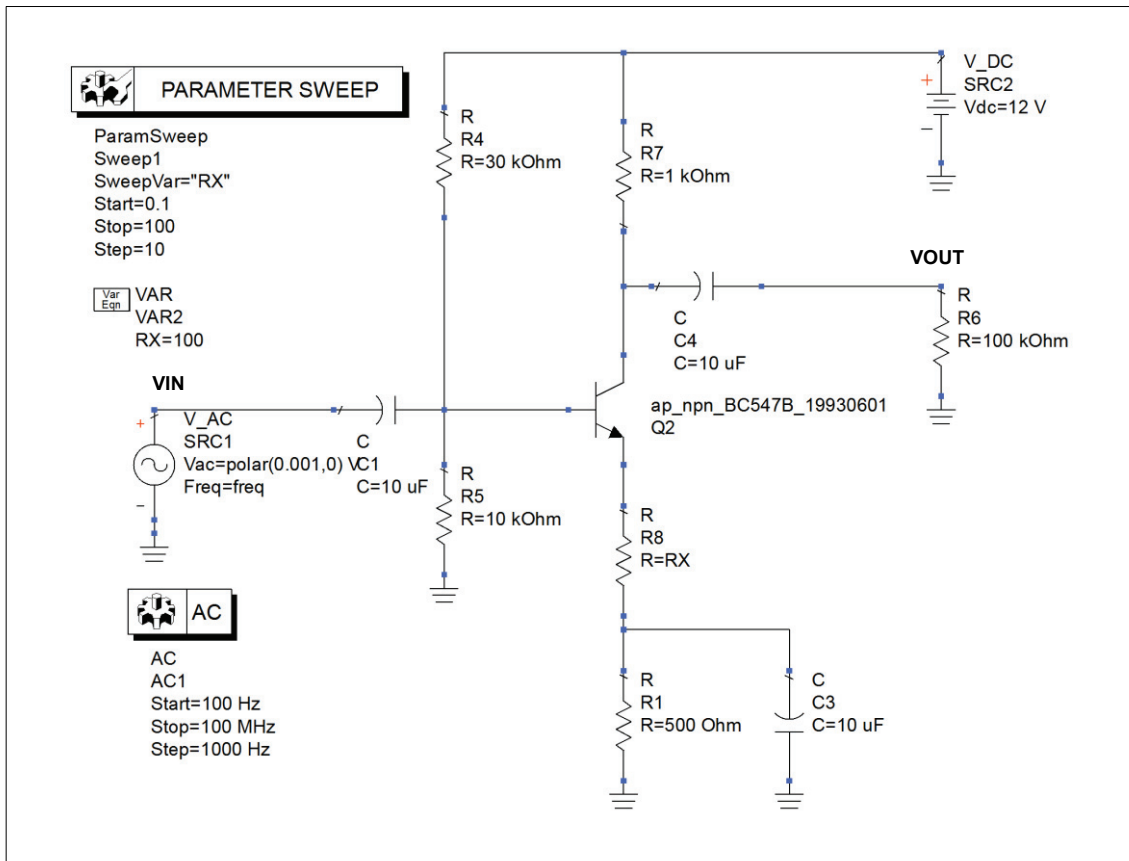


Figure 1.5 : Schéma de simulation amplificateur avec contre réaction.

Le schéma de principe de la figure 1.5 représente le schéma complet de l'amplificateur en émetteur commun, correspondant au schéma de la figure 1.4 où seul le régime dynamique figure. La résistance R_8 , placée dans l'émetteur, est responsable de la contre réaction comme cela a été démontré en (1.4) et (1.5). La simulation consiste à examiner le gain de l'amplificateur, en fonction de la fréquence, lorsque la résistance R_8 varie de 0 à 100 ohms par pas de 10ohms. Ces informations sont données sous l'icône Parameter Sweep de la figure 1.5.

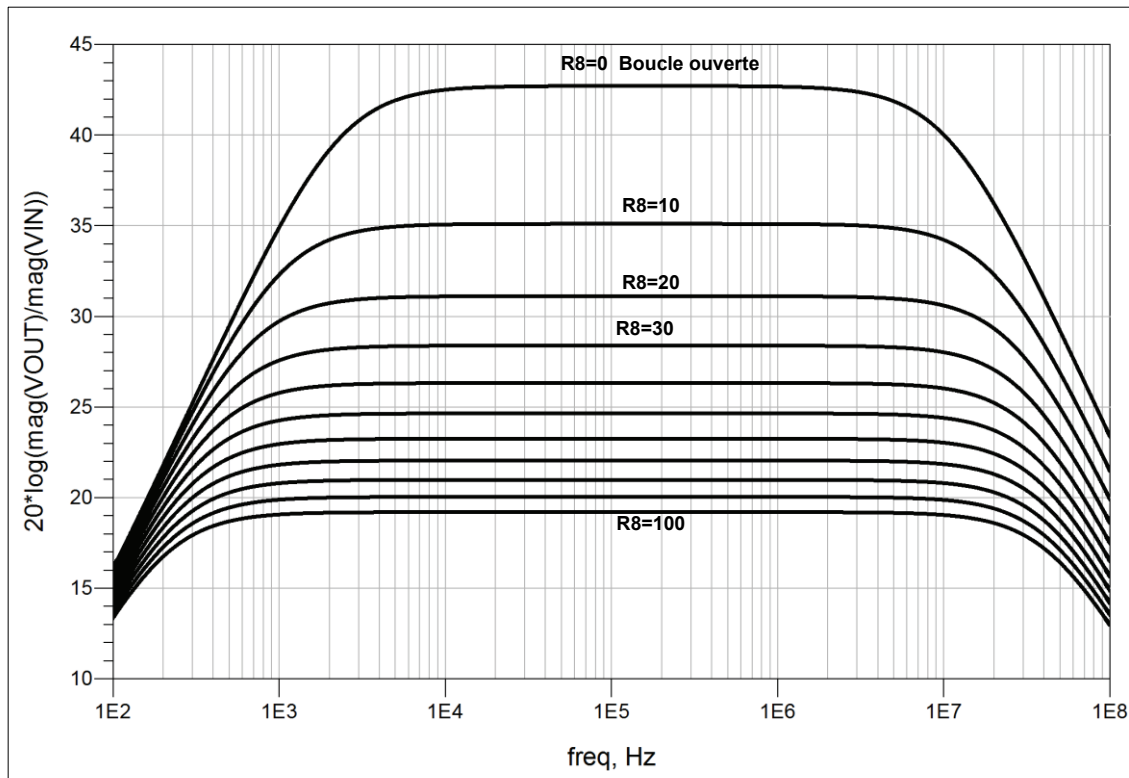


Figure 1.6 : Résultats de simulation amplificateur avec contre réaction.

Les courbes de la figure 1.6 montrent clairement que le gain augmente lorsque la résistance R_8 , placée dans l'émetteur, diminue. Ceci est conforme à la relation mathématique trouvée en 1.4. A la figure 1.6 on constate que les fréquences de coupure haute et basses varient en fonction du gain, donc de R_8 , et ceci est l'objet du paragraphe suivant.

Lorsque la résistance R_8 est nulle, $R_8=0$ à la figure 1.6, la courbe représente le gain de l'amplificateur en boucle ouverte.

1.1 Contre réaction et bande passante.

L'amplificateur idéal, utilisé précédemment, est remplacé par un amplificateur dont le gain est fonction de la fréquence. La fonction de transfert en boucle ouverte est alors donnée par la relation (1.8). On imagine que cette fonction de transfert ne comporte qu'un seul pôle et la pulsation de coupure est notée ω_0 .

$$A_v = \frac{V_S}{V_E} = \frac{A_{v0}}{\frac{p}{\omega_0} + 1} \quad (1.8)$$

L'objectif est alors de calculer la nouvelle fonction de transfert de l'amplificateur en contre réaction, lorsque l'amplificateur a un gain limité en boucle ouverte. Le calcul se résume à remplacer A_v , défini en (1.8), par sa valeur dans l'équation (1.5). Le résultat est donné par la relation (1.9) et modifié dans la relation (1.10), qui fait apparaître la nouvelle pulsation de coupure ω_1 .

$$A_{VCR} = \frac{A_{V0}}{\frac{P}{\omega_0} + 1 + \beta A_{V0}} \quad (1.9)$$

$$A_{VCR} = \frac{A_{V0}}{(1 + \beta A_{V0}) \left(\frac{P}{\omega_0(1 + \beta A_{V0})} + 1 \right)} = \frac{A_{VCR0}}{\left(\frac{P}{\omega_1} + 1 \right)} \quad (1.10)$$

La figure 1.7, regroupant les fonctions de transfert en boucle ouverte et en contre réaction, résume l'effet de la contre réaction sur l'amplificateur. Sans contre réaction, ou en boucle ouverte, le gain vaut A_{V0} en basse fréquence et la fréquence est limitée à ω_0 . Avec la contre réaction le gain en base fréquence est donné par la relation (1.11) et la nouvelle pulsation de coupure par la relation (1.12).

1.2 Produit gain bande.

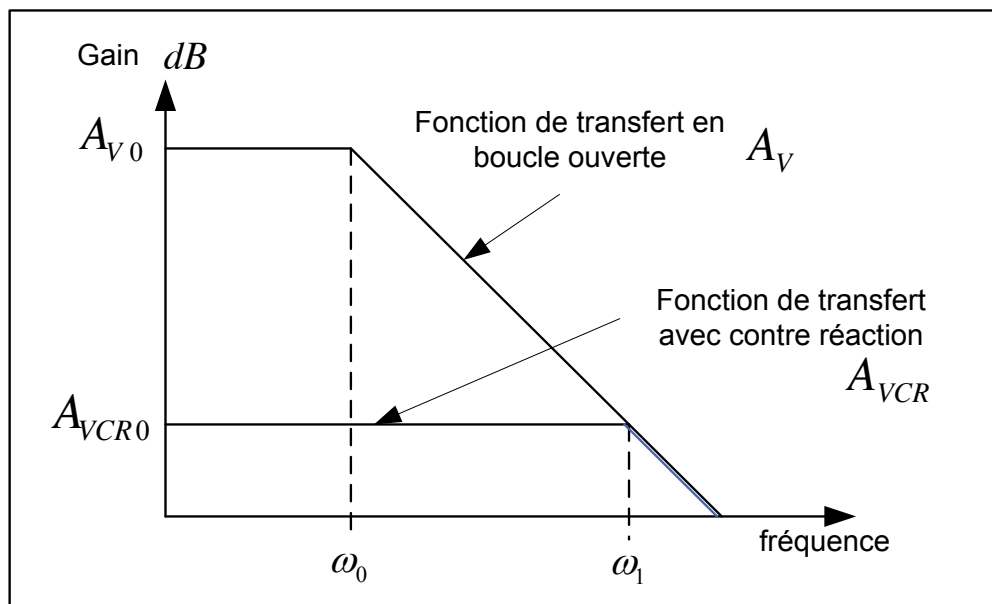


Figure 1.7 : Réponse en fréquence et contre réaction.

$$A_{VCR0} = \frac{A_{V0}}{(1 + \beta A_{V0})} \quad (1.11)$$

$$\omega_1 = \omega_0(1 + \beta A_{V0}) \quad (1.12)$$

Avec la contre réaction le gain en boucle ouverte est diminué par le facteur $(1 + \beta A_{V0})$ et la fréquence de coupure augmentée dans le même rapport.

On peut finalement calculer le produit gain bande et constater que ce produit est constant, relation (1.13). Cette relation a été établie en supposant que la limitation de la bande de l'amplificateur en boucle ouverte était due à un, et un seul pôle. Ceci peut

être le cas dans les amplificateurs opérationnels où l'on a placé, intentionnellement, un condensateur de manière à déterminer parfaitement ce pôle.

$$A_{VCR0}\omega_1 = \frac{A_{V0}}{(1 + \beta A_{V0})} \omega_0 (1 + \beta A_{V0}) = A_{V0}\omega_0 \quad (1.13)$$

La relation (1.13), qui indique que le produit gain bande est constant, doit être manipulée avec précautions et il est bon de garder à l'esprit les conditions dans lesquelles elle a pu être établie.

1.3 Conclusions sur la contre réaction.

De ce très bref rappel à propos de la contre réaction on doit retenir les caractéristiques essentielles de ce procédé.

La contre réaction permet de stabiliser le gain, qui est alors seulement fonction d'éléments passifs, connus avec une meilleure précision que le gain en courant du ou des transistors utilisés dans l'amplificateur. D'autre part, ce mécanisme permet d'augmenter l'impédance d'entrée et de diminuer l'impédance de sortie, ce qui facilite la connexion entre les étages amplificateurs, lorsque l'on souhaite optimiser l'adaptation en tension.

Lorsque l'on analyse la largeur de bande de l'amplificateur, on constate que le produit gain bande est constant. En pratiquant une retro action, ou contre réaction, on diminue et on stabilise le gain de l'amplificateur et, en contrepartie, on augmente la largeur de bande.

Finalement, on retiendra que la contre réaction permet aussi de réduire la distorsion par harmoniques ou la distorsion d'intermodulation. Ceci est démontré au paragraphe 8.1 dans le cas de l'étage amplificateur de sortie en classe B.

Ce procédé est donc indispensable et il doit être mis en œuvre à chaque fois que cela est possible, ceci est le cas en basse fréquence. En haute fréquence, le retard entre la sortie et l'entrée, en général, interdit l'emploi de la contre réaction et prive les concepteurs de ce procédé de linéarisation efficace. Dans le domaine des radiofréquences, la linéarisation ne peut être obtenue que par la mise en place de procédés, certes efficaces mais coûteux et plus complexes, comme les techniques feedforward, prédistorsion, ou cartesian feedback, qui ne sont pas étudiées dans cet ouvrage.

Le modèle du transistor de la figure 1.1 est le modèle le plus simplifié. Il permet le calcul des paramètres essentiels des différentes configurations, émetteur commun, base commune ou collecteur commun. La figure 1.8 regroupe les résultats importants pour ces diverses topologies.

Le modèle du transistor de la figure 1.1 ne comprenant aucun élément réactif, self ou condensateur, il n'existe pas de limitation de fonctionnement vis-à-vis de la fréquence. Il s'agit d'une importante simplification et la première étape va donc consister à introduire des éléments réactifs parasites.

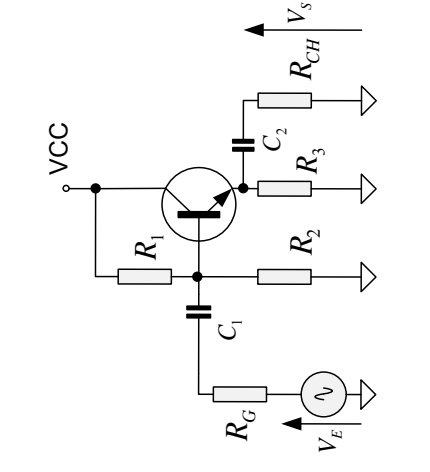
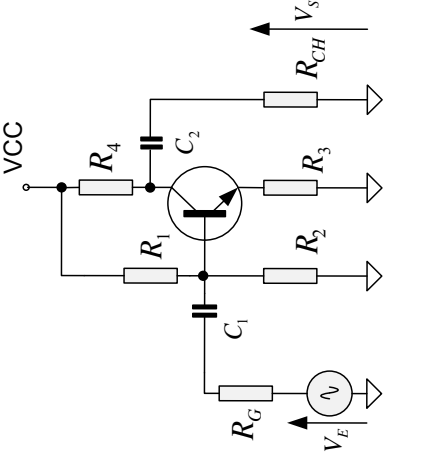
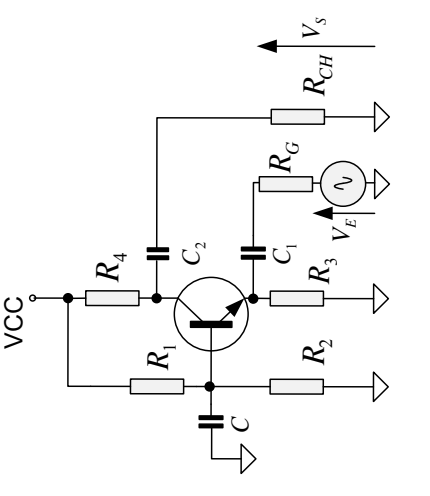
Collecteur commun	Emetteur commun	Base commune
		
$A_V = \frac{(\beta + 1)(R_3 // R_{CH})}{R_E + (\beta + 1)(R_3 + R_{CH})} \approx 1$	$A_V = -\beta \frac{(R_4 // R_{CH})}{R_E + (\beta + 1)R_3}$	$A_V = g_m (R_4 // R_{CH})$
$R_{entrée} = (R_1 // R_2) // [R_E + (\beta + 1)(R_3 // R_{CH})]$	$R_{entrée} = (R_1 // R_2) // [R_E + (\beta + 1)R_3]$	$R_{entrée} \approx \frac{1}{g_m}$
$R_{sortie} = R_3 // \frac{(R_G // R_1 // R_2) + R_E}{\beta + 1}$	$R_{sortie} = R_4$	$R_{sortie} = R_4$
$R_E = \beta r_e$	$r_e = \frac{25}{I_E (mA)}$	$g_m = \frac{1}{r_e}$

Figure 1.8 : Résumé des caractéristiques des amplificateurs à transistor.