Série N° 4: Ampli-Diff

Ex 1 Amplificateur différentiel dégénéré:

1. Calcul des gains

Le circuit étant entièrement symétrique, on peut utiliser la méthode du demi-circuit équivalent. Fig. 1.a remontre le schéma complet dans lequel la résistance de dégénération est divisée en deux. Pour un signal d'entrée différentiel, le potentiel du point X ne varie pas et donc, pour le circuit équivalent AC, ce point peut être considéré comme une masse virtuelle. Nous obtenons ainsi le schéma équivalent de la fig. 1.b. Ce schéma est celui d'un émetteur commun dégénéré (traité dans le chap. 2 slide 19)

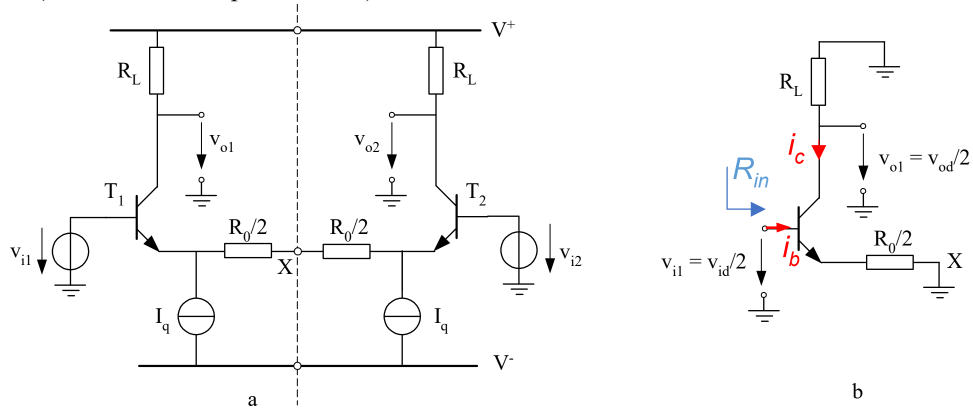


Fig. 1 a) Paire différentielle dégénérée scindée en deux b) Demi-circuit équivalent AC

A_D : En se référant à la fig. 1.b, on a

$$A_D = \frac{v_{od}/2}{v_{id}/2} = \frac{-i_c R_L}{i_b R_{in}} \tag{1.1}$$

Avec (voir résistances aux accès chap. 2 slide 18)

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot (R_0/2) \quad \text{et} \quad \frac{i_c}{i_b} = A_i = \beta \quad \text{Gain en courant}$$

Avec $1/g_{be} = \beta/g_m$, il vient :

$$A_D = -\frac{R_L}{1/g_m + R_0/2} = -\frac{g_m \cdot R_L}{g_m \cdot (R_0/2) + 1} \tag{1.2}$$

si $g_m \cdot (R_0/2) >> 1$, le gain différentiel est déterminé par le rapport des résistances :

$$A_D \cong -\frac{R_L}{R_0/2} \tag{1.3}$$

Par conséquent le gain en tension dépend presque exclusivement du rapport des résistances R_L et R_o plutôt que des caractéristiques intrinsèques du transistor (g_m). Les caractéristiques de distorsion et de stabilité du circuit sont donc améliorées au détriment d'une réduction de gain.

Applications numériques : Afin d'examiner la validité de l'équation (1.3), On calcule le g_m des transistors bipolaires. En négligeant le courant de base, on a : $I_{C0} \approx I_q$ et :

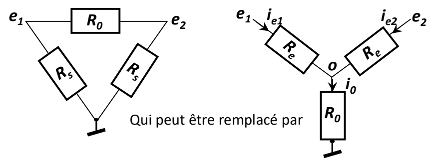
$$g_m = \frac{I_{C0}}{U_T} \cong \frac{80\mu A}{26mV} \cong 3{,}1\,mA/V \quad \text{et} \quad g_m \cdot (R_0/2) \cong 3{,}1 \cdot 5 \cong 15{,}4 >> 1$$

On peut donc calculer le gain différentiel en utilisant la relation approximative (1.3) :

$$A_D \cong -\frac{50k\Omega}{5k\Omega} = -10$$

Remarque: L'èlaboration du circuit de la figure 1 peut aussi se faire par la transformation « étoile-triangle». (voire https://fr.wikipedia.org/wiki/Th%C3%A9or%C3%A8me_de_Kennelly pour plus de détails)

En effet, une fois que les sources de courant sont remplacés par leur résistance de sortie en ac le schema entre les éméteures de la paire différentielle devient:



Avec :

$$R_e = \frac{R_s R_0}{2R_s + R_0}$$

$$R_0 = \frac{R_s R_s}{2R_s + R_0}$$

La symétrie de l'ampli et son fonctionnement différentiel nous donne un $i_{e1} = - i_{e2}$ et donc un $i_o = i_{e1} + i_{e2} = 0$. La résistance R_0 n'étant parcourue par aucun courant en ac, le nœud o peut être considéré comme une masse virtuelle. En outre, si on considéré que les sources de courant sont idéales (c.à.d. leur R_s infinie), nous aurons :

$$R_e = \frac{R_s R_0}{2R_s + R_0} \xrightarrow[R_s \to \infty]{} \frac{R_0}{2}$$

2. Calcul des gains avec g_s non-nul

A partir de la fig. 1.a et en considérant que les sources de courant présentent une conductance de sortie g_s, on obtient le schéma équivalent AC de la fig. 2.a. Pour une entré différentielle le potentiel du nœud X est toujours constant. Le demi-circuit équivalent est donc celui de la fig. 2.b. Pour une entrée en mode commun, grâce à la symétrie, il n'y a aucun courant qui circule dans les résistances $R_0/2$. Il ne reste donc que g_s dans l'émetteur, comme le montre le demi-circuit équivalent de la fig. 2.c.

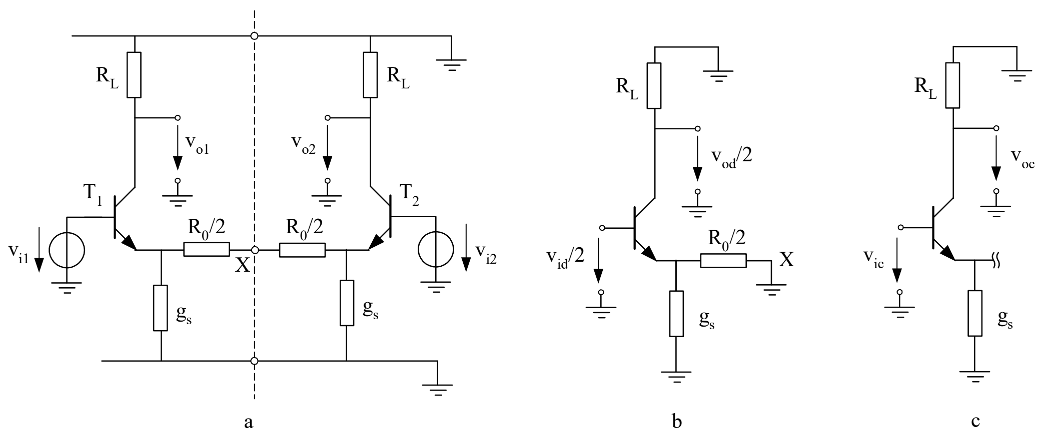


Fig. 2 a) Circuit équivalent AC de la paire diff. pour $g_s \neq 0$ b) Demi-circuit équivalent AC pour le calcul du gain A_D c) et du gain A_C

En appliquant de nouveau la relation générale (1.1) aux fig. 2.b et 2.c, les gains A_D et A_C sont directement calculés. On notera qu'en général, la résistance de sortie des sources de courant est d'une valeur beaucoup plus élevée que celle de la dégénération. Avec cette condition, le gain différentiel n'est pas affecté par le g_s non-nul.

A_D :

$$A_D = -\frac{R_L}{R_{in}} \cdot A_i = -\frac{R_L}{1/g_m + (1/g_s) \| (R_0/2)} \tag{1.4}$$

$$A_D \cong -\frac{R_L}{1/g_m + R_0/2} \cong -\frac{R_L}{R_0/2} \tag{1.5}$$

La première approximation ci-dessus est valable pour $1/g_s >> R_0/2$ et la seconde pour $1/g_m << R_0/2$.

A_C : $$A_C = -\frac{R_L}{R_{in}} \cdot A_i = -\frac{R_L}{\beta/g_m + \beta \cdot (1/g_s)} \cdot \beta = -\frac{R_L}{1/g_m + 1/g_s} \tag{1.6}$$

La condition $g_m >> g_s$ est souvent vérifiée, la relation (1.6) devient alors :

$$A_C \cong -\frac{R_L}{1/g_s} = -g_s \cdot R_L \tag{1.7}$$

CMRR :

Le taux de réjection en mode commun peut être calculé d'après les relations (1.4) et (1.6) :

$$CMRR = \left|\frac{A_D}{A_C}\right| = \frac{1/g_m + 1/g_s}{1/g_m + (1/g_s \parallel R_0/2)} \tag{1.8}$$

Avec les conditions $1/g_s >> R_0/2 >> 1/g_m$, les relations (1.5) et (1.7) s'appliquent et on obtient :

$$CMRR \cong \frac{1/g_s}{R_0/2} \tag{1.9}$$

Applications numériques :

On vérifie que : $1/g_s >> R_0/2 >> 1/g_m \quad \rightarrow \quad 500k\Omega >> 5k\Omega >> 325\Omega$,

on peut donc utiliser les relations approximatives (1.5), (1.7) et (1.9) :

$$A_D \cong -10 \quad \text{(inchangé)}$$

$$A_C \cong -\frac{50k\Omega}{500k\Omega} = -0{,}1$$

$$CMRR \cong \frac{10}{0{,}1} = 100 \ (= 40dB)$$

<u>3. Cas particulier : $R_0 \rightarrow 0$</u>

Avec R_0 nul, et en se référant à la fig. 2.b, l'émetteur est connecté à la masse. On peut remplacer R_0 par 0 dans la relation (1.2) ou bien (1.4) pour le gain différentiel :

$$A_D = -g_m \cdot R_L \tag{1.10}$$

$$A_C \cong -\frac{R_L}{1/g_s} = -g_s \cdot R_L \quad \text{(inchangé)} \tag{1.7}$$

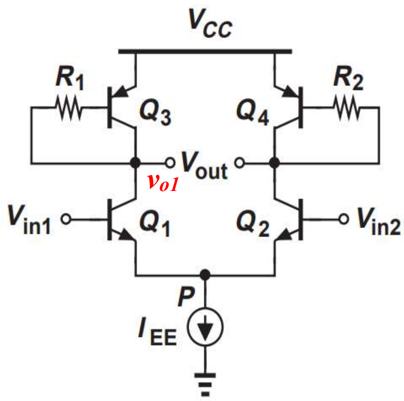
$$CMRR \cong \frac{g_m}{g_s} \tag{1.11}$$

On obtient ainsi : $A_D \approx -153{,}8$ et $CMRR \approx 63{,}7dB$. On remarque que le gain différentiel et donc le taux de réjection en mode commun augmentent considérablement, au dépend d'une linéarité d'ampli. bien plus faible (compromis gain/linéarité) et une dépendance du gain au g_m.

Ex 2 Amplificateur Diff (exercices supplémentaires):

Calculer $A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1} - v_{in}}$. Pour tous les circuits, on suppose que : $R_1 = R_2$, $\beta >> 1$ et V_A infinie.

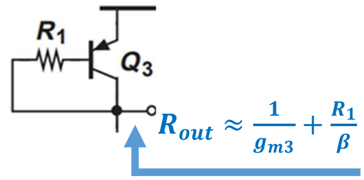
a-



(a)

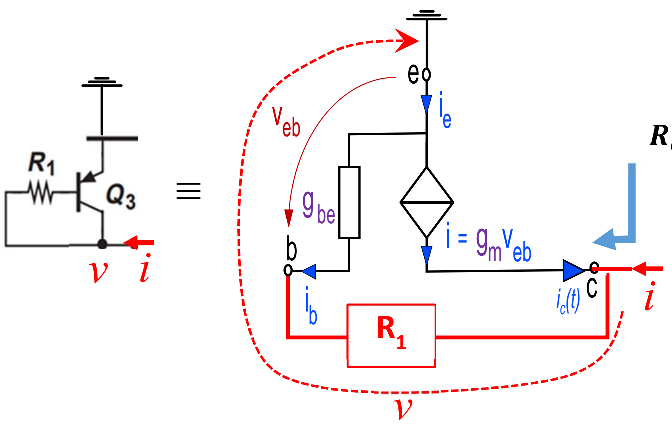
Circuit symétrique et signaux diff → le nœud P et un masse virtuelle → méthode demi-circuit aboutie à un EC → $A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1} - v_{in2}} = \frac{v_{o1}}{v_{in1}} \approx -g_{m1} R_{out}$

Schéma petit signaux donne :



$$A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1} - v_{in2}} \approx -g_{m1}\left(\frac{1}{g_{m3}} + \frac{R_1}{\beta}\right)$$

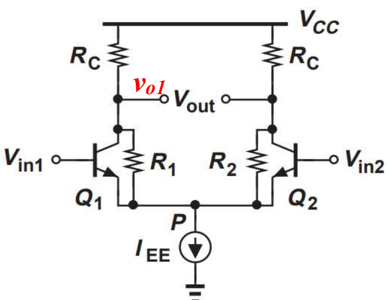
Démonstration de R_{out} :



$$R_{out} = \frac{v_c}{i_o} = \frac{-v_{eb} - R_1\, i_b}{-i_c - i_b} = \frac{-g_{be}^{-1} i_b - R_1\, i_b}{-(\beta + 1) i_b}$$

---

b-

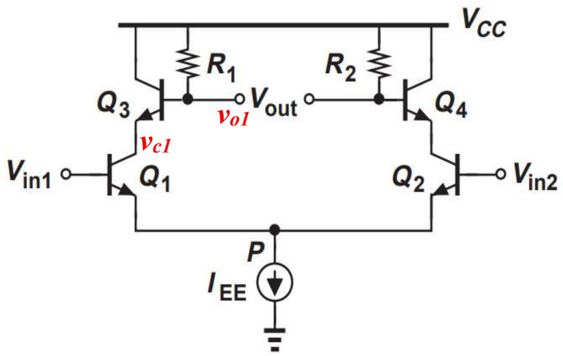


(b)

Circuit symétrique et signaux diff → le nœud P et un masse virtuelle → méthode demi-circuit aboutie à un EC

$$A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1} - v_{in2}} \approx \frac{v_{o1}}{v_{in1}} \approx -g_{m1} R_{out} \approx -g_{m1}(R_1 // R_c)$$

c-

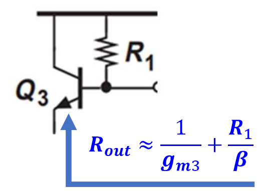


(c)

Circuit symétrique et signaux diff → le nœud P et une masse virtuelle → méthode demi-circuit aboutie à $A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1}-v_{in2}} = \frac{v_{o1}}{v_{in1}} = \frac{v_{c1}}{v_{in}}\frac{v_{o1}}{v_{c1}}$

$\boldsymbol{v_{c1}}$ étant le signal sur le collecteur de **Q₁** on peut donc écrire: $\frac{v_{c1}}{v_{in}} = -g_{m1}R_{out}$

Schéma petit signaux donne :

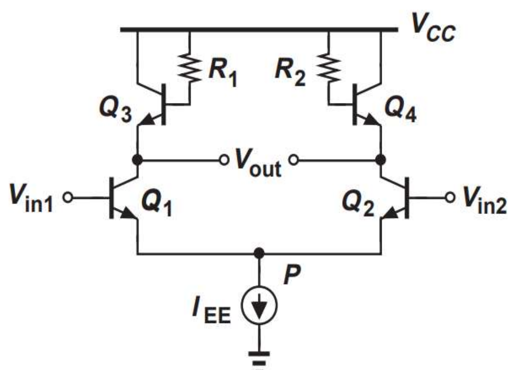


$$\rightarrow \frac{v_{c1}}{v_{in1}} \approx -g_{m1}\left(\frac{1}{g_{m3}} + \frac{R_1}{\beta}\right)$$

On a aussi : $\frac{v_{o1}}{v_{c1}} = \frac{v_b(Q_3)}{v_e(Q_3)} = \frac{-R_1 i_{b3}}{-i_{e3}\left(\frac{1}{g_{m3}}+\frac{R_1}{\beta}\right)} = \frac{-R_1}{-\beta\left(\frac{1}{g_{m3}}+\frac{R_1}{\beta}\right)}$

$$A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1}-v_{in2}} = \frac{v_{c1}}{v_{in1}}\frac{v_{o1}}{v_{c1}} \approx -g_{m1}\frac{R_1}{\beta}$$

d-



(d)

$$A_{md} = \frac{v_{out}}{v_{in1}-v_{in2}} \approx -g_{m1}\left(\frac{1}{g_{m3}} + \frac{R_1}{\beta}\right)$$