

# 1° AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A TRANSISTORS JFET

On considère le montage amplificateur différentiel de la figure 1a qui utilise deux transistors JFET canal N identiques, soumis à la même température  $T$  de  $25^{\circ}\text{C}$ . Ils fonctionnent dans la zone de « plateau » de leur caractéristique de sortie où :

$$I_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^2 \quad (1) \quad I_{DSS} = 2\text{mA} \quad V_P = -2\text{V}$$

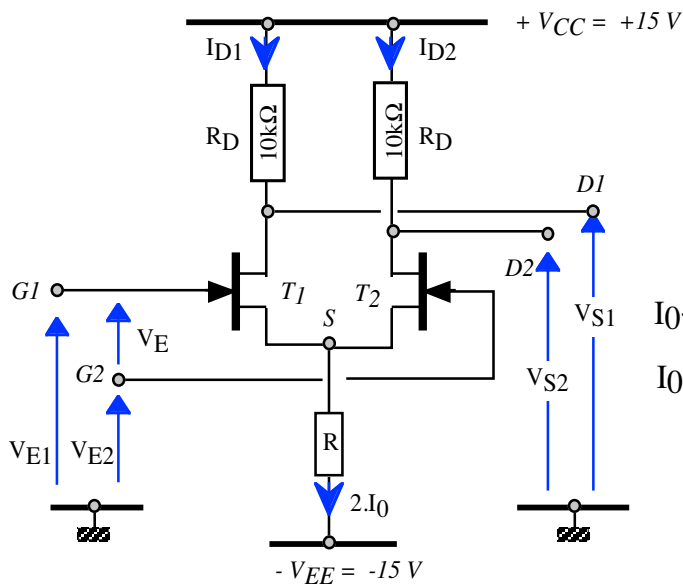


Figure 1a

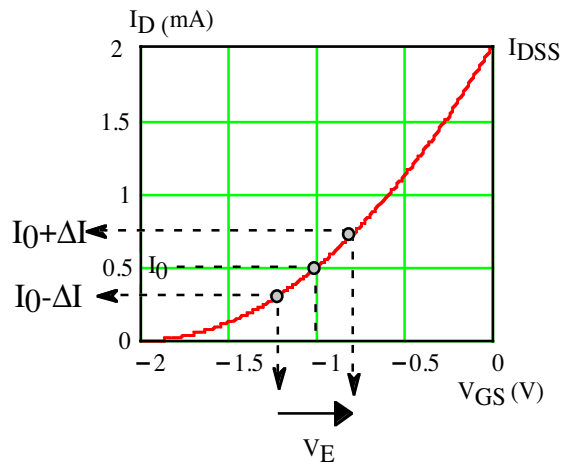


Figure 1b

## 1° PARTIE : POLARISATION

On relie les grilles  $G_1$  et  $G_2$  à la masse de manière à obtenir une tension d'entrée  $V_E$  nulle.

- Montrer que les tensions  $V_{G1S}$  et  $V_{G2S}$  sont égales.
- En déduire la valeur à donner à la résistance  $R$  pour polariser  $T_1$  et  $T_2$  avec un courant de drain tel que :  $I_{D1\text{repos}} = I_{D2\text{repos}} = I_0 = 0.5 \text{ mA}$ .
- Donner le potentiel de tous les noeuds du schéma par rapport à la masse.

## 2° PARTIE : AMPLIFICATION D'UNE DIFFERENCE DE TENSIONS CONTINUES

On désire connaître les performances du montage aux grands signaux continus appliqués entre les grilles  $G_1$  et  $G_2$ . A cet effet, on attaque la paire différentielle  $T_1 T_2$  avec une tension continue  $V_E$  positive telle que :  $V_E = V_{E1} - V_{E2} = V_{G1S} - V_{G2S}$ .

Si on appelle  $\Delta I$  l'augmentation du courant de drain de  $T_1$  vis-à-vis du courant de repos  $I_0$ , on peut écrire tant que le fonctionnement est linéaire (figure 1b) :  $I_{D1} = I_0 + \Delta I$      $I_{D2} = I_0 - \Delta I$ .

2.1) On se propose de déterminer l'expression de la variation de courant  $\Delta I$  en fonction de  $V_E$ .

- Rechercher d'abord l'expression de la tension d'entrée  $V_E$  en fonction de  $I_{DSS}$ ,  $I_0$ ,  $\Delta I$  et  $V_P$ .
- En déduire l'expression de l'accroissement de courant de drain  $\Delta I$  en fonction de  $V_E$  sous la forme suivante (il faut élever successivement deux fois au carré) :

$$\Delta I = G_{md} V_E \sqrt{1 - a V_E^2}$$

- Etablir l'expression de la transconductance différentielle  $G_{md}$  et du coefficient  $a$ . A.N.

Le graphe de l'évolution des courants  $I_{D1}$  et  $I_{D2}$  en fonction de la tension  $V_E$  variant de -1,5 à +1,5 volt est donné en figure 2.

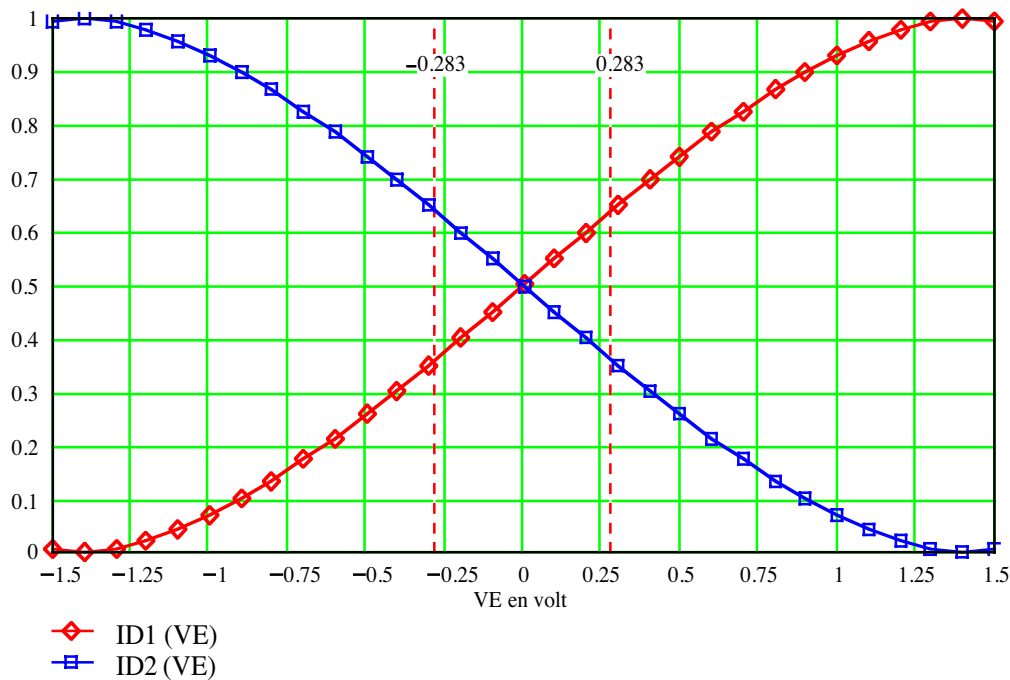


Figure 2

2.2) On désire rester dans la zone linéaire où  $\Delta I$  reste proportionnel à  $V_E$  avec une erreur relative au plus égale à 1%.

- En utilisant l'approximation  $\sqrt{1-x} \approx 1 - \frac{x}{2}$ , calculer la valeur  $V_{E_{max}}$  admissible.
- En déduire la relation reliant alors la différence des tensions de sortie  $V_{s1} - V_{s2}$  à la tension d'entrée différentielle  $V_E$  et conclure.

### 3° PARTIE : ETUDE AUX PETITES VARIATIONS

On excite maintenant le montage par deux tensions sinusoïdales  $v_{e1}$  et  $v_{e2}$  de même fréquence et telles que l'amplitude de leur différence  $v_e$  respecte la limite de linéarité précédemment définie.

3.1) Dessiner le schéma équivalent au montage complet aux petites variations et aux fréquences moyennes, la résistance interne  $r_{ds}$  de  $T_1$  et  $T_2$  étant négligeable.

3.2) Calculer le gain différence  $A_d = \frac{v_{s1} - v_{s2}}{v_{e1} - v_{e2}}$  du montage ainsi que le gain en mode commun

$A_c = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{v_{e1} + v_{e2}}$  et le (R)apport de (R)éjection du (M)ode (C)ommun  $\frac{A_d}{A_c}$  exprimé en décibels.

3.3) **Application** : On décide d'utiliser exclusivement la tension de sortie  $v_{s2}$  (utilisation en mode asymétrique).

Sachant que les tensions d'entrée  $v_{e1}$  et  $v_{e2}$  ont une amplitude respective de 1.1 V et 1V :

- Calculer l'expression de la tension de sortie  $v_{s2}$ . Faire l'application numérique.
- Calculer l'erreur relative entre la valeur de  $v_{s2}$  obtenue avec un RRMC infini et celui de la question 3.2. Conclure.

#### 4 ° PARTIE : AMELIORATION DU R.R.M.C.

On améliore le R.R.M.C. du montage en remplaçant la résistance de polarisation  $R$  par un générateur de courant continu de résistance interne  $R_i$  (figure 3a). Ce générateur est réalisé par le montage  $T_3$ ,  $T_4$  et  $R_2$  de la figure 3b. Il s'agit d'un miroir de courant à transistors bipolaires identiques munis d'une résistance  $R_2 = 5\text{ K}\Omega$  dans leur émetteur. Les transistors  $T_3$  et  $T_4$  sont tels que :  $\beta = 100$ , tension de Early  $V_A = -160\text{ V}$ .

On supposera que le miroir de courant assure la relation  $I_{C4} = I_{C3}$ .

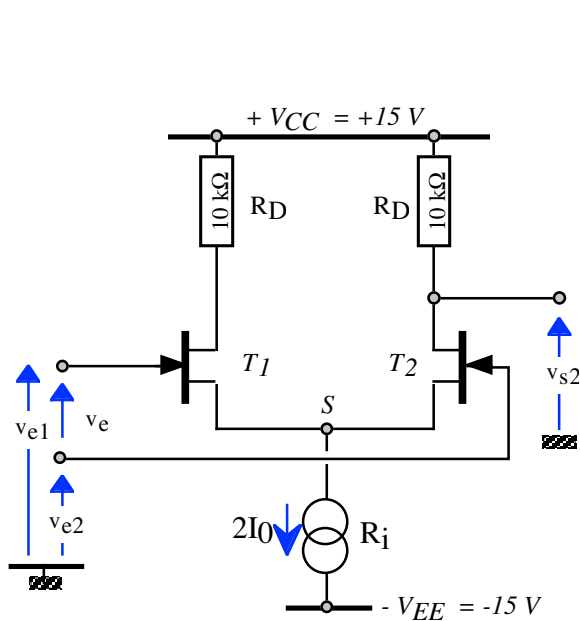


Figure 3a

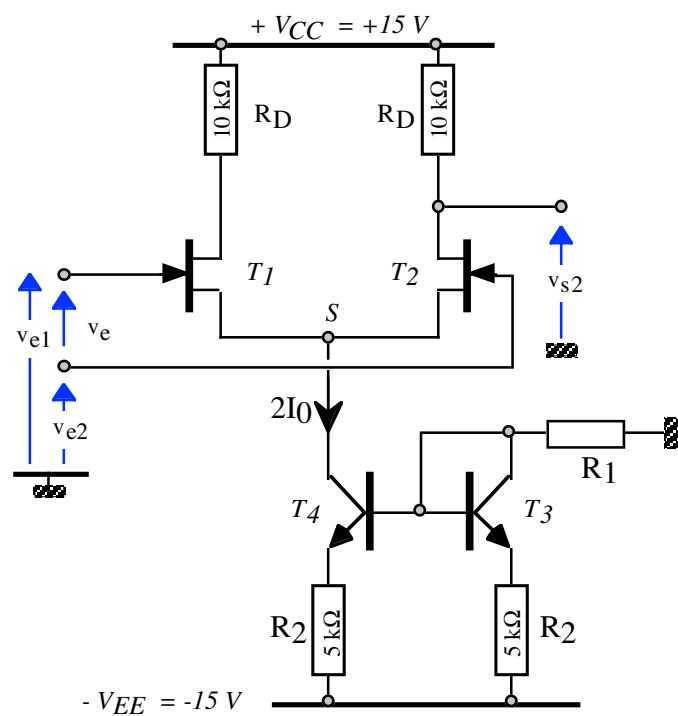


Figure 3b

4.1) Déterminer la valeur à donner à la résistance  $R_1$  pour conserver la même valeur du gain différence  $A_d$  (négliger le courant de base des transistors  $T_3$  et  $T_4$ ).

4.2) En utilisant la méthode de l'ohmmètre, calculer la résistance interne  $R_i$  du montage miroir de courant vue par les JFET  $T_1$  et  $T_2$  entre leur source et la masse. *A cet effet, on simulera au préalable, le transistor  $T_3$  monté en diode (B et C court-circuités) par une résistance  $r_3$  telle que :  $r_3 \approx \frac{1}{g_{m3}}$*

4.3) En déduire la nouvelle valeur du gain de mode commun et du R.R.M.C. et reprendre la question 3.3 de la troisième partie.

## CORRECTION

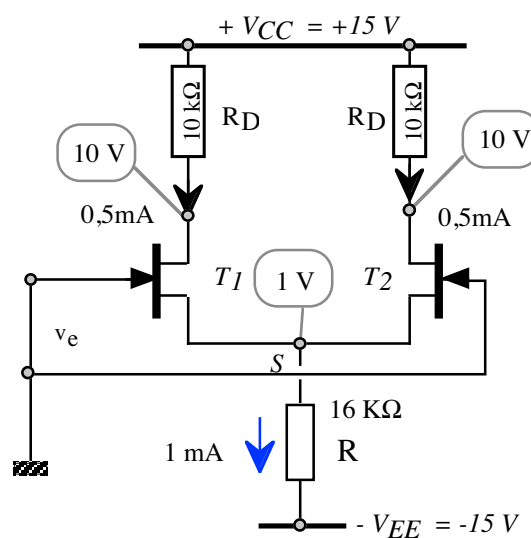
### 1° PARTIE : POLARISATION

Exprimons la tension d'entrée  $V_E$  :  $V_E = V_{G1S} - V_{G2S}$ . Une tension d'entrée nulle entraîne donc :  $V_{G1S} = V_{G2S}$  et par voie de conséquence :  $I_{D1repos} = I_{D2repos}$ .

Calculons la tension  $V_{GS}$  :  $V_{GS} = V_P \left[ 1 \pm \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}} \right]$ .

Nous obtenons deux solutions pour  $I_0 = 0,5 \text{ mA}$  :  $V_{GS} = -1$  et  $-3 \text{ V}$ . On retient  $V_{GS} = -1 \text{ V}$  en effet l'autre solution correspond au blocage du JFET.

La tension  $V_{SM}$  est alors égale à  $16 \text{ V}$ , ce qui conduit à  $R = 16 \text{ K}\Omega$ .



### 2° PARTIE : AMPLIFICATION D'UNE DIFFERENCE DE TENSIONS CONTINUES

2.1) Expression de la tension d'entrée :  $V_E = V_{G1S} - V_{G2S}$  avec :

$$V_{GS1} = V_P \left[ 1 - \sqrt{\frac{I_0 + \Delta I}{I_{DSS}}} \right] \text{ et } V_{GS2} = V_P \left[ 1 - \sqrt{\frac{I_0 - \Delta I}{I_{DSS}}} \right] \quad \rightarrow V_E = V_P \left[ \sqrt{\frac{I_0 - \Delta I}{I_{DSS}}} - \sqrt{\frac{I_0 + \Delta I}{I_{DSS}}} \right]$$

Pour exprimer  $\Delta I$ , il faut élever deux fois au carré, on obtient alors :

$$\Delta I = \left( \frac{\sqrt{I_D I_{DSS}}}{V_P} \right) V_E \left[ 1 - \frac{I_{DSS}}{4 I_0 V_P^2} V_E \right]$$

- Transconductance différentielle :  $G_{md} = \left( \frac{\sqrt{I_D I_{DSS}}}{V_P} \right) = 0,5 \text{ mS}$
- Coefficient :  $a = \frac{I_{DSS}}{4 I_0 V_P^2} = 0,25 \text{ V}^{-2}$

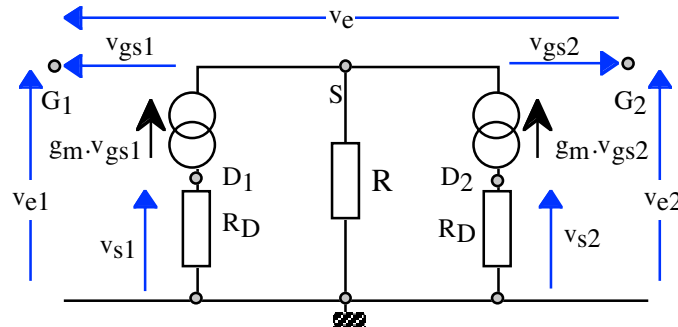
2.2) On utilise l'approximation :  $\Delta I = G_{md} V_E \sqrt{1 - aV_E^2} \approx G_{md} V_E (1 - \frac{1}{2} aV_E^2)$

Pour une erreur relative de 1%, on doit assurer :  $\frac{1}{2} aV_E^2 = \frac{1}{100}$  qui a pour solution :

$V_{Emin} = -0,283 \text{ V}$  et  $V_{Emax} = +0,283 \text{ V}$ . On a alors :  $\Delta I = G_{md} V_E$ .

### 3° PARTIE : ETUDE AUX PETITES VARIATIONS

3.1) Schéma aux variations :



3.2) Calcul du gain différence  $A_d = \frac{v_{s1} - v_{s2}}{v_{e1} - v_{e2}}$

$$v_e = v_{gs1} - v_{gs2}$$

$$v_{s1} = -g_m v_{gs1} R_D$$

$$v_{s2} = -g_m v_{gs2} R_D$$

$$\rightarrow v_{s1} - v_{s2} = -g_m R_D (v_{gs1} - v_{gs2})$$

$$A_d = \frac{v_{s1} - v_{s2}}{v_e} = -g_m R_D$$

$$\text{Transconductance : } g_m = -\frac{2}{V_P} \sqrt{I_{D_{repos}} I_{DSS}} = 1 \text{ mS}$$

$$A_d = -10$$

Calcul du gain de mode commun  $A_c = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{v_{e1} + v_{e2}}$  :

$$v_{s1} + v_{s2} = -g_m R_D (v_{gs1} + v_{gs2})$$

$$v_{e1} = R(g_m v_{gs1} + g_m v_{gs2})$$

$$v_{e2} = R(g_m v_{gs1} + g_m v_{gs2})$$

$$\text{Soit : } v_{e1} + v_{e2} = 2g_m R (v_{gs1} + v_{gs2})$$

$$A_c = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{v_{e1} + v_{e2}} = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R} = -0,303$$

$$R.R.M.C. = \frac{A_d}{A_c} = 1 + 2g_m R = 33 \text{ soit } 30 \text{ dB}$$

3.3) Seule la sortie  $v_{s2}$  est utilisée. Elle s'exprime en utilisant les expressions de  $A_d$  et  $A_c$  :

$$v_{s2} = -\frac{1}{2} A_d (v_{e1} - v_{e2}) + \frac{1}{2} A_c (v_{e1} + v_{e2})$$

Un amplificateur différentiel de bonne qualité doit fournir une tension  $v_{s2}$  proportionnelle à la différence des tensions d'entrée ( $v_{e1} - v_{e2}$ ). Autrement dit le terme  $\frac{1}{2}A_c(v_{e1} + v_{e2})$  doit être négligeable devant le terme :  $\frac{1}{2}A_d(v_{e1} - v_{e2})$ . Ce n'est pas le cas pour ce montage, en effet :

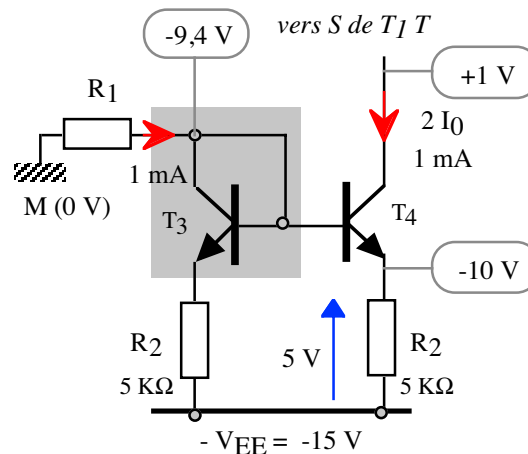
- $-\frac{1}{2}A_d(v_{e1} - v_{e2}) = 0,5V$
- $\frac{1}{2}A_c(v_{e1} + v_{e2}) = -0,318V$

La tension de sortie  $v_{s2}$  est égale à 0,182 V au lieu de 0,5 V espéré. L'erreur relative est donc de 63,6% !

Pour améliorer le montage, il faut diminuer  $A_c$ , ce qui revient à augmenter le R.R.M.C.

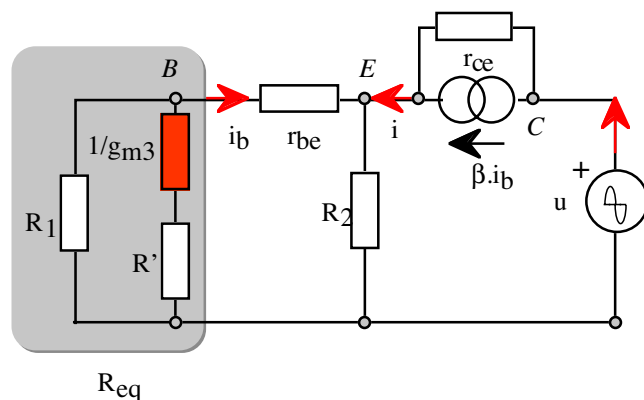
#### 4 ° PARTIE : AMELIORATION DU R.R.M.C.

4.1) Schéma du générateur de courant et tensions par rapport à la masse :



Valeur de la résistance  $R_1$  : 9,4 KΩ.

4.2) Schéma du montage permettant de calculer la résistance interne de la source de courant :



On remarquera que la résistance ( $1/g_{m3} = 25 \Omega$ ) est négligeable devant  $R_2 = 5 K\Omega$ .

Exprimons la tension  $u$  en nommant  $R_{eq2}$  la résistance :  $R_{eq2} = (R_{eq} + r_{be}) // R_2$  :

$$u = r_{ce}(i - \beta i_b) + R_{eq2}i$$

Le courant  $i_b$  est tel que (diviseur de courant) :  $i_b = -i \frac{R_2}{R_{eq} + r_{be} + R_2}$

Soit en reportant dans l'équation précédente et en regroupant :

$$R_i = \frac{u}{i} = r_{ce} \left[ 1 + \frac{\beta R_2}{R_{eq} + r_{be} + R_2} \right] + R_{eq2}$$

Application numérique :  $R_{eq} = 3,26 \text{ K}\Omega$      $r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_C} = 2,5 \text{ K}\Omega$      $r_{ce} \approx \frac{|V_A|}{I_C} = 160 \text{ K}\Omega$

$R_i = 7,6 \text{ M}\Omega$ .

- 4.3) La nouvelle valeur du R.R.M.C. est obtenue en remplaçant la résistance R du 1° montage par la résistance  $R_i$  du générateur de courant :

$$\frac{A_d}{A_c} = 1 + 2g_m R_i = 1,52 \cdot 10^4 \quad \text{soit } 84 \text{ dB}$$

Dans ces conditions, l'amplificateur est devenu linéaire et la tension de sortie  $v_{s2}$  est proportionnelle à  $v_e$ .