

AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A TRANSISTORS BIPOLAIRES NPN

1^{ère} PARTIE : PRESENTATION DU MONTAGE

L'amplificateur différentiel (figure 1) est un dispositif électronique à deux entrées et deux sorties. Il est alimenté par deux sources d'alimentations de tensions opposées : $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ (le plus souvent $V_{CC} = V_{EE}$). Ceci pour éviter les circuits de polarisation habituels (entre base et masse) et les condensateurs de liaisons dans les bases des transistors. Aussi, ce montage offre la possibilité, sous certaines conditions qui seront développées, d'amplifier la tension continue différentielle d'entrée $V_{ED} = V_{E1} - V_{E2}$, contrairement aux montages fondamentaux habituels.

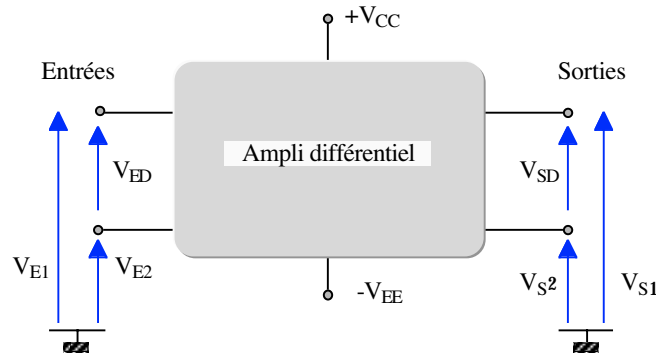


Figure 1

La présence des deux sorties V_{S1} et V_{S2} offre à l'utilisateur deux possibilités d'exploitation :

- Lorsque la différence V_{SD} des deux sorties V_{S1} et V_{S2} est utilisée, le montage est dit « **symétrique** ». L'éventuel étage amplificateur suivant comportant alors deux entrées doit être aussi de type différentiel.
- Lorsqu'on exploite uniquement la sortie V_{S1} (ou V_{S2}) le montage est « **dissymétrique** ». Ce mode de fonctionnement est celui des amplificateurs opérationnels qui comportent deux entrées (notées + et -) et une seule sortie V_S .

Le montage différentiel a pour fonction principale l'amplification de la tension différentielle d'entrée V_{ED} . Il est caractérisé par son gain différence A_d défini selon :

$$A_d = \frac{V_{S1} - V_{S2}}{V_{E1} - V_{E2}} = \frac{V_{SD}}{V_{ED}} \quad (1)$$

Cependant le montage est aussi sensible à la somme des tensions continues d'entrées : $(V_{E1} + V_{E2})$. En effet, les entrées V_{E1} et V_{E2} peuvent varier tout en conservant une différence constante. On parle alors de « mode commun » caractérisé par le gain de mode commun A_c tel que :

$$A_c = \frac{V_{S1} + V_{S2}}{V_{E1} + V_{E2}} \quad (2)$$

Calculons à l'aide des relations (1) et (2), l'expression des tensions V_{S1} et V_{S2} :

$$V_{S1} = \frac{1}{2} (A_d (V_{E1} - V_{E2}) + A_c (V_{E1} + V_{E2})) \quad (3)$$

$$V_{S2} = -\frac{1}{2} (A_d (V_{E1} - V_{E2}) - A_c (V_{E1} + V_{E2})) \quad (4)$$

Les relations (3) et (4) montrent qu'en mode « dissymétrique », les tensions V_{S1} (ou V_{S2}) seront proportionnelles à la tension différentielle d'entrée V_{ED} à condition que le gain de mode commun A_c

soit très faible vis-à-vis du gain différence A_d . Aussi, on définit un coefficient de qualité du montage, le facteur de différenciation F_d ou (R)apport de (R)éjection du (M)ode (C)ommun :

$$F_d = R.R.M.C. = \frac{A_d}{A_c} \quad (5)$$

Un amplificateur différentiel de bonne qualité doit donc posséder un $F_d > 80$ dB).

La figure 1 ne rend pas compte physiquement du mode commun, aussi on préfère représenter les entrées continues selon la figure 2.

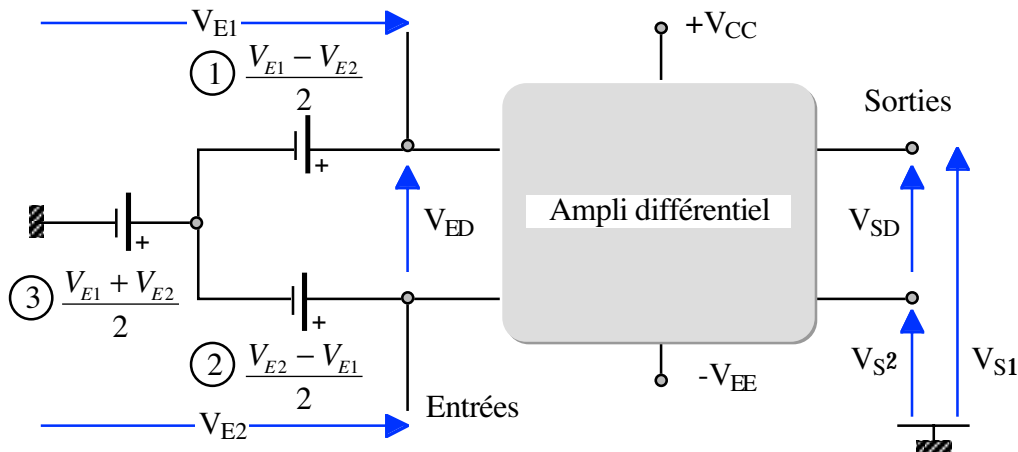


Figure 2 : Mise en évidence aux entrées du mode différence et du mode commun

- Pour analyser le montage en « mode différence », on annule le générateur n°3 et l'on tient compte uniquement des générateurs n° 1 et n°2. On remarque alors que la relation : $V_{ED} = V_{E1} - V_{E2}$ est encore satisfaite.
- Pour analyser le montage en « mode commun », on annule les générateurs n°1 et n°2 et l'on tient compte uniquement du générateur n°3.

Cette méthode qui sera utilisée par la suite revient en fait à appliquer le théorème de superposition. Elle permettra de mettre en évidence le gain différence et le gain de mode commun des montages proposés.

2^{ème} PARTIE : AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A TRANSISTORS BIPOLAIRES NPN EN MODE CONTINU

La figure 3 représente le schéma de base d'un amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN. Ces transistors sont supposés rigoureusement identiques et soumis à la même température soit 300 K. Les résistances de charge R_C sont aussi identiques. Ce montage est donc celui d'un circuit intégré qui est le seul capable de satisfaire à ces critères. Les tensions d'entrées V_{E1} et V_{E2} sont des tensions continues de valeur évidemment différente.

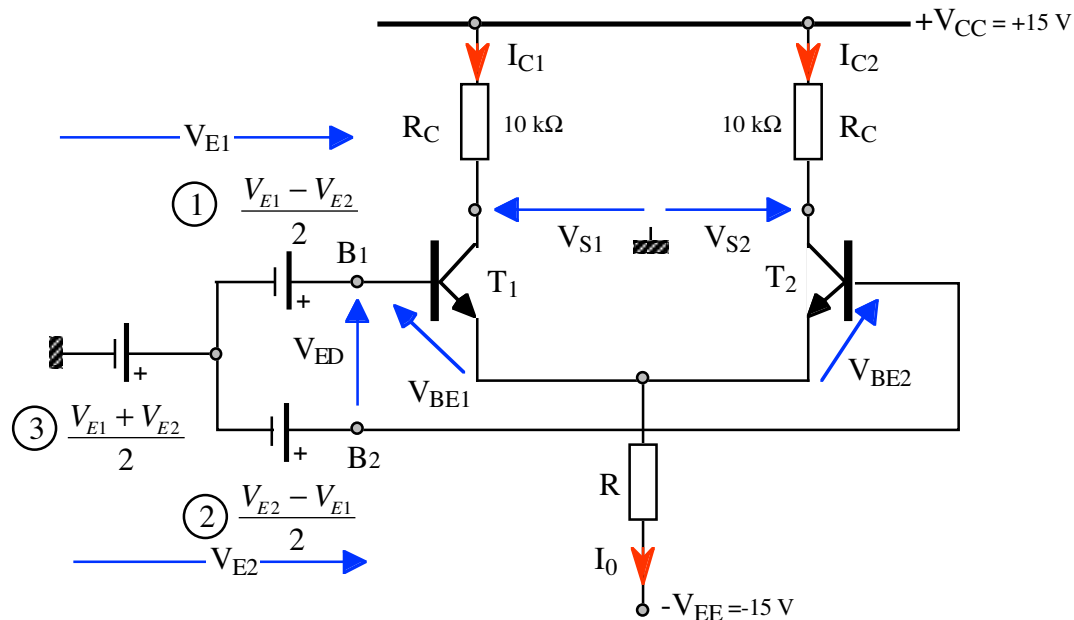


Figure 3 : Amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN identiques.

1 Polarisation du montage

La résistance R reliant le point commun d'émetteur à la tension d'alimentation négative assure la polarisation des transistors. Pour obtenir le point de repos des transistors, on relie les bases B_1 et B_2 à la masse de telle manière que la tension différentielle d'entrée V_{ED} soit nulle (figure 4).

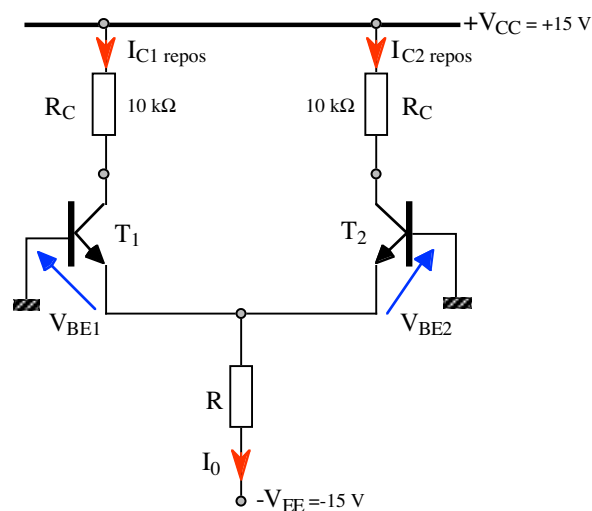


Figure 4 : Etude de la polarisation des transistors

Les transistors T_1 et T_2 obéissent à la loi : $I_{C\ repos} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE\ repos}}{U_T}\right)$ (6).

Sachant que les transistors sont identiques, on a de plus $I_{SBC1} = I_{SBC2}$ (même courant inverse de saturation de la jonction bloquée base-collecteur).

Le montage indique : $V_{BE1} - V_{BE2} = 0$ soit : $V_{BE1} = V_{BE2}$. Compte-tenu de la loi (6) les courants de repos de collecteur sont alors égaux.

Le courant I_0 est tel que : $I_0 = I_{C1\ repos} + I_{C2\ repos}$. On a donc :

$$I_{C1\ repos} = I_{C2\ repos} = \frac{I_0}{2} \quad R = \frac{V_{EE} - V_{BE1}}{I_0}$$

Pour un courant I_0 de 1 mA, la résistance R de polarisation doit être de 14.4 k Ω .

2 Analyse du montage en « mode différence »

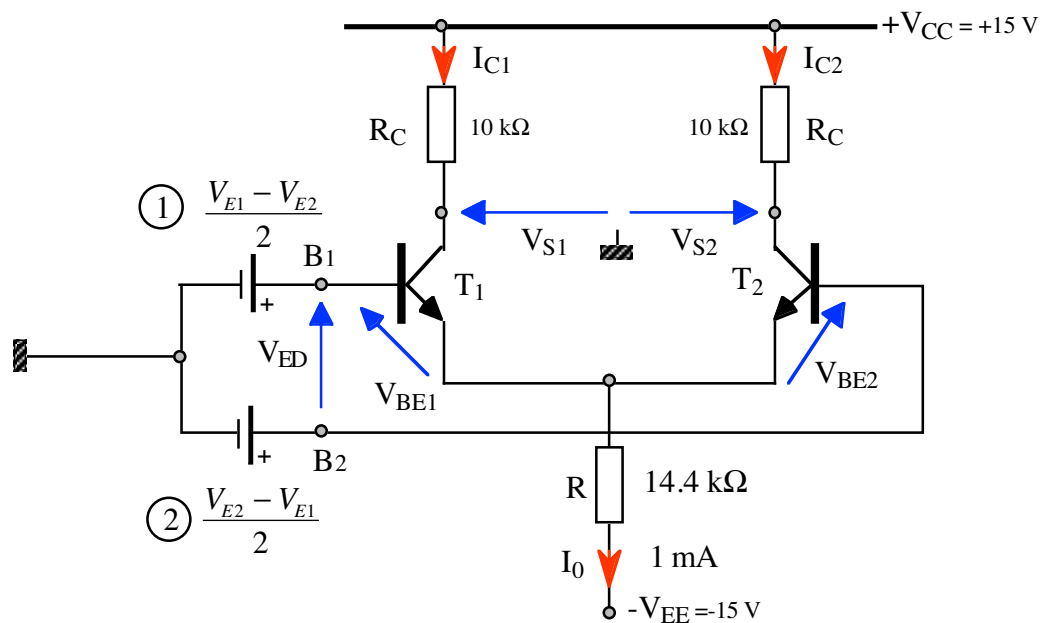


Figure 5 : excitations du montage en mode différence

Selon la méthode d'analyse indiquée en première partie, pour étudier le mode différence, seuls les générateurs continus 1 et 2 excitent le montage.

Sachant que V_{E1} est une tension ayant une valeur différente de celle de V_{E2} , les courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} sont alors différents. Cependant leur somme est toujours égale à I_0 (on suppose que le gain en courant de T_1 et T_2 est important).

La relation (6) permet d'écrire :

$$I_{C1} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{U_T}\right) \quad I_{C2} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{U_T}\right) \quad \text{soit : } \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{U_T}\right)$$

Sachant que : $V_{ED} = V_{BE1} - V_{BE2}$ et $I_{C1} + I_{C2} = I_0$, on obtient finalement les relations :

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-\frac{V_{ED}}{U_T}\right)}$$

(7) et

$$I_{C2} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{V_{ED}}{U_T}\right)}$$

L'évolution des courants I_{C1} et I_{C2} en fonction de la tension V_{ED} est donnée en figure 6.

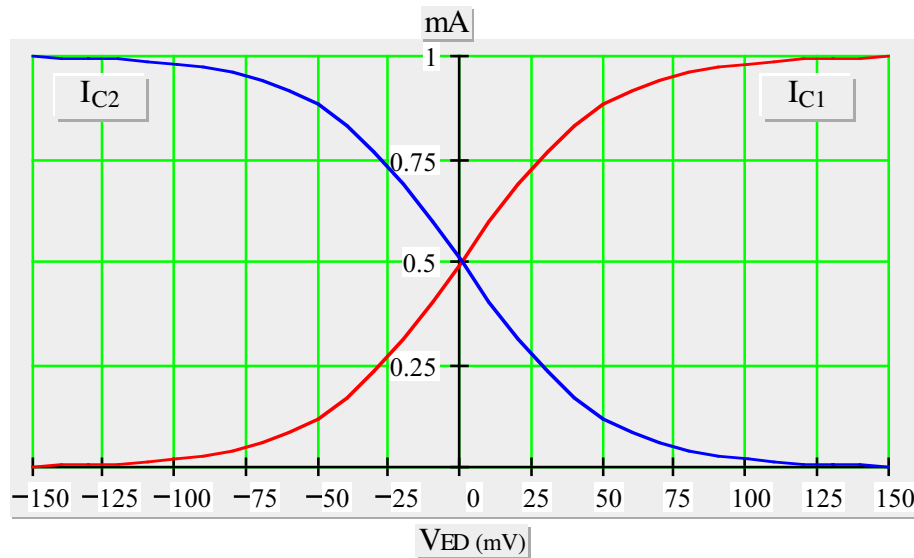


Figure 6 : Graphes des courants de collecteur en fonction de V_{ED} .

Pour des tensions V_{ED} comprises entre -25 mV et 25 mV, la figure 6 indique que les courants I_{C1} et I_{C2} sont sensiblement proportionnels à V_{ED} (pour V_{ED} nulle on retrouve les courants $I_{C_{repos}}$).

Recherchons pour le courant I_{C1} , l'expression représentative de cette linéarité. A cet effet, calculons l'expression du coefficient directeur de la relation (7).

$$\frac{dI_{C1}}{dV_{Ed}} = \frac{I_0}{U_T} \frac{\exp(-\frac{V_{ED}}{U_T})}{(1 + \exp(-\frac{V_{ED}}{U_T}))^2}. \quad \text{Pour } V_{ED} \text{ nulle on obtient : } \frac{dI_{C1}}{dV_{Ed}} = \frac{I_0}{4.U_T}.$$

L'expression linéaire du courant I_{C1} s'écrit donc :

$$I_{C1} = \frac{I_0}{4.U_T} V_{ED} + \frac{I_0}{2} \quad (9)$$

De même pour le courant I_{C2} on obtient :

$$I_{C2} = -\frac{I_0}{4.U_T} V_{ED} + \frac{I_0}{2} \quad (10)$$

La figure 7 montre que les expressions (9) et (10) représentées par des cercles approchent les relations (7) et (8) dans la zone de linéarité (de l'ordre de 25 mV autour de 0 volt).

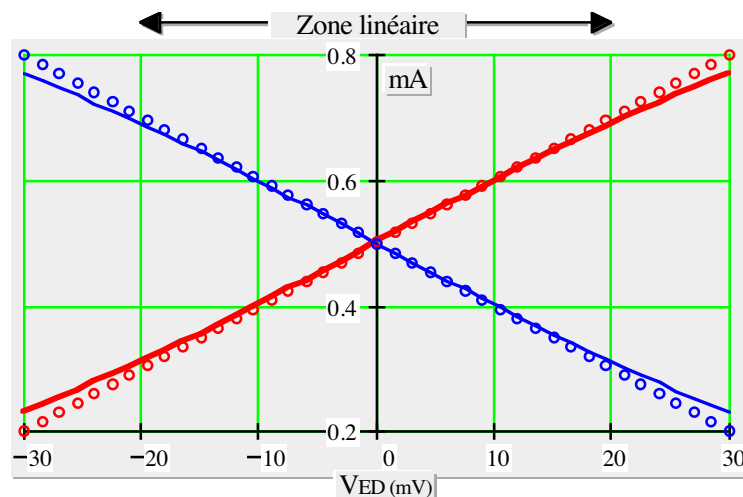


Figure 7 : Comparaisons entre les relations (7),(8) et les relations (9) et (10).

Recherchons l'expression de la tension différentielle de sortie V_{SD} dans la zone de linéarité
 Exprimons les tensions V_{S1} et V_{S2} : $V_{S1}=V_{CC}-R_C \cdot I_{C1}$ et $V_{S2}=V_{CC}-R_C \cdot I_{C2}$.
 On en déduit : $V_{S1}-V_{S2} = -R_C \cdot (I_{C1}-I_{C2})$

En utilisant les relations (9) et (10) on obtient :

$$V_{SD} = V_{S1} - V_{S2} = -\frac{I_0 \cdot R_C}{2 \cdot U_T} V_{ED}$$

Le graphe correspondant est donné en figure 8 sous la forme de cercles (le trait plein correspond à la courbe de V_{SD} avec les relations (7) et (8)).

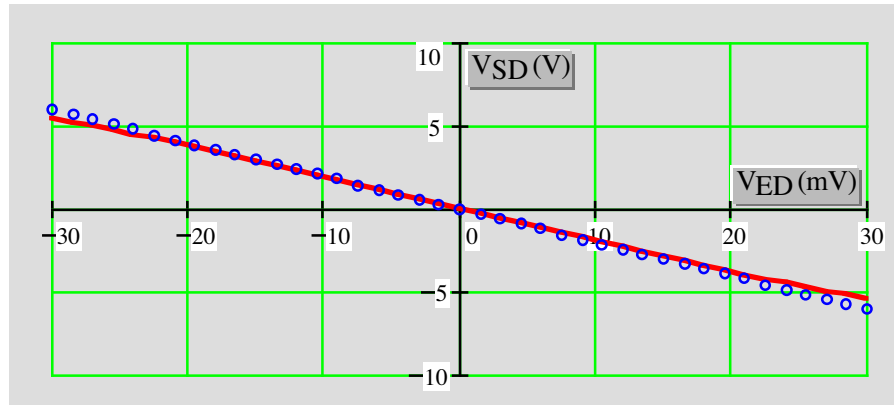


Figure 8 : Graphe de V_{SD} en fonction de V_{ED} dans la zone de linéarité.

Dans la zone de linéarité, le gain différence de l'amplificateur différentiel est tel que :

$$A_d = -\frac{I_0}{2U_T} R_C \quad (11)$$

En introduisant la transconductance par ailleurs identique des deux transistors ($g_m = \frac{I_{crepos}}{U_T}$),
 on peut écrire : $A_d = -g_m R_C$ soit -200.

3 Analyse du montage en « mode commun ».

Comme il a été indiqué dans la présentation, pour mettre en évidence le mode commun, on réunit les bases des transistors et on leur applique (figure 9) la tension $\frac{V_{E1} + V_{E2}}{2}$.

Dans ces conditions, la tension V_{BE1} de T_1 est égale à la tension V_{BE2} de T_2 aussi, les courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} sont égaux à $I_0/2$.

Recherchons l'expression des tensions V_{S1} et V_{S2} :

$$V_{S1} = V_{CC} - R_C \frac{I_0}{2} \quad V_{S2} = V_{CC} - R_C \frac{I_0}{2}$$

$$\text{On en déduit :} \quad V_{S1} + V_{S2} = 2V_{CC} - R_C I_0$$

Sachant que : $I_0 = \frac{V_{EE} + \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} - V_{BE}}{R}$, il vient :

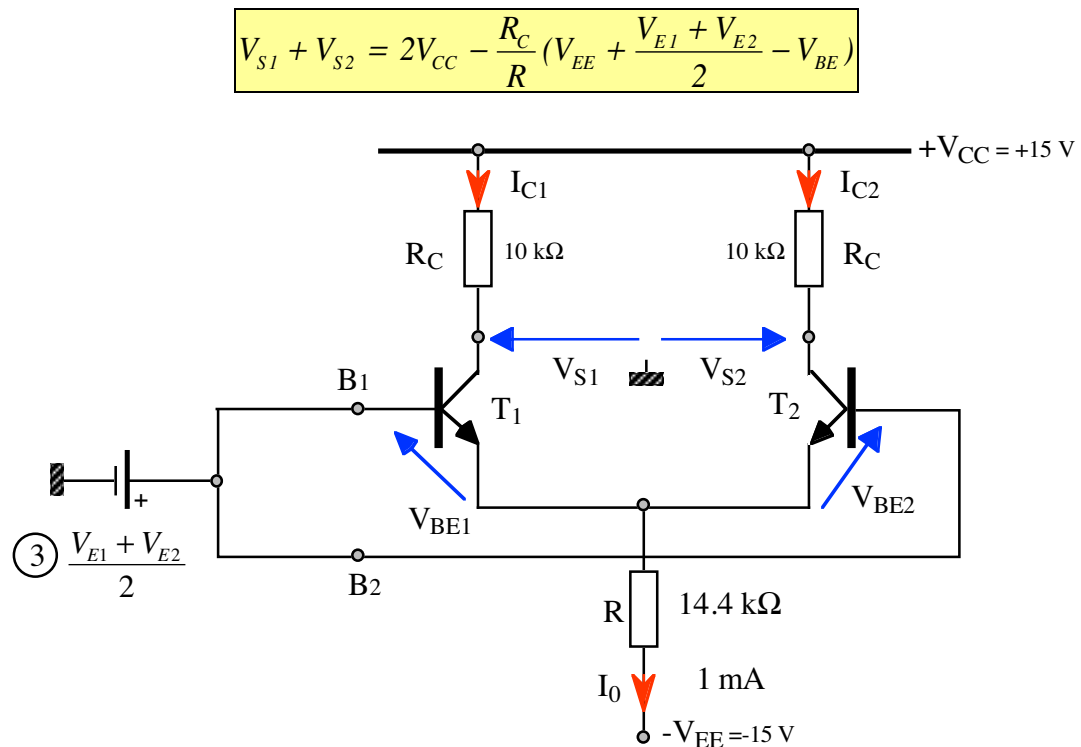
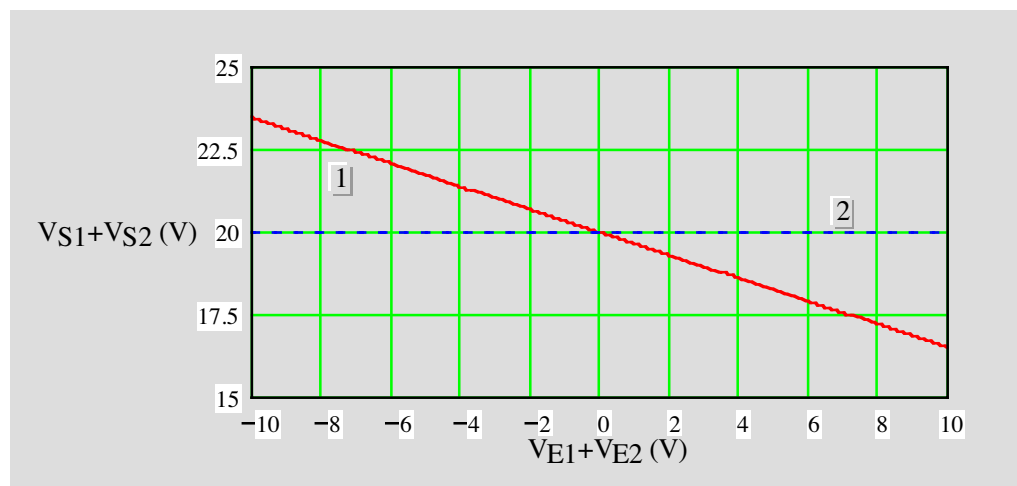


Figure 9 : Excitation du montage en mode commun

La somme des tensions de sortie est donc proportionnelle à la tension commune d'entrée. Le coefficient de proportionnalité (figure 10 : graphe 1) représente le gain de mode commun :

$$A_c = -\frac{R_c}{2R} \quad (12) \text{ soit : } 0.347$$

L'amplificateur présente alors un défaut mis en évidence dans l'introduction. Son coefficient de qualité : $F_d = A_c/A_d = 576$ soit 55 dB est trop faible.

Figure 10 : Graphe du gain de mode commun A_c .

Pour palier à ce défaut il faut remplacer la résistance R par un générateur de courant idéal I_0 de 1 mA. Ainsi, la somme des tensions de sortie serait indépendante de la tension de mode commun. En effet on aurait alors :

$$V_{S1} + V_{S2} = 2V_{CC} - R_C I_0.$$

Le graphe 2 de la figure 10 représente cette relation qui conduit à A_c nul et F_d infini.

3° PARTIE : AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL A TRANSISTORS BIPOLAIRES NPN EN MODE SINUSOIDAL PETITS SIGNAUX

Le montage est maintenant excité par deux tensions sinusoïdales :

- $v_{e1} = V_{e1m} \sin(\omega t)$
- $v_{e2} = V_{e1m} \sin(\omega t)$

de même fréquence et telles que leur différence d'amplitude soient comprise dans la zone de linéarité.

1 Analyse du montage en mode différence.

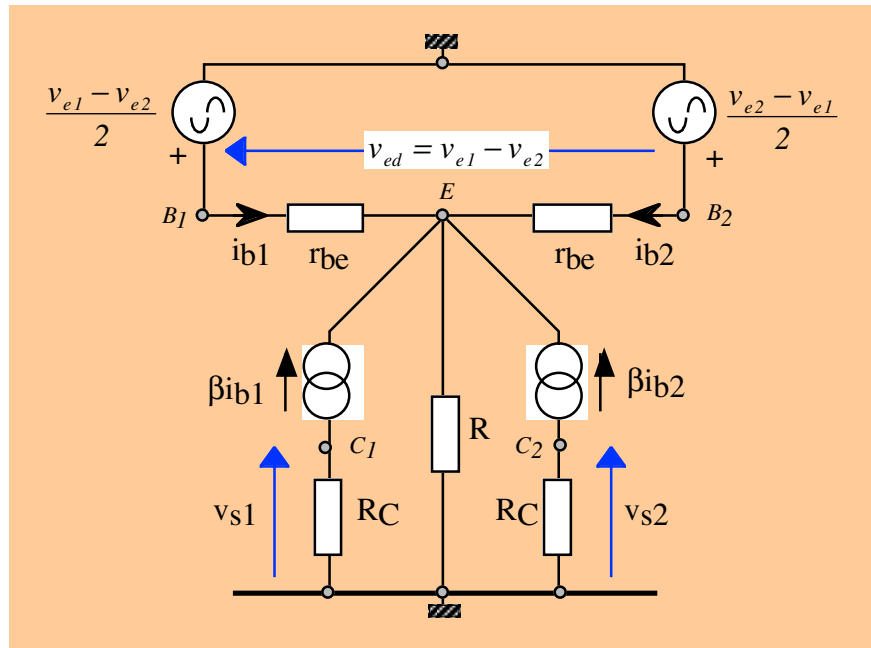


Figure 11 : schéma aux petites variations pour le gain différence.

Le schéma équivalent aux petites variations relatif au mode différence est donné en figure 11. Calculons l'expression du gain différence A_d .

$$v_{ed} = r_{be}(i_{b1} - i_{b2}) \quad v_{s1} = -\beta R_C i_{b1} \quad v_{s2} = -\beta R_C i_{b2}$$

$$v_{s1} - v_{s2} = -\beta R_C (i_{b1} - i_{b2})$$

$$A_d = \frac{v_{s1} - v_{s2}}{v_{ed}} = -\beta \frac{R_C}{r_{be}} = -g_m R_C$$

Sachant que : $g_m = \frac{I_{Crepos}}{U_T}$, où $I_{Crepos} = \frac{I_0}{2}$, il vient alors :

$$A_d = -\frac{I_0}{2U_T} R_C \quad (13)$$

On obtient naturellement la même expression que celle qui a été établie en mode continu (relation 11). Le gain différence est égal à -200 .

Calculons la résistance d'entrée différentielle du montage : $R_{ed} = \frac{v_{ed}}{i_{b1}}$

$$v_{ed} = r_{be} i_{b1} - r_{be} i_{b2}$$

On va montrer que les courants i_{b1} et i_{b2} sont opposés. En effet :

$$\frac{v_{e1} - v_{e2}}{2} = r_{be} i_{b1} + R(\beta + 1)(i_{b1} + i_{b2}) \quad \frac{v_{e2} - v_{e1}}{2} = r_{be} i_{b2} + R(\beta + 1)(i_{b1} + i_{b2})$$

La somme des deux équations donne : $0 = (i_{b1} + i_{b2}) \cdot (r_{be} + 2R(\beta + 1))$

La solution de cette dernière équation est évidemment : $i_{b1} + i_{b2} = 0$.

La résistance d'entrée différentielle est donc :

$$R_{ed} = 2r_{be} = 2\beta \frac{U_T}{I_{Crepos}}$$

Pour obtenir une résistance d'entrée différentielle importante, il faut choisir des transistors à gain en courant élevé et polariser avec un courant de repos de collecteur faible.

2 Analyse du montage en mode commun.

Le schéma équivalent relatif au mode différence est donné en figure 12. Calculons l'expression du gain différence A_c . On remarquera que les transistors ont le même courant de base i_b . En effet, les résistances r_{be} sont égales et la tension v_{be} est unique.

$$\text{On a encore : } v_{s1} = -\beta R_C i_b \quad v_{s2} = -\beta R_C i_b \quad v_{s1} + v_{s2} = -2\beta R_C i_b$$

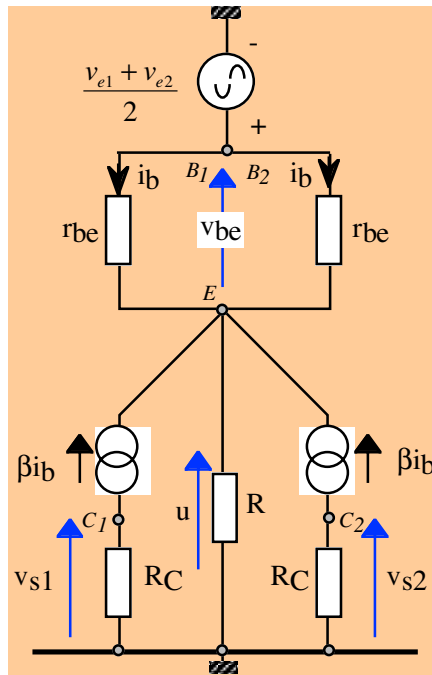


Figure 12 : schéma aux petites variations pour le gain de mode commun.

D'autre part : $u = -r_{be} i_b + \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2}$ et l'équation au nœud E donne : $2(\beta + 1)i_b = \frac{u}{R}$

En éliminant la tension u entre les deux expressions, il vient :

$$i_b (r_{be} + 2R(\beta + 1)) = \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2}$$

On en déduit le gain de mode commun :

$$A_c = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{v_{e1} + v_{e2}} = -\frac{\beta R_C}{r_{be} + 2R(\beta + 1)} \quad (14)$$

Pour $r_{be} \ll 2R.(\beta+1)$ et $\beta \gg 1$, les relations 12 et 14 sont identiques.

3 Coefficient de différentiation F_d .

Exprimons le coefficient de différentiation du montage :

$$F_d = \frac{A_d}{A_c} = 1 + \frac{2R(\beta + 1)}{r_{be}}$$

Sachant que : $R = \frac{V_{EE} - V_{BE1}}{I_0}$ et $r_{be} = 2\beta \frac{U_T}{I_0}$,

Il vient :

$$F_d \approx 1 + \frac{V_{EE} - V_{BE1}}{U_T} \quad (15)$$

Le facteur de qualité F_d est constant et de valeur (577 soit 55 dB) beaucoup trop faible. Le montage doit être amélioré.

4 Amélioration du montage par l'intermédiaire d'une polarisation utilisant une source de courant continu I_0 de 1 mA.

La figure 13 représente l'amplificateur différentiel dont la résistance R qui assurait la polarisation des transistors T_1 et T_2 a été remplacé par une source de courant de résistance interne R_i , utilisant trois transistors identiques, T_3 , T_4 et T_5 . La résistance R_1 de 600Ω fixe le courant de repos de T_3 à 1mA. Le gain différence A_d du montage est alors inchangé (voir relation 11).

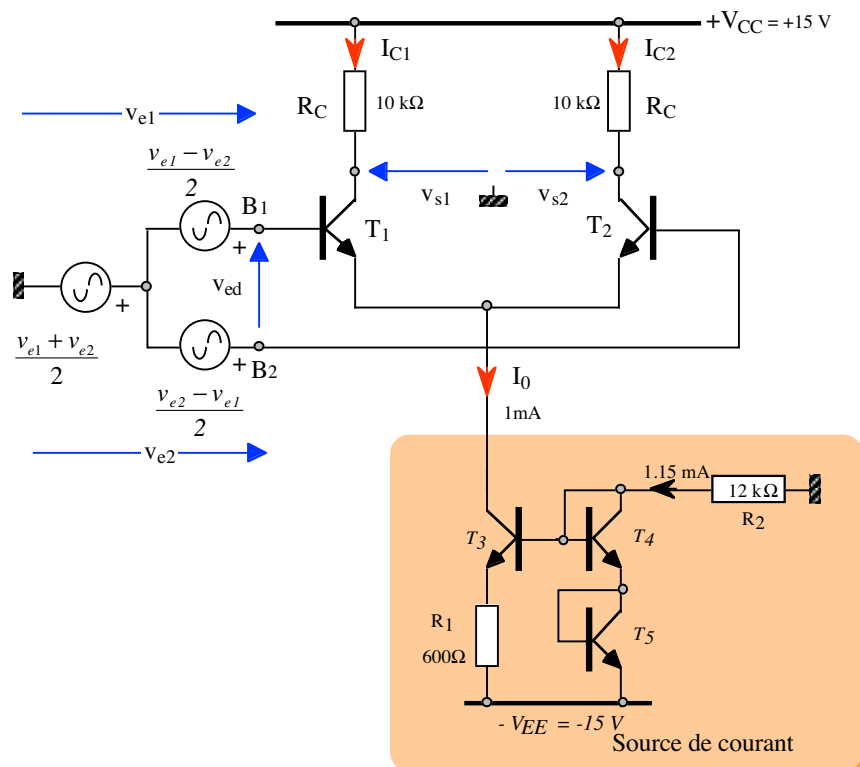


Figure 13 : Le montage différentiel muni d'une source de courant continu de 1mA.

Que devient le gain de mode commun ?

Pour effectuer son calcul, on doit reprendre la figure 12 dans laquelle la résistance R est remplacée par la résistance interne R_i de la source de courant. Cette résistance R_i se détermine en appliquant aux petites variations, la méthode habituelle de l'ohmmètre entre le collecteur C_3 du transistor T_3 et la masse. Le schéma correspondant est donné en figure 14.

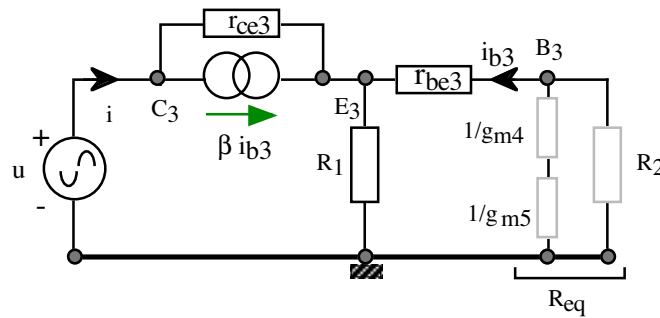


Figure 14 : détermination de la résistance interne R_i de la source de courant.

Sachant que la résistance équivalente R_{eq} est négligeable devant r_{be3} , on obtient :

$$R_i = r_{ce3} \left(1 + \beta \frac{R_i}{R_i + r_{be3}} \right) \quad (16)$$

Avec $\beta = 100$ et $r_{ce3} = 100\text{k}\Omega$, on obtient : $R_i = 20 r_{ce3}$ soit $2\text{M}\Omega$.

Dans ces conditions la relation (14) permet de calculer le gain de mode commun chute à la valeur : $A_c = -2,5 \cdot 10^{-3}$ et le facteur de différentiation est égal à $80 \cdot 10^3$ soit 98 dB. L'amplificateur différentiel est alors de très bonne qualité.