

AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL DE TRANSCONDUCTANCE REALISATION D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE ELECTRIQUEMENT¹

On étudiera dans la première partie un amplificateur opérationnel de transconductance à transistors bipolaires dont le courant à la sortie est proportionnel à la tension appliquée entre les entrées différentielles. Dans la deuxième partie, il sera associé à un amplificateur opérationnel conventionnel pour réaliser un filtre passe-bande accordable électriquement.

1 - ETAGE D'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR

L'entrée de l'amplificateur correspond au sous-ensemble (B) de la figure 1. Il utilise deux transistors NPN au silicium T_1 et T_2 rigoureusement identiques tels que :

- Gain en courant : $\beta = 250$ (avec un courant de base négligeable) à $T = 25\text{ °C}$
- Résistance interne : r_{ce} infinie.
- Les deux générateurs de courant $\frac{I_0}{2}$ sont semblables et idéaux.

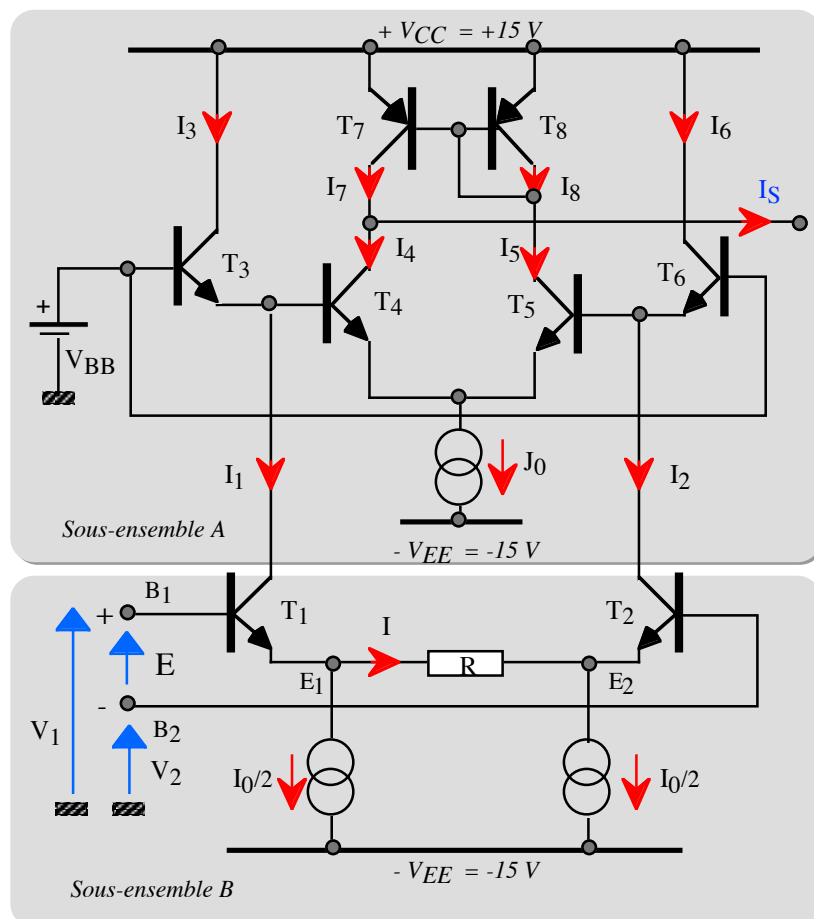


Figure 1 : schéma complet de l'amplificateur de transconductance

¹ Ph.ROUX©2009

L'étage d'entrée est excité par une tension différentielle continue : $E = V_1 - V_2$.

1.1)

a) Rechercher la relation liant la tension différentielle d'entrée E à R , I et $\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$.

b) Montrer que lorsque les courants de collecteur I_1 et I_2 varient du fait de E , on a toujours :

$$I_1 + I_2 = I_0$$

c) Déterminer l'expression de la différence $I_1 - I_2$ en fonction de I_0 , ΔV_{BE} et U_T .

On rappelle que : $I_C = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$ avec le même courant I_{SBC} pour T_1 et T_2 .

d) Déterminer également l'expression de la différence $I_1 - I_2$ en fonction de E , R et ΔV_{BE} .

Au repos lorsque $E = 0$ V, $\Delta V_{BE} = 0$ V entraînant alors : $I_1 = I_2 = I_0/2$. Au fur et à mesure de l'accroissement de tension E , ΔV_{BE} augmente aussi, mais reste très inférieure à E à condition de donner à la résistance R une valeur convenable.

1.2) Calculer dans le cas le plus défavorable c'est-à-dire pour $E_{\max} = 10$ V, la valeur à donner à R de manière à obtenir $\Delta V_{BE\max} = 0,1$ V. On donne par ailleurs : $I_0/2 = 500 \mu\text{A}$.

En déduire alors l'expression approchée simple liant la différence $(I_1 - I_2)$ à E et R .

Cet étage est maintenant excité par une tension sinusoïdale $e = v_1 - v_2$ d'amplitude faible.

1.3) Dessiner le schéma équivalent du sous-ensemble (B) aux petites variations et aux fréquences moyennes en utilisant le schéma en « βi_b » avec r_{ce} infinie.

1.4) Rechercher en fonction de R , β et r_{be} , la transconductance différentielle g_0 de l'étage définie par :

$$g_0 = \frac{i_1 - i_2}{e}. \text{ Montrer que } g_0 \text{ est sensiblement égale à } 2/R. \text{ Faire l'application numérique.}$$

1.5) Calculer l'expression de la résistance d'entrée différentielle R_e vue par la tension e . Faire l'application numérique.

2 - ETAGE DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR DE TRANSCONDUCTANCE

Pour améliorer la transconductance de l'amplificateur complet et aménager une sortie asymétrique, on utilise un montage amplificateur de courant dont le schéma correspond au sous-ensemble (A) de la figure 1. Les transistors NPN T_3 , T_4 , T_5 et T_6 sont identiques à T_1 et T_2 , à la même température, leur courant de base est négligeable devant le courant de collecteur. Il en est de même des transistors PNP T_7 et T_8 formant un miroir de courant simple.

2.1) Sachant que la tension V_{BB} est un potentiel fixe, écrire l'équation de la maille contenant les quatre V_{BE} des transistors T_3 à T_6 . En déduire la relation simple : $I_3 I_4 = I_5 I_6$.

A partir de la relation précédente et compte tenu du résultat de la question 1.1b, calculer la valeur des gains en courant I_5/I_3 et I_4/I_6 en fonction de J_0 et I_0 .

$$\text{On rappelle la relation mathématique : } \frac{a}{b} = \frac{c}{d} = \frac{a+c}{b+d}$$

On considère maintenant l'amplificateur de transconductance complet avec ses sous-ensembles (A) et (B) excité par une tension continue $E < 10\text{ V}$.

2.2) Calculer l'expression de la transconductance G_1 de cet ensemble définie par : $G_1 = I_s/E$ en fonction de J_0 , I_0 et R . On donne $J_0 = 4 I_0$, faire l'application numérique.

PARTIE 2 : FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE ELECTRIQUEMENT

Pour réaliser un filtre passe-bande avec un amplificateur opérationnel ordinaire supposé idéal, on exploite le montage de la figure 2. L'entrée est une tension sinusoïdale v_e .

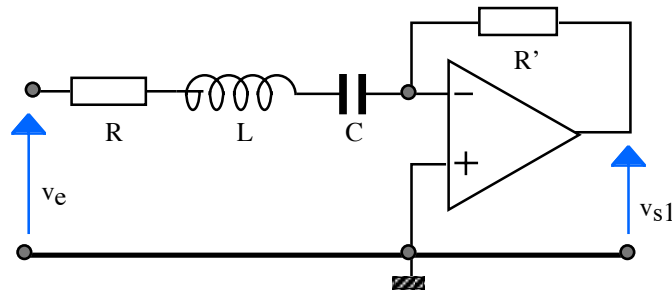


Figure 2 : Filtre passe-bande

1) Déterminer l'expression du gain $A = \frac{v_{s1}}{v_e}$ du montage de la figure 2 en faisant intervenir l'impédance du circuit oscillant série.

Un tel filtre ne peut pas être accordé électriquement sur une fréquence donnée tout en conservant le même coefficient de qualité Q . Pour assurer l'accord électrique d'un amplificateur passe-bande, on constitue un intégrateur nommé INT1 suivant le schéma de la figure 3 qui associe :

- L'amplificateur de transconductance TR1 étudié dans la première partie, délivrant, en régime sinusoïdal, un courant de sortie $i_s = g_1 e_1$. Sa résistance d'entrée sera supposée infinie.
- L'amplificateur opérationnel classique A_1 supposé idéal

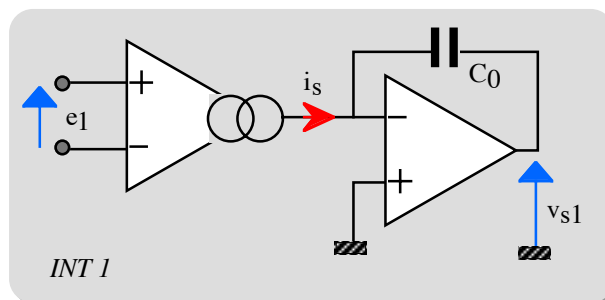


Figure 3 : montage intégrateur

2) Sachant que TR1 est attaqué par une tension sinusoïdale e_1 , rechercher l'expression de la tension de sortie v_{s1} du montage intégrateur INT1 complet en fonction de g_1 , C_0 et e_1 .

Le montage intégrateur précédent INT1 est associé à un deuxième montage intégrateur identique INT2 suivant le schéma de la figure 4.

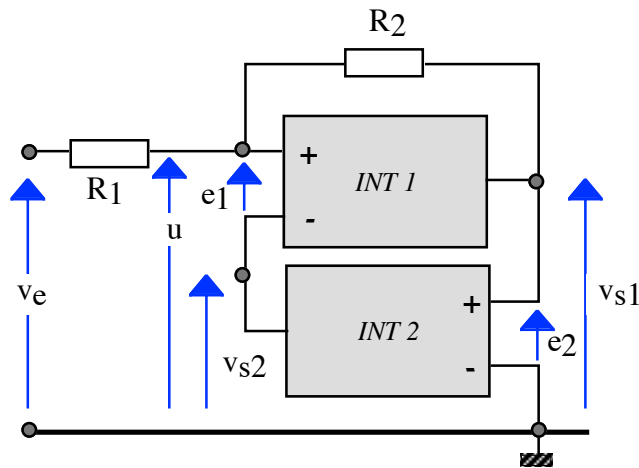


Figure 4 : Association de deux intégrateurs

- 3) Ecrire les relations qui existent entre les diverses tensions du montage : v_e , u , e_1 , v_{s2} , e_2 et v_{s1} .
En déduire l'expression du gain $A_1 = v_{s1}/v_e$ et l'organiser sous une forme semblable à celle de la question 1 de la 2^o partie.
- 4) On désire que ce montage possède les mêmes propriétés que celui de la figure 2. Ecrire alors en fonction de R_1 , R_2 , g_1 et C_0 , les expressions :
- Des résistances R et R' .
 - De l'inductance L et de la capacité C équivalentes.
 - De la fréquence de résonance f_0 et du coefficient de qualité Q .

Indiquer de quelle manière il est possible d'assurer un réglage électrique de la fréquence de la résonance du filtre. Que pensez-vous de son coefficient de qualité ?

- 5) On donne : $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 1 \text{ nF}$. Aux variations on prendra pour la transconductance du montage : $g_1 = G_1$ de la question 2.2.
Faire les applications numériques de la question 4 et tracer la courbe de réponse en fréquences du module de A_1 en dB.

CORRECTION ²

PARTIE 1 : AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL DE TRANSCONDUCTANCE

1.1)

a) Maille d'entrée : $E = V_{BE1} + RI - V_{BE2} = RI - \Delta V_{BE}$ (1).

b) $I_1 = \frac{I_0}{2} + I$ $I_2 = \frac{I_0}{2} - I$ soit : $I_1 + I_2 = I_0$ (2).

c) Expression de la différence ($I_1 - I_2$) en fonction de I_0 , ΔV_{BE} et U_T .

$$I_1 = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{U_T}\right) \quad I_2 = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{U_T}\right)$$

Soit en faisant le rapport : $\frac{I_1}{I_2} = \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right)$ (3)

L'exploitation des relations (2) et (3) permet d'obtenir les expressions des courants I_1 et I_2 :

$$I_2 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right)} \quad I_1 = \frac{I_0 \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right)}{1 + \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right)}$$

$$I_1 - I_2 = I_0 \frac{\exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right) - 1}{\exp\left(\frac{\Delta V_{BE}}{U_T}\right) + 1} \quad (4)$$

d) Expression de la différence $I_1 - I_2$ en fonction de E , R et ΔV_{BE} .

$I_1 - I_2 = 2I$ soit avec la relation (1) : $I_1 - I_2 = \frac{2}{R}(E - \Delta V_{BE})$ (5)

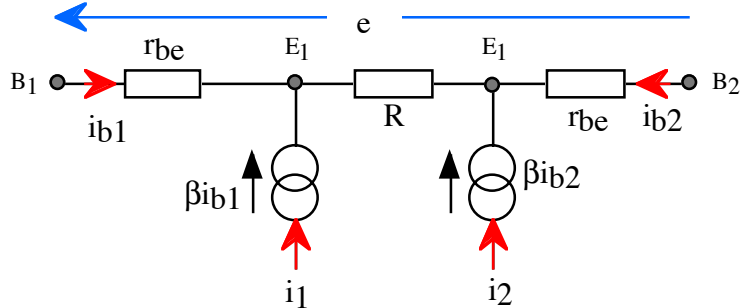
1.2) $E_{\max} = 10 \text{ V}$, $\Delta V_{BE\max} = 0,1 \text{ V}$ et $I_0 / 2 = 500 \mu\text{A}$.

La relation (4) permet de calculer $(I_1 - I_2) = 964 \mu\text{A}$.

La relation (5) donne alors : $R = 20,5 \text{ k}\Omega$.

Avec une erreur relative de 1 %, on obtient : $I_1 - I_2 = \frac{2}{R} E$ (6)

1.3) Schéma équivalent du sous-ensemble (A) aux petites variations et aux fréquences moyennes en utilisant le schéma en « βi_b » avec r_{ce} infinie.



1.4) Transconductance différentielle g_0 de l'étage : $g_0 = \frac{i_1 - i_2}{e}$.

On remarque que le courant qui circule dans R conduit à la relation : $i_{b1} = -i_{b2}$.
La tension e est alors telle que : $e = i_{b1}(r_{be} + R(\beta + 1))$

Avec : $i_1 = \beta i_{b1}$ et $i_2 = \beta i_{b2} = -\beta i_{b1}$, il vient :

$$g_0 = \frac{i_1 - i_2}{e} = 2 \frac{\beta}{r_{be} + R(\beta + 1)} \quad (7)$$

Avec $r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_1} = 12,5 k\Omega \ll \beta R = 5,12 M\Omega$

$$g_0 = \frac{2}{R} = 48,68 \mu S$$

1.5) Expression de la résistance d'entrée différentielle R_e vue par la tension e .

$$e = i_{b1}(r_{be} + R(\beta + 1))$$

$$R_e = \frac{e}{i_{b1}} = r_{be} + R(\beta + 1) \approx R\beta = 5,12 M\Omega$$

2 - ETAGE DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR DE TRANSCONDUCTANCE

2.1) Equation de la maille contenant les quatre V_{BE} des transistors T_3 à T_6 . En déduire la relation simple : $I_3 I_4 = I_5 I_6$.

$$V_{BE3} - V_{BE5} = V_{BE6} - V_{BE4}$$

$$I_3 = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE3}}{U_T}\right) \quad I_5 = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE5}}{U_T}\right) \quad \text{soit : } \frac{I_3}{I_5} = \exp\left(\frac{V_{BE3} - V_{BE5}}{U_T}\right)$$

De même on obtient la relation suivante :
$$\frac{I_6}{I_4} = \exp\left(\frac{V_{BE6} - V_{BE4}}{U_T}\right)$$

Compte tenu de la relation précédente reliant les tensions V_{BE} :
$$\frac{I_5}{I_3} = \frac{I_4}{I_6} \quad (8)$$

Valeur des gains en courant I_5/I_3 et I_4/I_6 en fonction de J_0 et I_0 . La relation (8) conduit à :

$$\frac{I_5}{I_3} = \frac{I_4}{I_6} = \frac{I_5 + I_4}{I_3 + I_6} = \frac{J_0}{I_0} \quad (9)$$

2.2) Expression de la transconductance G_1 de l'ensemble.

$I_S = I_7 - I_4$. Les transistors T_7 et T_8 forment un miroir de courant de telle sorte que : $I_7 = I_8$. Sachant que : $I_8 = I_5$, on en déduit $I_S = I_5 - I_4$.

Utilisons la relation (9) : $I_S = \frac{J_0}{I_0}(I_3 - I_6)$ soit encore : $I_S = \frac{J_0}{I_0}(I_1 - I_2)$

Compte tenu de la relation (6) :

$$G_1 = \frac{2 J_0}{R I_0} = 390 \mu S \quad (10)$$

PARTIE 2 : FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE ELECTRIQUEMENT

1) Expression du gain $A = \frac{v_{s1}}{v_e}$ du montage de la figure 2.

$$A = \frac{v_{s1}}{v_e} = - \frac{R'}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (11)$$

2) Expression de la tension de sortie v_{s1} du montage intégrateur INT1 complet.

$$v_{s1} = - \frac{g_1}{j\omega C_0} e_1 \quad \text{soit : } e_1 = - \frac{j\omega C_0}{g_1} v_{s1} \quad (12)$$

3) Mise en équations du montage.

$$v_{s2} = - \frac{g_1}{j\omega C_0} v_{s1} \quad (13)$$

$$u = e_1 + v_{s2} \quad (14)$$

$$\frac{v_e - u}{R_1} + \frac{v_{s1} - u}{R_2} = 0 \quad \text{soit : } R_2(v_e - u) + R_1(v_{s1} - u) = 0 \quad (15)$$

Les équations précédentes conduisent à :

$$A_1 = \frac{v_{s1}}{v_e} = - \frac{R_2}{R_1 + (R_1 + R_2) \left(j\omega \frac{C_0}{g_1} + \frac{1}{j\omega C_0} \right)} \quad (16)$$

4) La comparaison entre les équations (11) et (16) accèdent aux relations :

$$R = R_1 \quad R' = R_2$$

$$\text{Self inductance : } L = \frac{(R_1 + R_2)}{g_1} C_0 \quad \text{Condensateur : } C = \frac{C_0}{(R_1 + R_2)g_1}$$

$$\text{Fréquence de résonance : } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{g_1}{2\pi C_0}$$

$$\text{Coefficient de qualité : } Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$$

La fréquence de la résonance du filtre est ajustable par l'intermédiaire du courant continu J_0 . Le coefficient de qualité Q est par contre fixe.

5) Applications numériques :

g_1	C	L	f_0	Q
390 μ S	233 pF	28.2 μ H	62 kHz	11

