BTS Electronique : 1983	Sujet	Amplificateur de transconductance	pages 1 et 2

Durée : 4 h

1 - PRINCIPE D'UN AMPLIFICATEUR DE TRANSDUCTANCE COMMANDEE PAR COURANT

Dans le schéma de la figure 1, le courant collecteur de chaque transistor est donné par la relation :

$i = I_S \exp \lambda u$ (voir conventions sur la figure 2)

dans laquelle I_S est le courant de saturation de la jonction émetteur-base et $\lambda = \dfrac{e}{kT}$ avec

$e = 1{,}6.10^{-19}$ C, $k = 1{,}38.10^{-23}$ J/K (constante de Boltzmann) et T température absolue.

On considère comme <u>négligeable le courant de base de chaque transistor.</u>

1.1 - Exprimer i_1 et i_2 en fonction de $v = v_1 - v_2$ et i_4.

1.2 - En déduire que $i_1 - i_2 = i_4 \operatorname{th} \dfrac{\lambda v}{2}$ (on rappelle que $\operatorname{th} x = \dfrac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$)

1.3 - Soit i_c l'intensité du courant de commande de l'amplificateur (voir figure 1).

Montrer que $i_4 = i_c$, $i_{10} = i_1$ et $i_{13} = i_2$.

1.4 - Déduire de ce qui précède l'expression de i_s en fonction de i_c et v.

1.5 - On rappelle le développement limité : $\operatorname{th} x = x - \dfrac{x^3}{3} + \dots$

Pour les petites valeurs de v on admet que $i_s = gv$.

Calculer g à 20°C pour $i_c = 1$ mA.

Déterminer le coefficient de température de la transconductance g à 20°C (quotient d'une petite variation dg de g sur la petite variation dT de T qui lui a donné naissance).

1.6 - Si l'on ne dépasse pas $|v| = 10$ mV, quelle erreur relative maximale commet-on en assimilant i_s à $\dfrac{\lambda}{2} i_c v$?

2 - APPLICATIONS DE L'AMPLIFICATEUR DE TRANSCONDUCTANCE COMMANDEE PAR COURANT

On donne figure 3 la représentation symbolique d'un amplificateur de transconductance commandée par le courant i_c, qui délivre $i_s = g(v_1 - v_2) = gv$ avec $g = \dfrac{\lambda}{2} i_c$. Pour les applications numériques, on prendra $\lambda = 40$ V^{-1}.

Les courants d'entrée par les bornes + et − sont négligeables.

Les amplificateurs opérationnels rencontrés dans les schémas qui suivent sont parfaits. Sauf indication contraire, ils fonctionnent dans leur domaine de linéarité.

2.1 - On considère le montage de la figure 4.

2.1.1 - Montrer que la transmittance complexe $\underline{T} = \dfrac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}}$ peut se mettre sous la forme :

$$\underline{T} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_c}} \qquad \text{avec } \omega_c = \frac{R_2 g}{(R_1 + R_2)C}$$

Quel est le rôle de l'étage à amplificateur opérationnel ?

2.1.2 - On donne $R_1 = 200$ kΩ, $R_2 = 1$ kΩ. Calculer la valeur à donner à C pour obtenir $f_c = \dfrac{\omega_c}{2\pi} = 16$ kHz lorsque $i_c = 1$ mA. (C conserve cette valeur pour la question 2.1.4).

2.1.3 - Donner la représentation de Bode de $\underline{T}$ (gain et argument).

2.1.4 - La différence de potentiel v_e est de la forme :

$$v_e(t) = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + V_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3)$$

avec $f_1 = \dfrac{\omega_1}{2\pi} = 160$ Hz, $f_2 = \dfrac{\omega_2}{2\pi} = 1{,}6$ kHz, $f_3 = \dfrac{\omega_3}{2\pi} = 16$ kHz.

Déterminer le régime permanent $v_s(t)$ pour $i_c = 1$ mA puis pour $i_c = 0{,}1$ mA.

2.2 - Dans le montage de la figure 5, $R_1 > R_2$.

2.2.1 - Montrer que les transmittances $\underline{T_1} = \dfrac{\underline{V_{s_1}}}{\underline{V_e}}$ et $\underline{T_2} = \dfrac{\underline{V_{s_2}}}{\underline{V_e}}$ peuvent se mettre sous les formes respectives :

$$\underline{T_1} = \frac{2\,jm\,\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2\,jm\,\dfrac{\omega}{\omega_0} + \left(j\,\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

et

$$\underline{T_2} = \frac{1}{1 + 2\,jm\,\dfrac{\omega}{\omega_0} + \left(j\,\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Expliciter ω_0 et m.

2.2.2 - Donner la représentation de Bode de $\underline{T_1}$ et $\underline{T_2}$ (gain ~~et argument~~).
(On s'attachera à définir les asymptotes et l'on ébauchera les courbes réelles en précisant les maxima éventuels des diagrammes de gain).

2.2.3 Sachant que $f_0 = 16$ kHz pour $i_c = 1$ mA et

$v_e(t) = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + V_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3)$ avec

$f_1 = 160$ Hz, $f_2 = 1{,}6$ kHz, $f_3 = 16$ kHz, déterminer les régimes permanents $v_{s_1}(t)$ et $v_{s_2}(t)$ pour $i_c = 1$ mA puis pour $i_c = 0{,}1$ mA.

(On considèrera que pour des fréquences distantes de f_0 d'une décade les diagrammes réels de Bode sont pratiquement confondus avec leurs asymptotes).

2.3 - On examine maintenant le montage de la figure 6.

Montrer qu'il se comporte, vu des points A et B, comme une résistance R commandée par le courant i_c.

Dans le cas où $R_1 = 200$ kΩ et $R_2 = 1$ kΩ, calculer R pour $i_c = 1$ mA puis pour $i_c = 0{,}1$ mA.

2.4 - Dans le schéma de la figure 7, l'amplificateur opérationnel fonctionne en commutation :

$v_{s_2} = +V_0$ si $e_d > 0$ et $v_{s_2} = -V_0$ si $e_d < 0$.

La tension v appliquée à l'amplificateur de transconductance est suffisamment grande pour le saturer : $i_s = +i_c$ si $v_{s_2} = +V_0$ et $i_s = -i_c$ si $v_{s_2} = -V_0$.

Analyser le fonctionnement du système.

Tracer les courbes représentatives de $v_{s_1}(t)$ et $v_{s_2}(t)$ en donnant toutes les précisions utiles.

Montrer que le système constitue une bascule astable dont la fréquence f, que l'on précisera, est commandée par le courant i_c.

Application numérique : sachant que $R_2 = 100$ kΩ et $R_1 = 200$ kΩ, $V_0 = 12$ V, C = 10 nF, calculer f pour $i_c = 1$ mA puis pour $i_c = 0{,}1$ mA.

BTS Electronique : 1983	Corrigé	Amplificateur de transconductance	pages 5 et 6

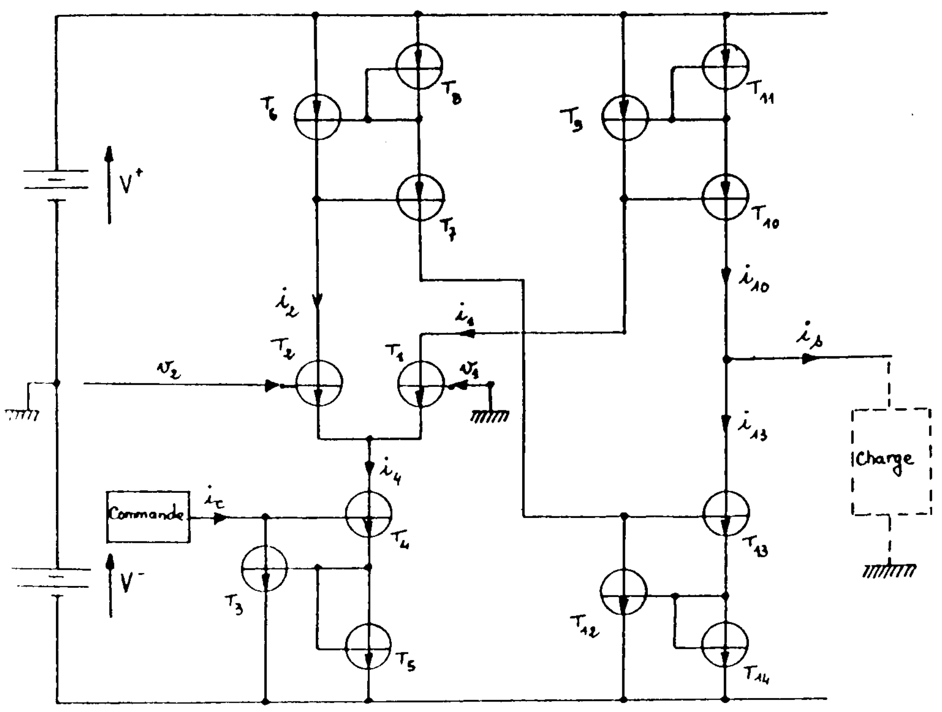


Figure 1

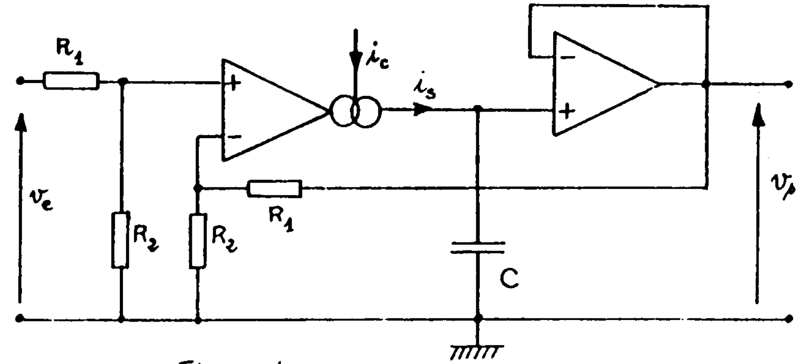


Figure 4

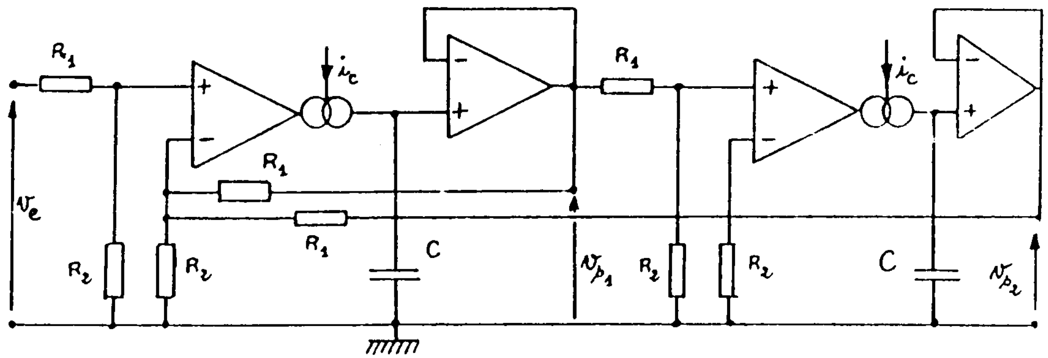


Figure 5

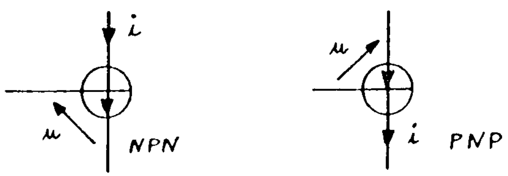


Figure 2

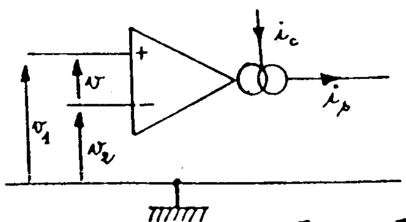


Figure 3

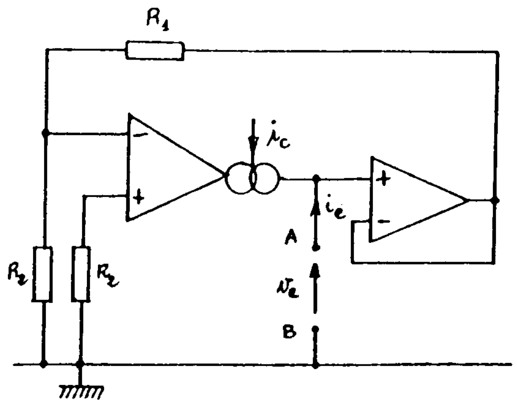


Figure 6

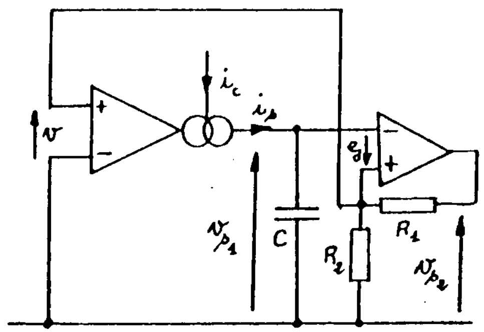


Figure 7

BTS Electronique : 1983	Corrigé	Amplificateur de transconductance	pages 1 et 2

1) Principe de l'amplificateur de transconductance :

1.1 Soient u_1 la tension base-émetteur de T_1 et u_2 celle de T_2. On peut écrire

$i_1 = I_0 e^{\alpha u_1}$ et $i_2 = I_0 e^{\alpha u_2}$ d'où $\frac{i_1}{i_2} = e^{\alpha(u_1 - u_2)}$

Puisque les émetteurs de T_1 et T_2 sont au même potentiel, on a : $u_1 - u_2 = v_1 - v_2$

d'où : $\frac{i_1}{i_2} = e^{\alpha(v_1 - v_2)}$

D'autre part : $i_1 + i_2 = i_4$ d'où ; puisque $i_1 = i_2 e^{\alpha(v_1 - v_2)} = i_2 e^{\alpha v}$

$i_2 (e^{\alpha v} + 1) = i_4 \Rightarrow \boxed{i_2 = \frac{i_4}{1 + e^{\alpha v}}}$

et enfin. $i_1 = i_2 e^{\alpha v} = \boxed{i_4 \frac{e^{\alpha v}}{1 + e^{\alpha v}}}$

1.2. $i_1 - i_2 = i_4 \left(\frac{e^{\alpha v}}{1 + e^{\alpha v}} - \frac{1}{1 + e^{\alpha v}} \right) = i_4 \frac{e^{\alpha v} - 1}{e^{\alpha v} + 1} = \boxed{i_4 \operatorname{th} \frac{\alpha v}{2}}$

1.3. On néglige, comme l'énoncé le suggère, tous les courants base et on appelle u_i la tension B-E du transistor T_i. On a alors :

$u_3 = u_5 \Rightarrow i_3 = i_5$

d'autre part : $i_4 = i_5$ nous en déduisons $\boxed{i_c = i_4}$

Le montage est un miroir de courant. (idem pour les 2 autres circuits)

1.4. On a :

$i_s = i_{10} - i_{13}$
$= i_1 - i_2$
$= i_4 \operatorname{th} \frac{\alpha v}{2}$ or $i_4 = i_c \Rightarrow \boxed{i_s = i_c \operatorname{th} \frac{\alpha v}{2}}$

1.5. Si on limite le développement de $\operatorname{th} \frac{\alpha v}{2}$ au 1er terme (valable si $\frac{\alpha v}{2} \ll 1$) alors :

$i_s \simeq i_c \frac{\alpha v}{2} = g v$ avec $g = \frac{\alpha i_c}{2}$ AN : $g = \boxed{20\ 10^{-3}\ A/V}$

Le coef. de température est donné par la dérivée de g / T :

$\frac{dg}{dT} = \frac{-i_c e}{2 k T^2} = -\frac{g}{T} = \boxed{6{,}8\ 10^{-5}\ A/VK}$

1.6. L'erreur est pratiquement due au 1er terme négligé du développement de $\operatorname{th} \frac{\alpha v}{2}$:

$\Delta i_s = i_c \frac{\left(\frac{\alpha v}{2}\right)^3}{3} \Rightarrow \frac{\Delta i_s}{i_s} = \frac{i_c \left(\frac{\alpha v}{2}\right)^3}{3\, i_c \frac{\alpha v}{2}} = \frac{\alpha^2 v^2}{12} = \boxed{1{,}3\%}$

2.1.1 : $\underline{u_c} = \frac{\underline{I_s}}{jC\omega} = \underline{V_s}$ $\qquad \underline{I_s} = g(\underline{V_1} - \underline{V_2})$ $\qquad \underline{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \underline{V_e}$

$\underline{V_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \underline{V_s}$ de ces 4 équations, on déduit que :

$\underline{V_s} \left(jC\omega + \frac{g R_2}{R_1 + R_2} \right) = g \underline{V_e} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \frac{1}{1 + j \frac{(R_1 + R_2)}{g R_2} C\omega}$

c'est un passe-bas de coupure $\omega_c = \frac{g R_2}{(R_1 + R_2) C}$ commandée par le courant i_c.

l'A.op est monté en suiveur et évite de perturber la charge de C

2.1.2 . $R_1 = 200\,k\Omega$, $R_2 = 1\,k\Omega$, $f_c = 16\,kHz$ $\Rightarrow C \simeq \boxed{1\,nF}$

2.1.3. voir cours

2.1.4 . $i_c = 1\,mA \Rightarrow f_c = 16\,kHz \Rightarrow v_0 = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \sin(\omega_1 t + \varphi_2) + \frac{V_3}{\sqrt{2}} \sin(\omega_3 t + \varphi_3 + \frac{\pi}{4})$

$i_c = 0{,}1\,mA \Rightarrow f_c = 1{,}6\,kHz \Rightarrow v_0 = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{V_2}{\sqrt{2}} \sin(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{4}) + \frac{V_3}{10} \sin(\omega_3 t + \varphi_3 + \frac{\pi}{2})$

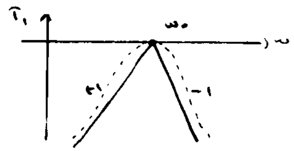
2.2.1 . On a : $\underline{I_s} = g(\underline{V_1} - \underline{V_2}) = \underline{V_{s1}}\, jC\omega$ $\qquad \underline{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \underline{V_e} \simeq \frac{R_2}{R_1} \underline{V_e}$

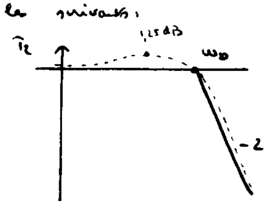
$\underline{V_2} = \frac{R_2}{R_1} \underline{V_{s1}} + \frac{R_2}{R_1} \underline{V_{s2}}$ $\qquad \underline{V_{s2}} \cdot jC\omega = g(\underline{V_1'} - \underline{V_2'}) = g \cdot \frac{R_2}{R_1} \underline{V_{s1}}$

On en déduit. $\underline{T_1} = \frac{\underline{V_{s1}}}{\underline{V_e}} = \frac{j \frac{R_1 C\omega}{g R_2}}{1 + j \frac{R_1 C\omega}{g R_2} + \left(j \frac{R_1 C\omega}{g R_2} \right)^2}$ d'où $\begin{cases} m = 0{,}5 \\ \omega_0 = \frac{g R_2}{C R_1} \end{cases}$

et $\underline{T_2} = \frac{\underline{V_{s2}}}{\underline{V_e}} = \underline{T_1} \cdot \frac{g R_2}{j R_1 C\omega} = \frac{1}{1 + j \frac{R_1 C\omega}{g R_2} + \left(j \frac{R_1 C\omega}{g R_2} \right)^2}$

2.2.2. Les diagrammes de Bode sont les suivants.





2.2.3 $\boxed{i_c = 1\,mA}$ $\quad f_0 = 16\,kHz$

$$\begin{cases} v_{s1} = \dfrac{V_1}{100}\sin(\omega_1 t + \varphi_1') + \dfrac{V_2}{10}\sin(\omega_2 t + \varphi_2') + V_3\sin(\omega_3 t + \varphi_3) \\ v_{s2} = V_1\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2\sin(\omega_2 t + \varphi_2) + V_3\sin(\omega_3 t + \varphi_3') \end{cases}$$

$\boxed{i_c = 0{,}1\,mA}$ $\quad f_0 = 1{,}6\,kHz$

$$\begin{cases} v_{s1} = \dfrac{V_1}{10}\sin(\omega_1 t + \varphi_1') + V_2\sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \dfrac{V_3}{10}\sin(\omega_3 t + \varphi_3') \\ v_{s2} = V_1\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2\sin(\omega_2 t + \varphi_2') + \dfrac{V_3}{100}\sin(\omega_3 t + \varphi_3') \end{cases}$$