

Examen partiel

Département de génie électrique et de génie informatique

GEL-3000 – Électronique des composants intégrés

Le 13 mars 2018

Documentation permise : 1 feuille de notes recto-verso et 1 calculatrice.

Durée de l'examen : 1 heure 50 (10h30 – 12h20).

1. (30 points) *Questions à courts développements*

- Soit le circuit montré à la Figure 1, donnez sa fréquence de coupure due aux imperfections petit signal de l'ampli-op, si $R_2=50R_1$. **Note : l'ampli-op possède un produit gain-bande passante de $2\pi \cdot 15$ Mrad/s.**
- Soit le circuit montré à la Figure 2, donnez v_o en fonction de v_1 et v_2 .
- Soit le circuit montré à la Figure 3, expliquez son rôle et son fonctionnement, et donnez la valeur de V_{reg} .
- Expliquez le rôle du circuit à impédance négative (NIC) vue en classe et illustrez votre explication à l'aide d'un schéma.
- Soit le circuit montré à la Figure 4, avec $R_2=2R_1$ et $v_1 = v_s \cos(\omega t)$. Tracez v_1 et v_o en fonction du temps sur le même graphique.

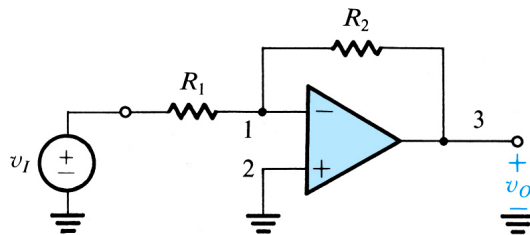


Figure 1.

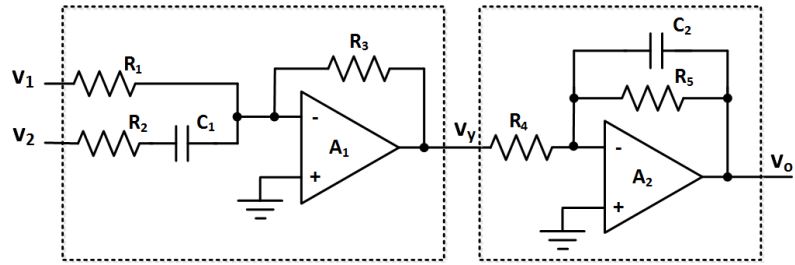


Figure 2.

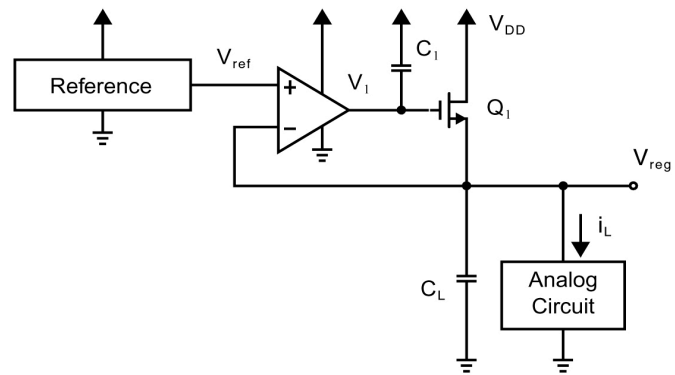


Figure 3.

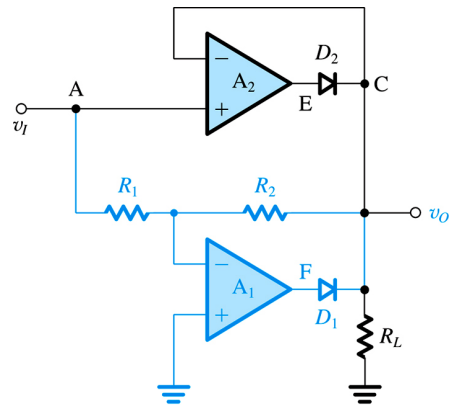


Figure 4.

2. (30 points) *Analyse de circuits*

Soit le circuit montré à la Figure 5, avec $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=10\text{ k}\Omega$, et $R_3=R_4=1\text{ k}\Omega$.

- Donnez l'impédance d'entrée Z_{in} et le gain en mode commun A_{cm} du premier étage (v_{o1}/v_{Icm} ou v_{o2}/v_{Icm}).
- Si $v_{Id}=0.1\cos(2\pi f_1t)$, $v_{Icm}=1.5\cos(2\pi f_2t)$ et que le TRMC de l'amplificateur différentiel est de 80 dB, calculez les tensions aux points v_1 , v_2 , v_{o1} , v_{o2} et v_o .
- En tenant compte du TRMC de l'amplificateur différentiel mentionné en (b), calculez le TRMC de l'amplificateur d'instrumentation au complet?
- Modélisez les imperfections DC du circuit de l'amplificateur différentiel uniquement (tension de décalage V_{OS} et courants de polarisation I_{B1} et I_{B2}) et calculez leur effet sur la tension de sortie V_{out} .
- On remplace la résistance R_1 par un condensateur C_1 et les résistances R_4 par des condensateurs C_4 . Calculez la nouvelle fonction de transfert v_o/v_{Id} dans le domaine de Laplace de ce nouveau circuit.

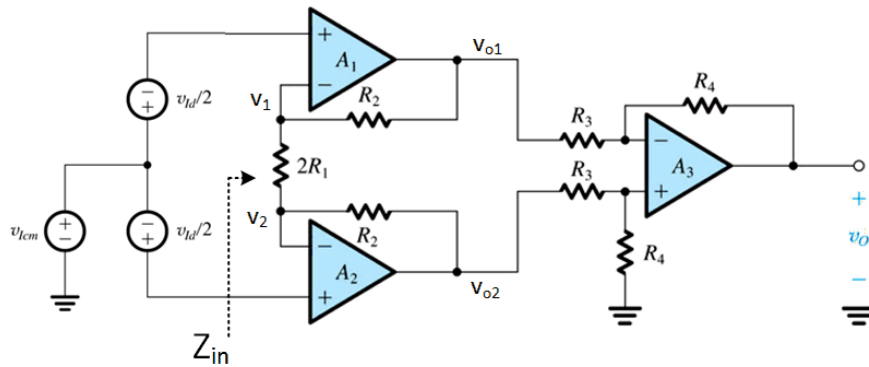


Figure 5.

3. (40 points) *Conception d'un filtre passe-bande*

Concevez un filtre passe-bande d'ordre 2 constitué de sections Sallen-Key cascadées. Le filtre doit respecter les spécifications suivantes :

- Une fréquence de coupure passe haut f_1 de 100 Hz.
 - Une fréquence de coupure passe bas f_2 de 10000 Hz.
 - Utilisez des sections Sallen-Key pour lesquelles $R_1 = R_2 = R_A = R$.
 - La section passe-haut et la section passe-bas possèdent toutes deux des réponses Butterworth.
 - Les deux réponses possèdent des $A_{\max} = 3\text{dB}$ (voir la Figure A1).
 - **Note 1 : Référez-vous à la Figure A1 et utilisez la Table A1 pour déterminer le polynôme Butterworth à utiliser.**
 - **Note 2 : n'utilisez que des condos de 10 nF.**
- a) Donnez le polynôme Butterworth normalisé, le facteur de qualité Q et la fréquence de dénormalisation de la section passe-bas.
 - b) Donnez la fonction de transfert dénormalisée de la section passe-bas et calculez les valeurs de tous les éléments passifs ainsi que le gain de cette section.
 - c) Donnez le polynôme Butterworth normalisé, le facteur de qualité Q et la fréquence de dénormalisation de la section passe-haut.
 - d) Donnez la fonction de transfert dénormalisée de la section passe-haut et calculez les valeurs de tous les éléments passifs ainsi que le gain de cette section.
 - e) Donnez la fonction de transfert dénormalisée complète du filtre et dessinez son schéma complet.

Bonne chance!

Benoit Gosselin

Aide mémoire

Full power bandwidth :

$$f_M \leq \frac{SR}{2\pi V_{o\max}}$$

Réponse en fréquence de l'ampli inverseur/non-inverseur:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} \cong \frac{1 + R_2/R_1}{1 + (s/\omega_t) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Pour un ampli-op en boucle ouverte : $\omega_t = A_o \omega_b$ où ω_b est la fréquence de coupure.

Pour un ampli-op en boucle fermée : $\omega_{-3dB} = \beta \omega_t$ où ω_{-3dB} est la fréquence de coupure.

Approximations de filtres

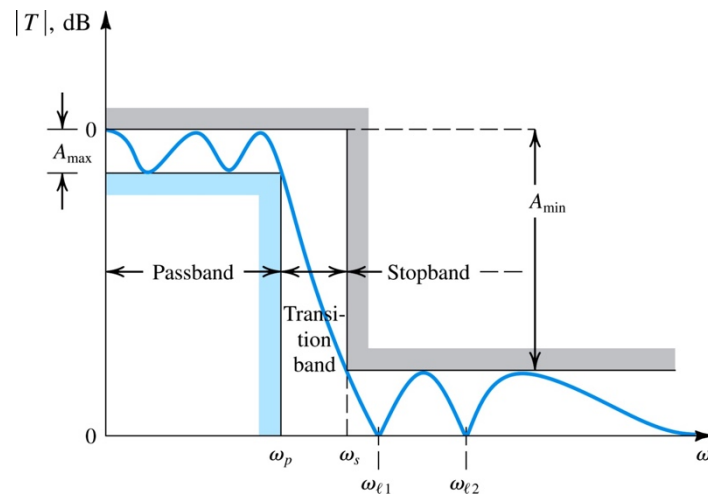


Figure A1.

Réponse Butterworth :

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}$$

Réponse Chebyshev :

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cos^2 [N \cos^{-1}(\omega / \omega_p)]}}, \quad \omega \leq \omega_p$$

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cosh^2 [N \cosh^{-1}(\omega / \omega_p)]}}, \quad \omega \geq \omega_p$$

Atténuation maximum d'un filtre dans la bande passante :

$$A_{\max} = 20 \log \sqrt{1 + \varepsilon^2}$$

Dénormalisation:

$$\omega_0 = \omega_p (1 / \varepsilon)^{1/N}$$

L'atténuation ($|T(j\omega)|^{-1}$) d'un filtre à $\omega = \omega_s$:

$$\begin{aligned} A(j\omega_s) &= -20 \log \left[1 / \sqrt{1 + \varepsilon^2 (\omega_s / \omega_p)^{2N}} \right] \\ &= 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 (\omega_s / \omega_p)^{2N} \right] \end{aligned}$$

Table A1. Réponse Butterworth: polynôme normalisé

n	Polynôme normalisé
1	(1+s)
2	(1+1.414s+s ²)
3	(1+s)(1+s+s ²)
4	(1+0.765s+s ²)(1+1.848s+s ²)
5	(1+s)(1+0.618s+s ²)(1+1.618s+s ²)
6	(1+0.518s+s ²)(1+1.414s+s ²)(1+1.932s+s ²)
7	(1+s)(1+0.445s+s ²)(1+1.247s+s ²)(1+1.802s+s ²)
8	(1+0.390s+s ²)(1+1.111s+s ²)(1+1.663s+s ²)(1+1.962s+s ²)
9	(1+s)(1+0.347s+s ²)(1+s+s ²)(1+1.532s+s ²)(1+1.879s+s ²)
10	(1+0.313s+s ²)(1+0.908s+s ²)(1+1.414s+s ²)(1+1.782s+s ²)(1+1.975s+s ²)

Conception de filtres

Filtre passe-bas à base d'inductance simulée:

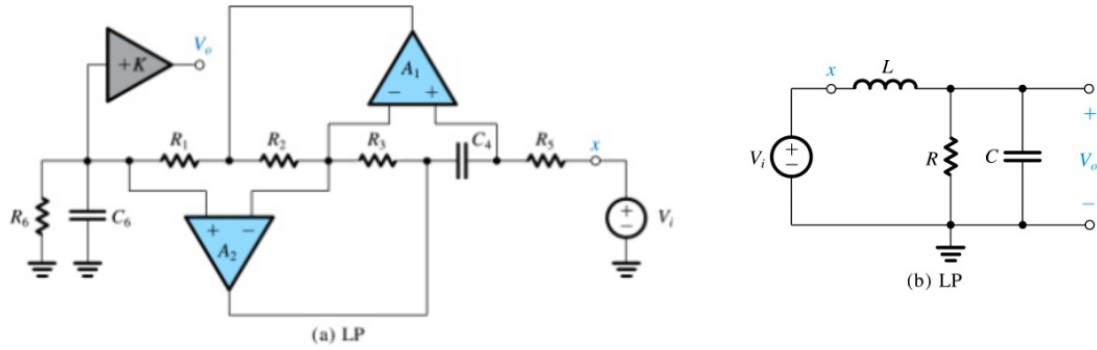


Figure A2.

$$T(s) = \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + (1/LC)} = \frac{KR_2 / C_4 C_6 R_1 R_3 R_5}{s^2 + s(1/R_6 C_6) + (R_2 / C_4 C_6 R_1 R_3 R_5)}$$

où $R = R_6$, $C = C_6$ et $L = C_4 R_5 R_3 R_1 / R_2$.

Filtre passe-bande à base d'inductance simulée:

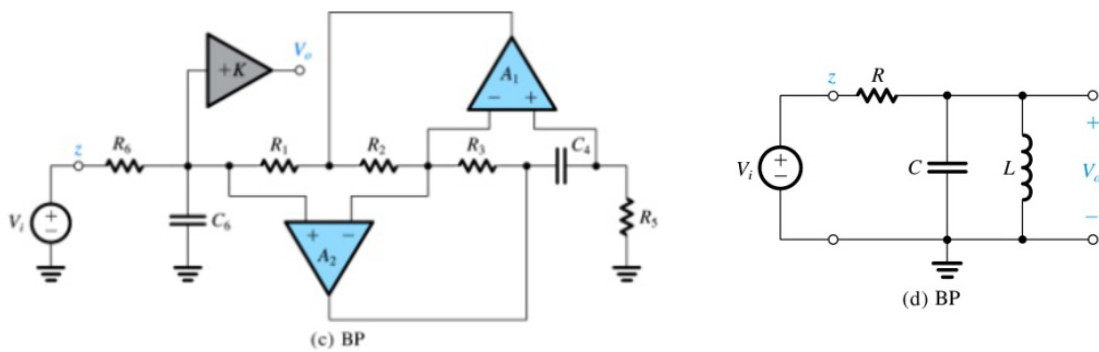


Figure A3.

$$T(s) = \frac{s / CR}{s^2 + s(1/RC) + (1/LC)} = \frac{Ks / C_6 R_6}{s^2 + s(1/R_6 C_6) + (R_2 / C_4 C_6 R_3 R_1 R_5)}$$

où $R = R_6$, $C = C_6$ et $L = C_4 R_5 R_3 R_1 / R_2$.

Filtre Sallen-Key passe-bas :

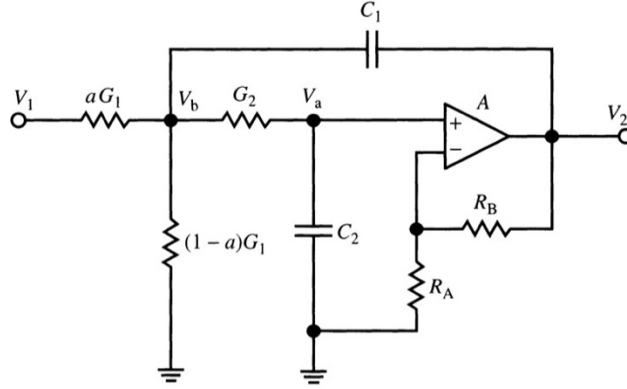


Figure A4.

$$T(s) = \frac{aKG_1G_2 / C^2}{s^2 + s[G_1 + G_2(2-K)] / C + G_1G_2 / C^2} \equiv \frac{a_0}{s^2 + s(\omega_0 / Q) + \omega_0^2}$$

$$\text{où } Q = \sqrt{G_1G_2} / [G_1 + G_2(2-K)]$$

Par ailleurs, si $R_1 = R_2 = R$, on obtient $K = 3 - 1/Q$.

Or, $K = 1 + R_B/R_A$, soit $R_B = (2 - 1/Q)R_A$.

Fonctions d'ordre 1 :

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $ T $	Passive Realization	Op Amp-RC Realization
(a) Low pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$				
(b) High pass (HP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$				
(c) General $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$				

Fonctions d'ordre 2 :

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	$ T $
<p>(a) Low pass (LP)</p> $T(s) = \frac{a_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>DC gain = $\frac{a_0}{\omega_0^2}$</p>		
<p>(b) High pass (HP)</p> $T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>High-frequency gain = a_2</p>		
<p>(c) Bandpass (BP)</p> $T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>Center-frequency gain = $\frac{a_1 Q}{\omega_0}$</p>		