

## Examen partiel

Département de génie électrique et de génie informatique  
GEL-3000 – Électronique des composants intégrés

Le 10 mars 2015

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

Répondez aux questions suivantes :

- (a) Utilisez deux ampli-op et quelques résistances pour réaliser cette fonction :  $v_o = 2v_1 + v_2 - 4v_3 - 2v_4$ . **Indice : utilisez un ampli additionneur.**

- (b) Le gain de boucle d'un oscillateur à déphasage est tel que

$$L(j\omega) = \frac{R_f/R}{(3 - 4\omega^2 C^2 R^2) + j(5\omega CR - \omega^3 C^3 R^3)}$$

Donnez l'expression de  $\omega_0$  en fonction de  $R$  et  $C$ , et celle de  $R_f$  en fonction de  $R$  qui garantiront des oscillations pour ce circuit.

- (c) Expliquez brièvement le fonctionnement du circuit montré à la Fig. 1 et dessinez sa tension de sortie  $v_o$  pour une tension d'entrée  $v_i$  sinusoïdale, **si  $R_2 = 2R_1$** .

- (d) Soit le circuit montré à la Fig. 2. Donnez la tension aux bornes de  $Z_5$ .

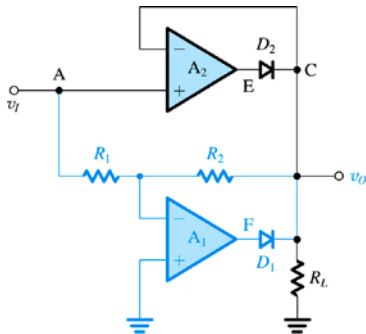


Figure 1.

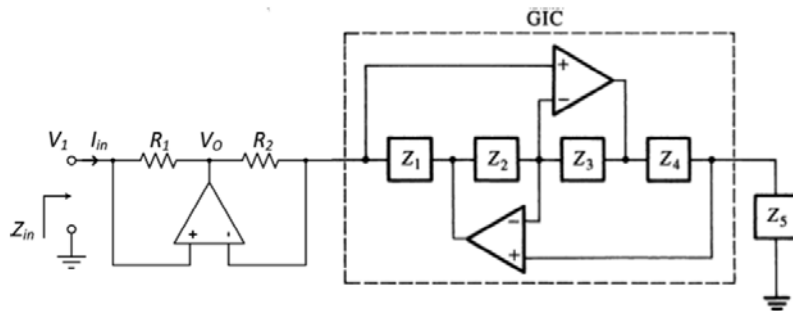


Figure 2.

2. (30 points) *Analyse de circuits*

Le circuit suivant est utilisé pour amplifier un faible signal différentiel  $v_{id} = v_{I2} - v_{I1}$ .

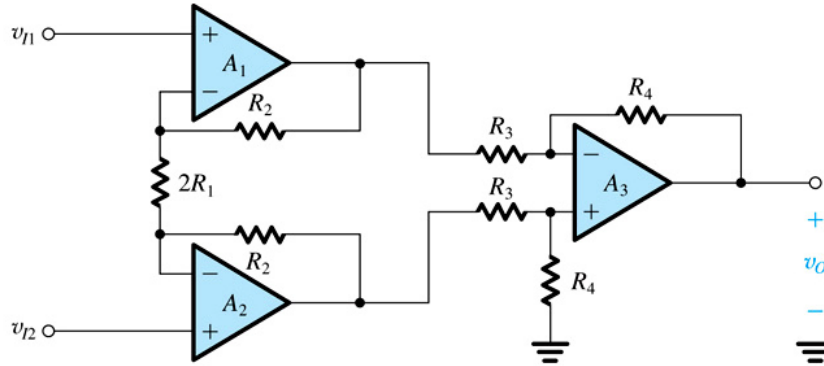


Figure 4.

- **Note :** 1) Les ampli-op  $A_1$ ,  $A_2$  et  $A_3$  sont identiques; 2)  $L_+ = 0.5V$ ,  $L_- = -0.5V$ ;  
3) l'amplificateur possède un TRMC de 100 dB;

Répondez aux questions suivantes en laissant toutes les traces de votre démarche :

- (a) Pour un signal différentiel de sortie maximum, déterminez le rapport signal à bruit d'entrée ( $SNR_i$ ) si la tension de sortie en mode commun ( $V_{ocm}$ ) est de  $0.005 V_{pp}$ .
- (b) Déterminez la tension d'entrée maximum ( $V_{idmax}$ ) si le gain en mode commun ( $A_{cm}$ ) est de  $0.01 V/V$ .
- (c) Supposez que le 1<sup>er</sup> étage possède un gain de  $10 V/V$  et que le 2<sup>ème</sup> étage possède un gain unitaire. Calculez les valeurs de  $R_1$  et  $R_3$  si  $R_2 = R_4 = 100 k\Omega$ .
- (d) Modélisez la tension de décalage  $V_{os}$  et les courants de polarisations  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  du premier étage (pour  $A_1$  et  $A_2$  uniquement) du circuit de la Figure 4 et donner l'expression de la tension de décalage à la sortie ( $v_o$ ) du circuit. **Considérez le pire cas.**
- (e) Proposez une façon de diminuer l'impact des imperfections DC pour ce circuit.

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

Concevez un filtre passe-bande constitué de sections cascadiées respectant les spécifications suivantes :

- Une section passe-bande d'ordre 2: Cette section possède une fréquence centrale de 15 kHz et une bande passante de 10 kHz. On la réalise à l'aide d'un filtre actif passe-bande d'ordre 2 de type circuit résonant avec inductance simulée de gain unitaire.
  - Une section passe-haut d'ordre 4: Cette section est constituée de deux sections d'ordres 2, dont l'une est réalisée par le filtre passe bande décrit ci dessus. La deuxième section utilise un filtre actif passe-haut d'ordre 2 de type Sallen-Key de fréquence de coupure de  $2\pi \times 10$  kHz et de gain unitaire. Le facteur de qualité  $Q$  est choisi de telle sorte que la réponse du filtre ne présente pas de dépassement.
  - **Note : utilisez uniquement des condos de 10 nF.**
- a) Dessinez le schéma complet du filtre passe-bande par inductance simulée, calculez les valeurs de tous ses éléments passifs et donnez sa fonction de transfert.
- b) Dessinez le schéma complet du filtre passe-haut Sallen-Key, calculez les valeurs de tous ses éléments passifs et donnez sa fonction de transfert.
- c) On désire augmenter l'atténuation du filtre décrit ci dessus par au moins 15 dB dans la bande d'arrêt. Pour ce faire, on utilise un filtre Butterworth possédant les caractéristiques suivantes :  $A_{\max} = 0.1$  dB et  $\omega_s = 2\pi \cdot 42$  kHz.
- i. Déterminez l'ordre du filtre à concevoir.
  - ii. Donnez le polynôme à réaliser. **Note : utilisez la Table A1.**
  - iii. Suggérez une réalisation en cascade de ce filtre actif : dessinez le schéma complet du circuit sans assigner les valeurs des composants passifs.

---

*Bonne chance!*

Benoît Gosselin

## Aide mémoire

Full power bandwidth :

$$f_M \leq \frac{SR}{2\pi V_{\text{omax}}}$$

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

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

On note que  $\omega_t = A_o \omega_b$  où  $\omega_b$  est la fréquence de coupure de l'ampli-op en boucle ouverte.

## Approximations de filtres

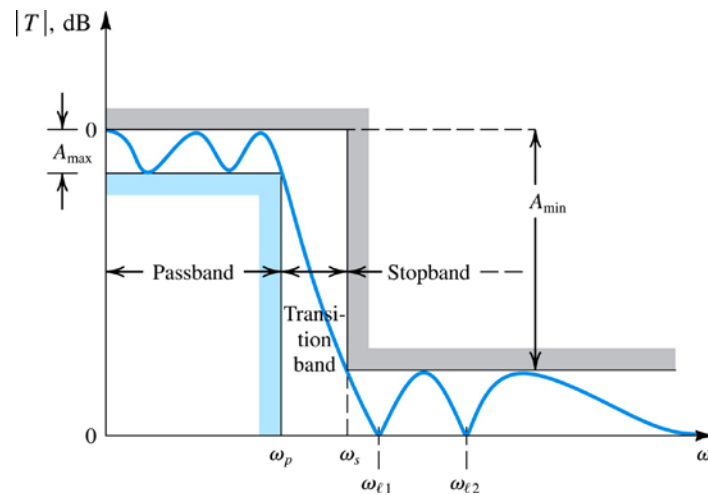


Figure A1.

Réponse Butterworth :

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

Réponse Chebyshev :

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

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

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

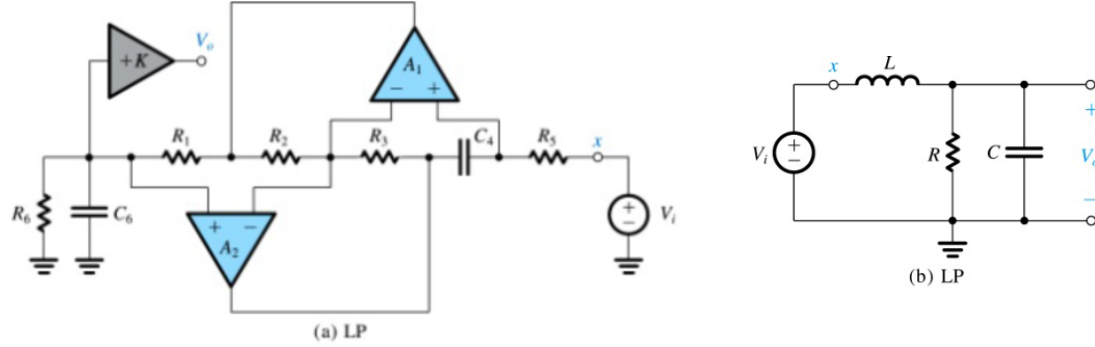
$$\begin{aligned} A(j\omega_s) &= -20 \log \left[ 1 / \sqrt{1 + \varepsilon^2 (\omega_s / \omega_p)^{2N}} \right] \\ &= 10 \log \left[ 1 + \varepsilon^2 (\omega_s / \omega_p)^{2N} \right] \end{aligned}$$

**Table A1. Réponse Butterworth: polynôme du dénominateur dénormalisé**

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

## Conception de filtres

Filtre passe-bas à base d'inductance simulée:

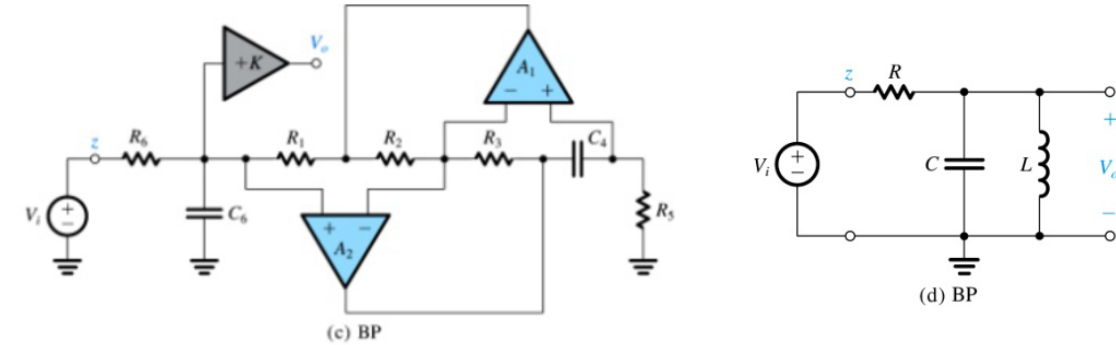


**Figure A2.**

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

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:

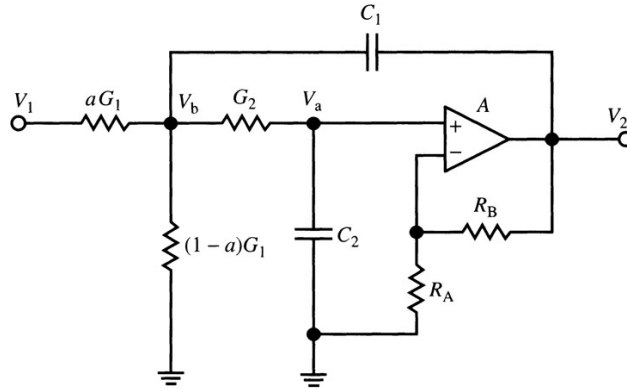


**Figure A3.**

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

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

Filtre 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)  $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$			$CR = \frac{1}{\omega_0}$ $\text{DC gain} = 1$	$CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $\text{DC gain} = -\frac{R_2}{R_1}$
(b) High pass (HP)  $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$			$CR = \frac{1}{\omega_0}$ $\text{High-frequency gain} = 1$	$CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$ $\text{High-frequency gain} = -\frac{R_2}{R_1}$
(c) General  $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$			$(C_1 + C_2)(R_1 \parallel R_2) = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ $\text{DC gain} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $\text{HF gain} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$C_2 R_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ $\text{DC gain} = -\frac{R_2}{R_1}$ $\text{HF gain} = -\frac{C_1}{C_2}$



## 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 = <math>\frac{a_0}{\omega_0^2}</math></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 = <math>a_2</math></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 = <math>\frac{a_1 Q}{\omega_0}</math></p>		