Examen partiel

Département de génie électrique et de génie informatique

GEL-3000 – Électronique des composants intégrés

Le 28 février 2016

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

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

---

1. (30 points) *Fonction de transfert et imperfections des amplis-op*

Soit le circuit montré à la Figure 1, répondez aux questions suivantes :

a) Dérivez sa réponse v_o dans le domaine de Laplace, en fonction de v_1, v_2 et des composants passifs inclues dans ce circuit.

b) À partir de v_o trouvé en (a), identifiez les fréquences de coupure et dites si elle sont passe-haut ou passe-bas. Ensuite, donnez v_o pour $\omega \to 0$ et pour $\omega \to \infty$.

c) Donnez la fréquence de coupure intrinsèque (due aux imperfections petit signal) de l'amplificateur en boucle fermée *Ampli B.O. #2*, formé de A_2, C_2=1 nF, R_4=1 kΩ et R_5=100 kΩ. **Note : l'ampli-op A_2 possède la réponse en boucle ouverte montrée à la Figure 2**.

d) Soit un signal $v_1 = v_i\cos(2\pi ft)$, où v_i = 0.5V. Déterminez la fréquence maximum de ce signal avant que l'amplificateur *Ampli B.O. #1* n'entre en slew-rate. Notez que 1) le slew-rate de l'ampli-op A_1 est de 5V/µs et que 2) R_1=5 kΩ, R_2=1 kΩ, R_3=10 kΩ. **Indice : évaluez d'abord v_y.**

e) Soit l'amplificateur *Ampli B.O. #1*, i) Modélisez les imperfections DC (tension de décalage et courants de polarisation) dans cet amplificateur, ii) dérivez v_y quand les entrées v_1 et v_2 sont connectées à la masse, et iii) proposez 2 façons de diminuer l'impact de ces imperfections.

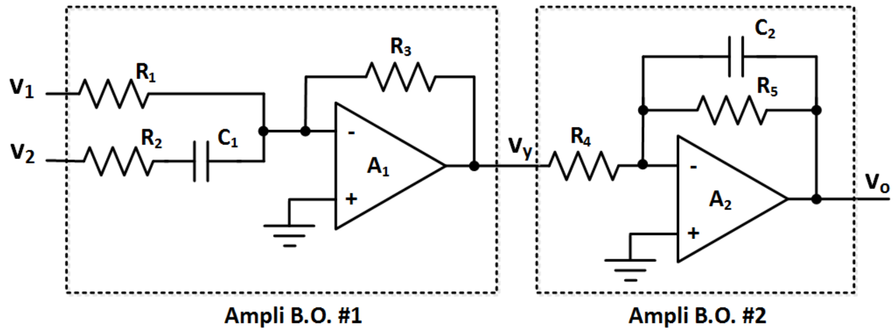


Figure 1.

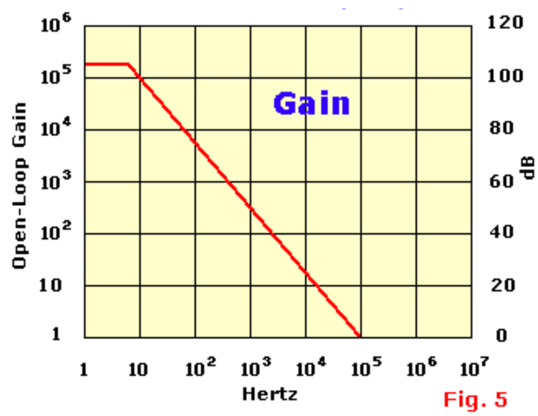


Figure 2.

2. (30 points) *Analyse de circuits*

Soit le circuit montré à la Figure 3, avec R_1=1 kΩ, R_2=10 kΩ, et R_3=R_4=1 kΩ.

a) 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}).

b) Si v_d=0.1cos(2πf_1t), v_{Icm}=1.5cos(2πf_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.

c) On remplace la résistance R_1 par un condensateur C_1 et la résistance R_4 par un condensateur C_4. Calculez la fonction de transfert v_o/v_d dans le domaine de Laplace de ce nouveau circuit.

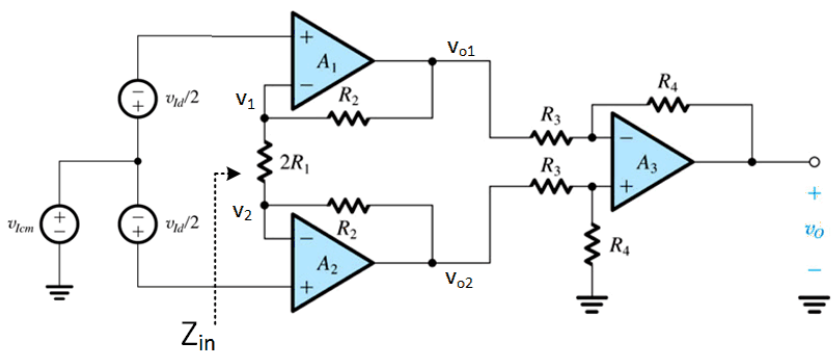


Figure 3.

Soit le circuit montré à la Figure 4.

d) Donnez l'expression de V_o dans le domaine de Laplace en fonction de V_1 et de C_1. Expliquez votre démarche. **Indice : calculez d'abord de courant *I*.**

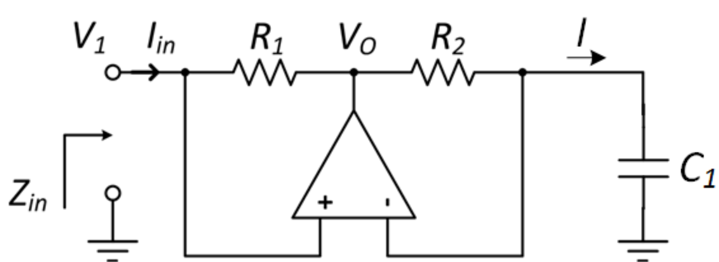


Figure 4.

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

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

- Une section Sallen-Key passe-haut d'ordre 2 possédant une fréquence de coupure f_1 de 100 Hz et un facteur de qualité Q=1.
- Une section passe-bas d'ordre 2 réalisée à l'aide d'un circuit résonant avec inductance simulée réalisant une réponse Butterworth possédant les caractéristiques suivantes : A_{max} = 2 dB, $\omega_p = 2\pi \cdot 10$ kHz Hz, $\omega_s = 2\pi \cdot 50$ kHz et $A_{min} > 35$ dB.
- **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 1 nF.**

a) Dessinez le schéma complet du filtre passe-haut Sallen-Key, calculez les valeurs de tous ses éléments passifs et donnez sa fonction de transfert.

b) Estimez l'ordre du filtre passe-bas et donnez le polynôme Butterworth dénormalisé.

c) Dessinez le schéma complet du filtre passe-bas par inductance(s) simulée(s), calculez les valeurs de tous ses éléments passifs et donnez sa fonction de transfert.

Bonne chance!

Benoit Gosselin

Aide mémoire

Full power bandwidth :

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

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 <u>boucle ouverte</u> : $\omega_t = A_o\omega_b$ où ω_b est la fréquence de coupure.

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

Approximations de filtres

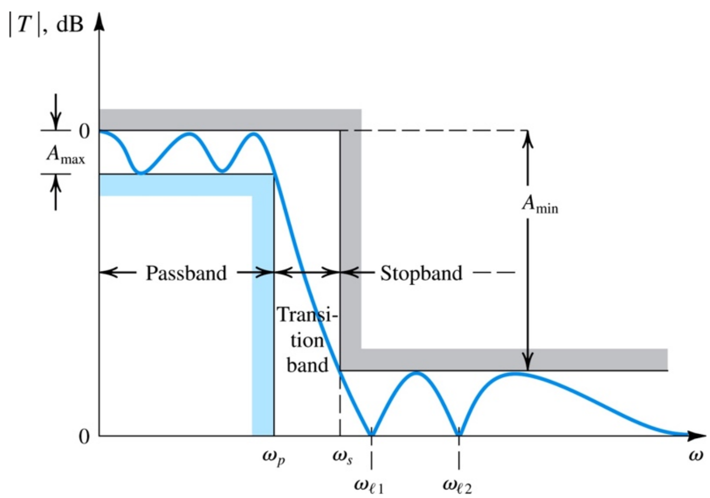


Figure A1.

Réponse Butterworth :

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

Réponse Chebyshev :

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

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

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 $\omega = \omega_s$:

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

Table A1. Réponse Butterworth: polynôme du dénominateur dénormalisé

n	Polynôme du dénominateur dénormalisé
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

<u>Filtre passe-bas à base d'inductance simulée:</u>

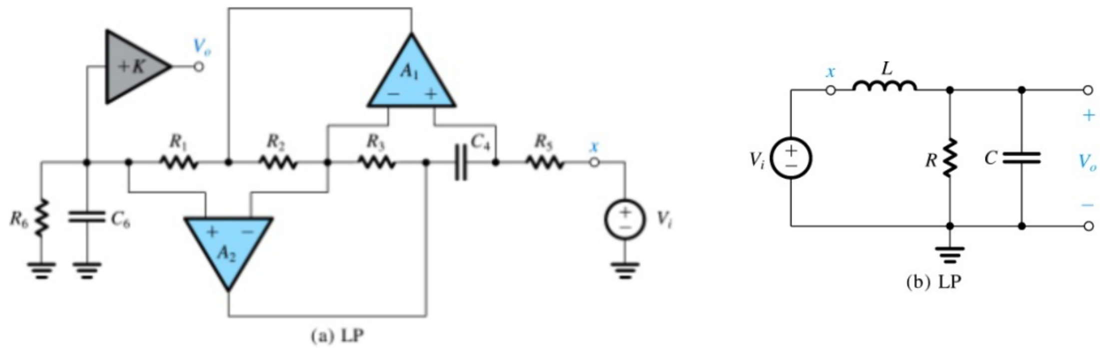


Figure A2.

$$T(s) = \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + (1/LC)} = \frac{KR_2 / C_4C_6R_1R_3R_5}{s^2 + s(1/R_6C_6) + (R_2 / C_4C_6R_1R_3R_5)}$$

où $R = R_6$, $C = C_6$ et $L = C_4R_5R_3R_1/R_2$.

<u>Filtre passe-bande à base d'inductance simulée:</u>

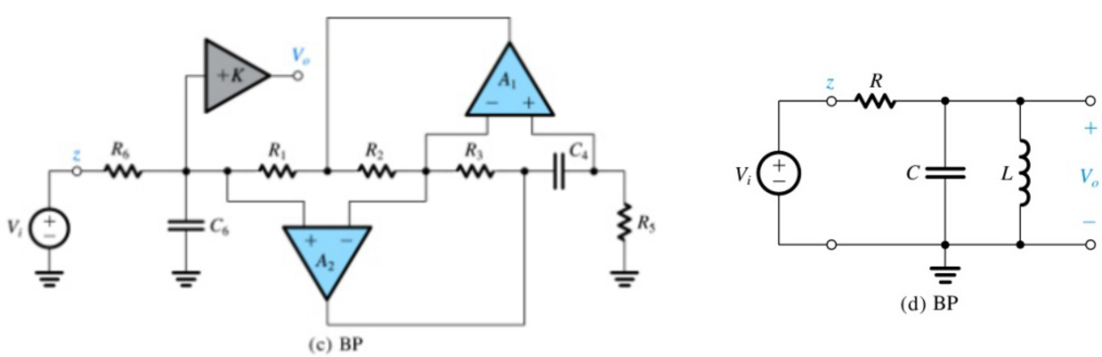


Figure A3.

$$T(s)=\frac{s/CR}{s^2+s(1/RC)+(1/LC)}=\frac{Ks/C_6R_6}{s^2+s(1/R_6C_6)+(R_2/C_4C_6R_1R_3R_5)}$$

où $R= R_6$, $C=C_6$ et $L=C_4R_5R_3R_1/R_2$.

Filtre Sallen-Key passe-bas :

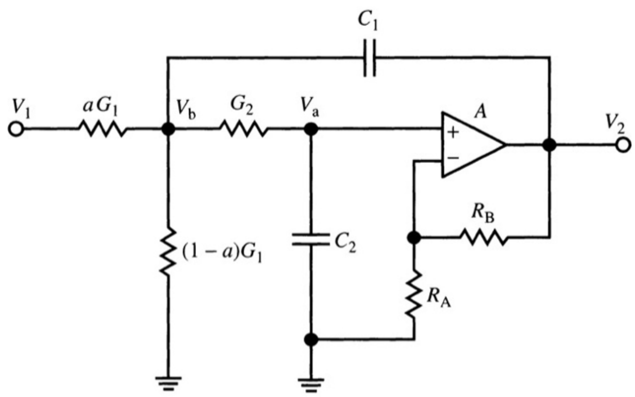


Figure A4.

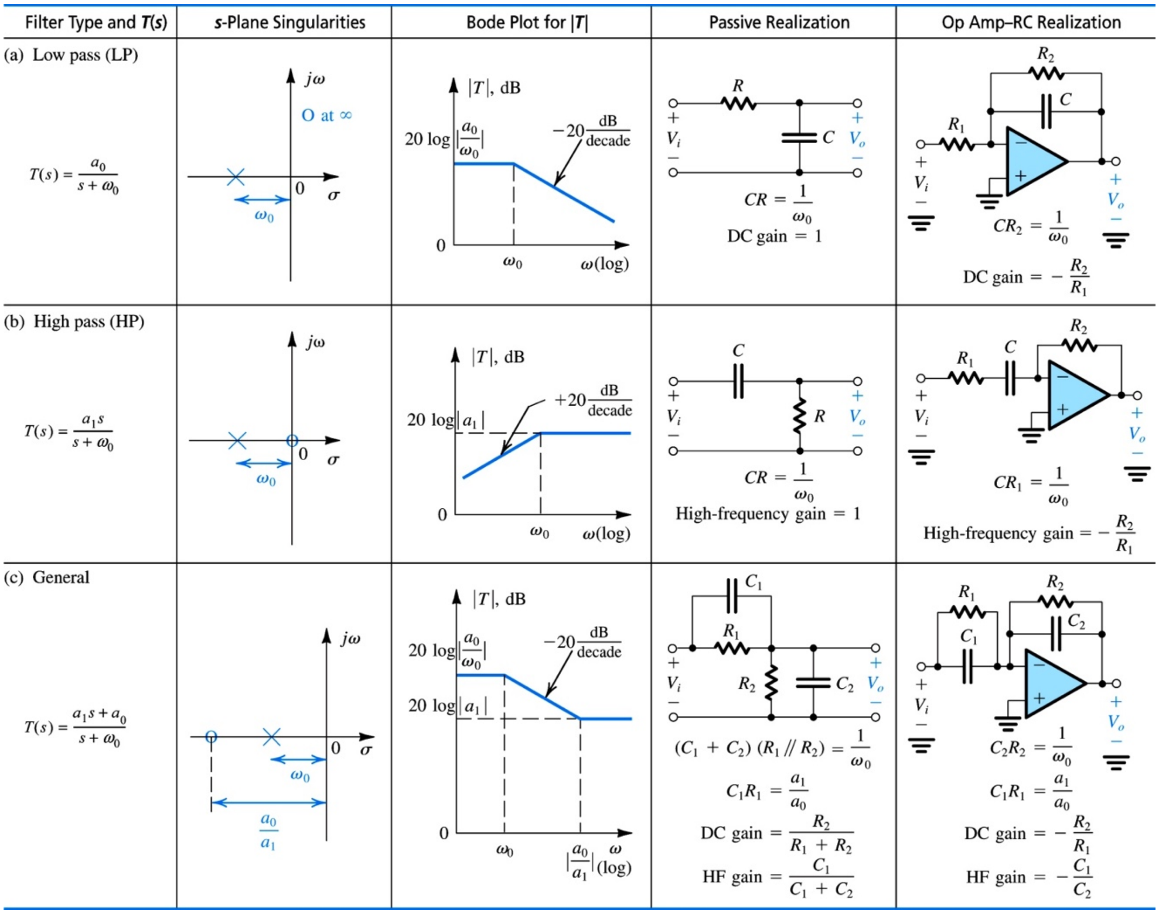
$$T(s)=\frac{aKG_1G_2/C^2}{s^2+s\left[G_1+G_2(2-K)\right]/C+G_1G_2/C^2}\equiv\frac{a_0}{s^2+s(\omega_0/Q)+\omega_0^2}$$

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

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

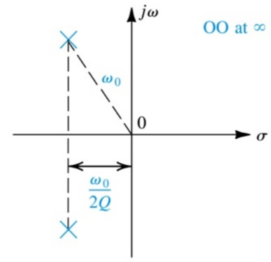
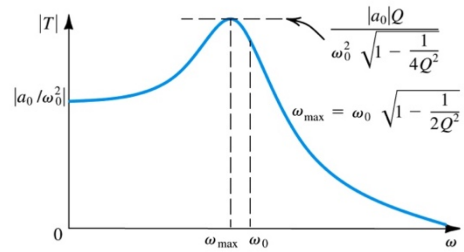
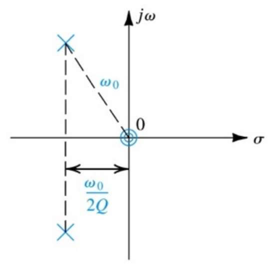
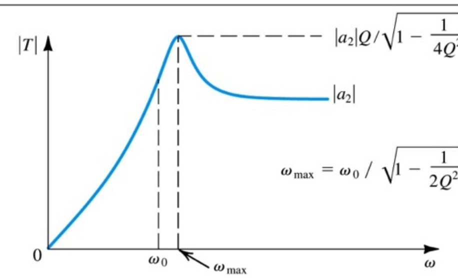
Or, $K = 1+R_B/R_A$, soit $R_B = (2\text{-}1/Q)R_A$.

Fonctions d'ordre 1 :



Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $\lvert T \rvert$	Passive Realization	Op Amp–RC Realization
(a) Low pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$	$j\omega$; O at ∞; 0; σ; ω_0	$\lvert T \rvert$, dB; $20 \log \lvert \frac{a_0}{\omega_0} \rvert$; $-20 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$; 0; ω_0; ω(log)	R, C, V_i, V_o; $CR = \frac{1}{\omega_0}$; DC gain = 1	R_1, R_2, C, V_i, V_o; $CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$; DC gain $= -\frac{R_2}{R_1}$
(b) High pass (HP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$	$j\omega$; 0; σ; ω_0	$\lvert T \rvert$, dB; $20 \log \lvert a_1 \rvert$; $+20 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$; 0; ω_0; ω(log)	C, R, V_i, V_o; $CR = \frac{1}{\omega_0}$; High-frequency gain = 1	R_1, C, R_2, V_i, V_o; $CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$; High-frequency gain $= -\frac{R_2}{R_1}$
(c) General $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$	$j\omega$; 0; σ; ω_0; $\frac{a_0}{a_1}$	$\lvert T \rvert$, dB; $20 \log \lvert \frac{a_0}{\omega_0} \rvert$; $-20 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$; $20 \log \lvert a_1 \rvert$; 0; ω_0; $\lvert \frac{a_0}{a_1} \rvert$; ω (log)	C_1, R_1, R_2, C_2, V_i, V_o; $(C_1 + C_2)(R_1 // R_2) = \frac{1}{\omega_0}$; $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$; DC gain $= \frac{R_2}{R_1 + R_2}$; HF gain $= \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	R_1, C_1, R_2, C_2, V_i, V_o; $C_2 R_2 = \frac{1}{\omega_0}$; $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$; DC gain $= -\frac{R_2}{R_1}$; HF gain $= -\frac{C_1}{C_2}$

Fonctions d'ordre 2 :

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