Examen partiel

Département de génie électrique et de génie informatique

GEL-3000 – Électronique des composants intégrés

Le 12 mars 2019

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*

a) Donnez les deux critères d'oscillation pour un oscillateur sinusoïdal et indiquez les blocs essentiels qu'il doit comporter.

b) Pour un circuit suiveur de tension avec un ampli-op possédant un slew rate de 5V/us et alimenté à ±10V, donnez la fréquence maximale du circuit. Illustrez l'effet du slew rate sur la sortie si on applique une entrée dont la fréquence est plus haute que la fréquence maximale.

c) Soit le circuit de la Figure 1, modifiez le circuit pour réduire l'effet de la tension de décalage. En mettant la tension v_I à 0, montrez l'effet de la tension de décalage sur la sortie en donnant l'expression de v_o en fonction v_{os} avant et après l'ajout que vous avez suggéré.

d) Soit le circuit de la Figure 2, décrivez la fonction de chaque bloc et donnez la sortie Vo en fonction de V1 et V2.

e) Soit le circuit de super diode montré à la Figure 3, faites un ajout au circuit pour que celui-ci permettre d'être un redresseur double alternance.

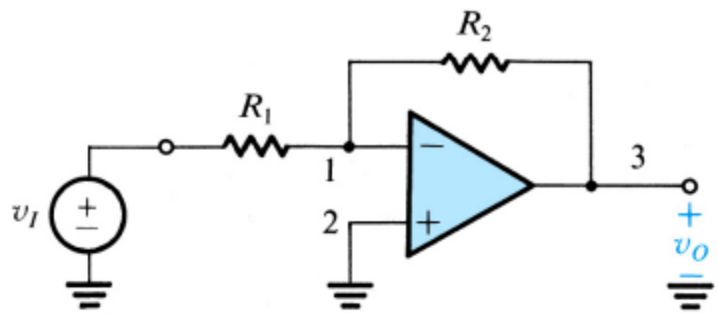


Figure 1.

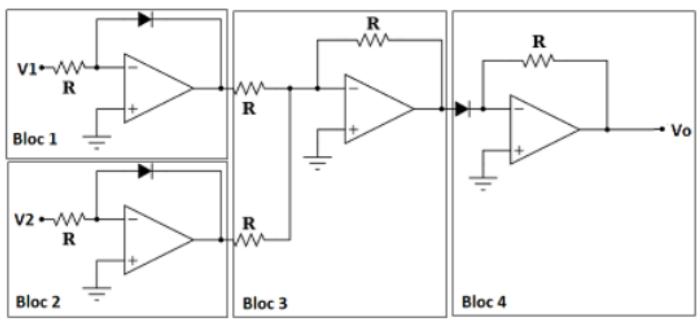


Figure 2.

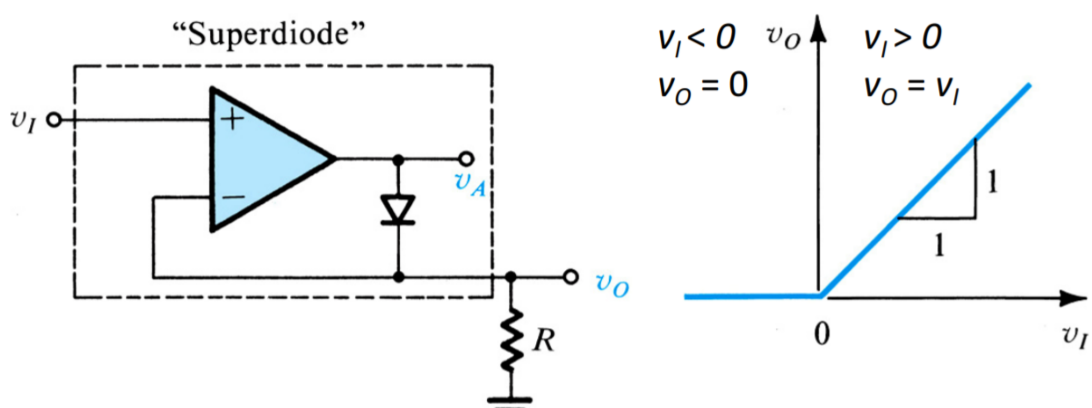


Figure 3.

2. (30 points) *Analyse de circuits*

Soit le circuit montré à la Figure 4, avec R_1=5 kΩ, R_2=50 kΩ, et R_3=1 kΩ et R_4=10 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 $v_{Id}=0.05\cos(2\pi f_1 t)$, $v_{Icm}=2.0\cos(2\pi f_2 t)$, quel devrait être le TRMC de ce circuit pour obtenir $v_{ocm}=0.01\cos(2\pi f_2 t)$? **Note : v_{ocm} représente le signal mode commun mesuré à la sortie du circuit et qui n'a pas pu être rejeté.**

c) Si le TRMC de l'amplificateur différentiel était de 60 dB, calculez les tensions aux points v_1, v_2, v_{o1}, v_{o2} et v_o.

d) En tenant compte des gains de l'étage d'entrée et de l'amplificateur différentiel, calculez le gain en mode commun de ce circuit pour un TRMC total de 80 dB.

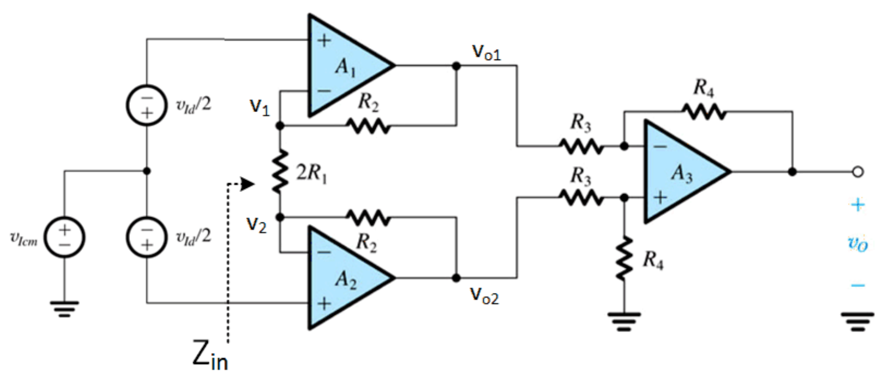


Figure 4.

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

Concevez un filtre passe-bande constitué des sections suivantes :

- Un filtre passe haut d'ordre 2 : Cette section est réalisée à l'aide d'un filtre Sallen-Key d'ordre 2 dont la fréquence de coupure f_{hp} est de 10 kHz, possédant un gain unitaire et pour lequel le **facteur de qualité Q est égal à 0.707**.
- La section passe-bas : Cette section possède une réponse de Butterworth dont les caractéristiques sont les suivantes : A_{max} = 1 dB, $\omega_p = 2\pi \cdot 20$ kHz, $\omega_s = 2\pi \cdot 60$ kHz et A_{min} > 20 dB. Cette section doit être réalisée à l'aide d'au moins 1 filtre passe-bas d'ordre 2 par inductance simulée.
- **Note 1 : Pour le filtre Sallen-Key, choisissez $R_1 = R_2 = R_A = R$**
- **Note 2 : Référez-vous à la Figure A1 et la Table A1 pour le polynôme de Butterworth.**
- **Note 3 : n'utilisez que des condos de 1 nF.**

Suivez les étapes suivantes et répondez aux questions :

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

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

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

d) Dessinez le reste du schéma du filtre passe-bas qui réalise la réponse de Butterworth donnée en b). Utilisez des filtres actifs. Vous n'avez pas à trouver les valeurs de ses composants.

Bonne chance!

Benoit Gosselin

Aide-mémoire

Largeur de bande grand signal :

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

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

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

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> : $\omega_{-3dB} = \omega_t / A_{BF}$ où ω_{-3dB} est la fréquence de coupure et A_{BF} est le gain en boucle fermée.

Approximations de filtres

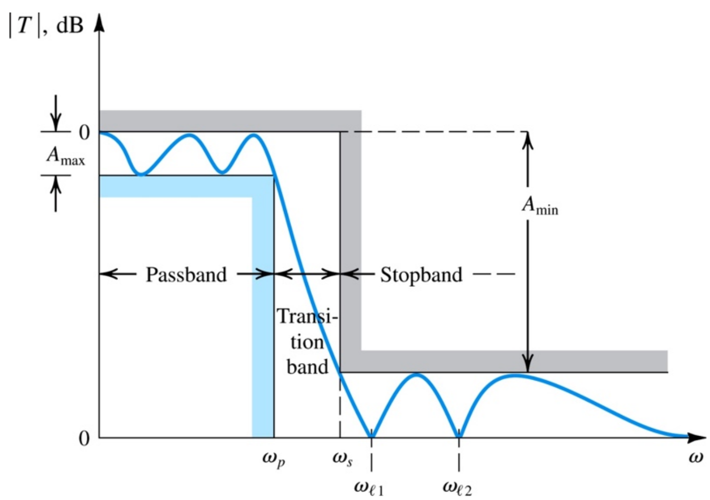


Figure A1.

Réponse Butterworth :

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

Réponse Chebyshev :

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

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

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 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:

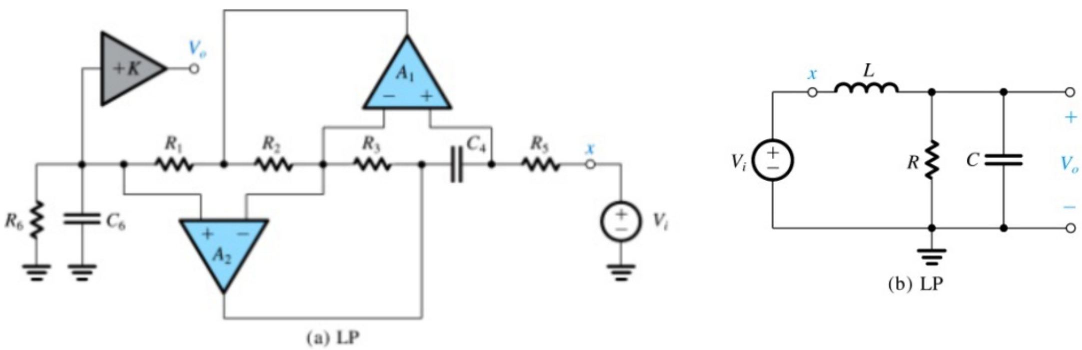


Figure A2.

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

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

Filtre Sallen-Key passe-bas :

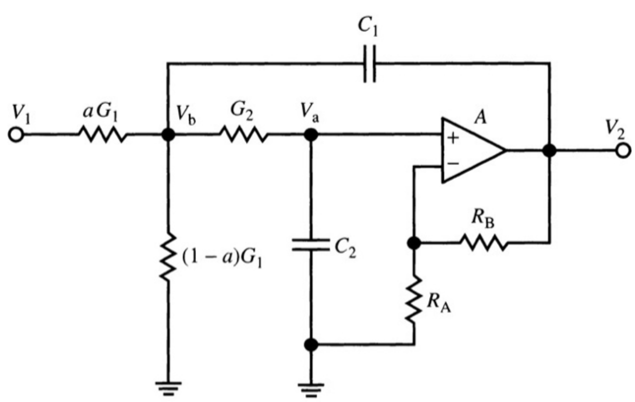


Figure A3.

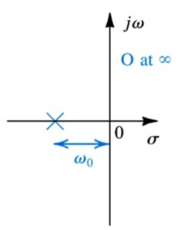
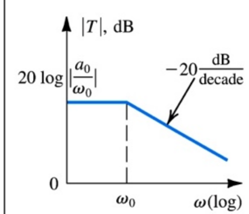
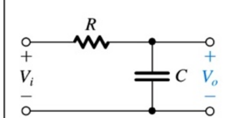
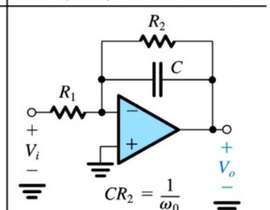
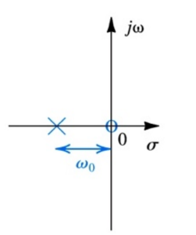
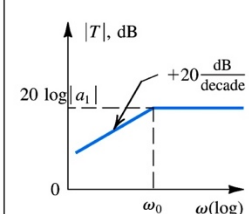
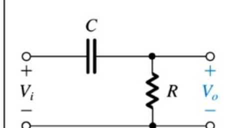
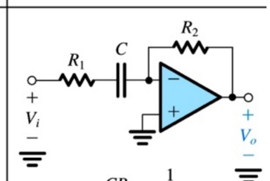
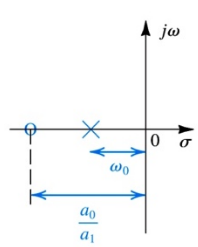
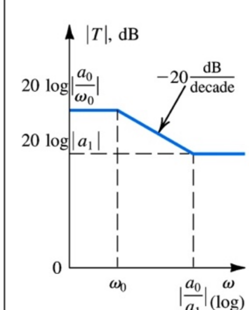
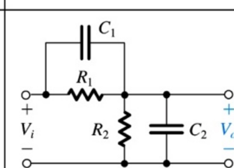
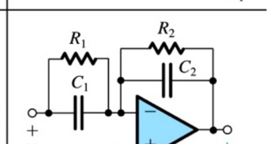
$$T(s) = \frac{aKG_1G_2 / C^2}{s^2 + s\left[G_1 + G_2(2-K)\right]/C + G_1G_2/C^2} \equiv \frac{a_0}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

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

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

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

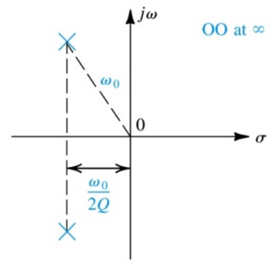
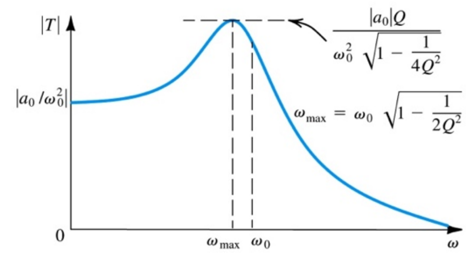
Fonctions d'ordre 1 :

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $\lvert T\rvert$	Passive Realization	Op Amp–RC Realization
(a) Low pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s+\omega_0}$			 $CR = \frac{1}{\omega_0}$ DC gain $= 1$	 $CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$ DC gain $= -\frac{R_2}{R_1}$
(b) High pass (HP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s+\omega_0}$			 $CR = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain $= 1$	 $CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain $= -\frac{R_2}{R_1}$
(c) General $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s+\omega_0}$			 $(C_1 + C_2)\,(R_1 /\!/ R_2) = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ DC gain $= \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ HF gain $= \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	 $C_2R_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ DC gain $= -\frac{R_2}{R_1}$ HF gain $= -\frac{C_1}{C_2}$

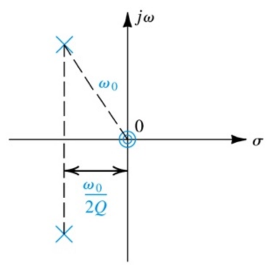
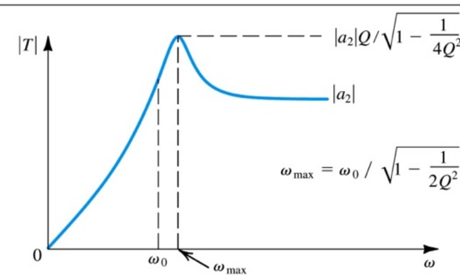
Fonctions d'ordre 2 :

<table>
<tr><th>Filter Type and T(s)</th><th>s-Plane Singularities</th><th>|T|</th></tr>
<tr><td>(a) Low pass (LP)

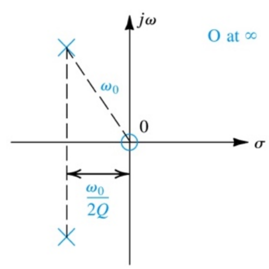
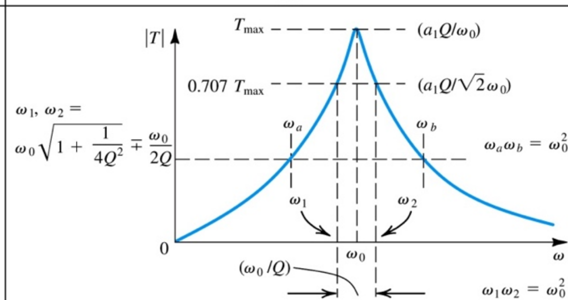
$T(s) = \dfrac{a_0}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$

DC gain $= \dfrac{a_0}{\omega_0^2}$</td><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>(b) High pass (HP)

$T(s) = \dfrac{a_2 s^2}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$

High-frequency gain $= a_2$</td><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>(c) Bandpass (BP)

$T(s) = \dfrac{a_1 s}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$

Center-frequency gain $= \dfrac{a_1 Q}{\omega_0}$</td><td>
</td><td>
</td></tr>
</table>