

Examen partiel

Département de génie électrique et de génie informatique

GEL-3000 – Électronique des composants intégrés

Le 4 mars 2022

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*

- Expliquez le fonctionnement du circuit montré à la Figure 1 et donnez sa sortie v_o pour une entrée $v_i = 2\cos(\omega t)$. Tracez l'entrée et la sortie en fonction du temps pour quelques périodes de v_i .
- Soit le circuit montré à la Figure 2. Expliquez son fonctionnement et tracez quelques périodes de v_+ , v_- et v_o si v_o est initialement saturé à L_+ . Expliquer le rôle de R_1 et R_2 .
- Soit le circuit de la Figure 3 pour lequel $R_1 = 100\ \Omega$ et $R_2 = 900\ \Omega$, et dont la fréquence de gain unitaire $f_t = 10\ \text{MHz}$. Donnez la fréquence de coupure $f_{-3\text{dB}}$ de ce circuit.
- Donnez une façon de limiter l'impact de la tension de décalage dans le circuit de la Figure 3.
- Donnez une façon de limiter l'impact des courants de polarisation dans le circuit de la Figure 3.

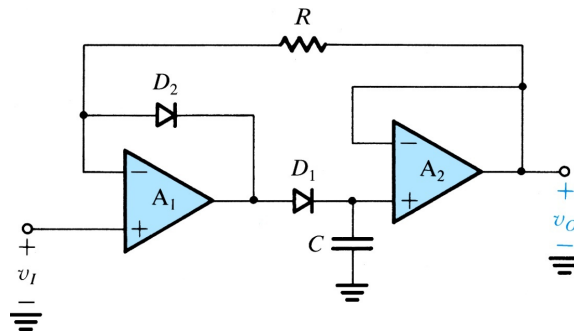


Figure 1.

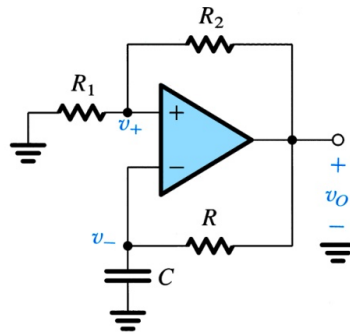


Figure 2.

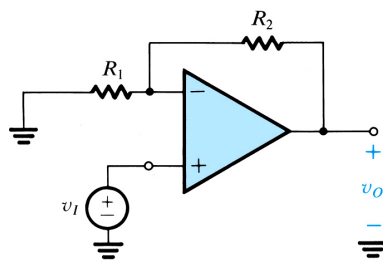


Figure 3.

2. (30 points) *Analyse de circuits*

Soit le circuit montré à la Figure 4. La sortie $v_o = v_{od} + v_{ocm}$ se compose d'une partie différentielle et d'une partie mode commun. On note que $v_{id} = 5 \text{ mV}$ et $v_{icm} = 100 \text{ mV}$. Le circuit possède un gain différentiel (A_d) global de 100 V/V .

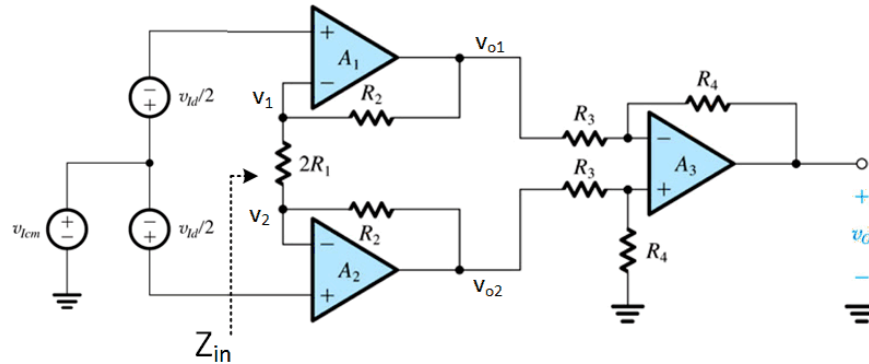


Figure 4.

Répondez aux questions suivantes :

- Nommez ce circuit et déterminez les valeurs de toutes les résistances pour obtenir un gain différentiel (A_d) global de 100 V/V , dont 10 V/V seront fournis par le 1^{er} étage et 10 V/V seront fournis par le 2^e étage. Justifiez votre réponse.
- Calculez la valeur de v_{od} à la sortie v_o .
- Si on mesure $v_{ocm} = 1 \text{ mV}$ à la sortie v_o , calculez le TRMC de ce circuit.
- Donnez l'impédance d'entrée Z_{in} de ce circuit et justifiez votre réponse.
- Donnez le gain mode commun du premier étage et justifiez votre réponse.
- (BONUS)** Pour les gains d'étages mentionnés en (a) et un TRMC de 60 dB , si $v_{id} = 0.005 \cdot \cos(\omega_1 t)$ et $v_{icm} = 0.1 \cdot \cos(\omega_2 t)$, donnez les tensions aux points v_1 , v_2 , v_{o1} , v_{o2} et v_o montrés à la Figure 4. Donnez toutes les traces de votre démarche.

3. (40 points) *Conception d'un filtre actif*

Concevez un filtre passe-bas Butterworth constitué de plusieurs sections cascadées respectant les spécifications suivantes (**référez-vous à la Figure A1 de l'annexe**) :

- Une fréquence de coupure f_p de 5 kHz.
 - Une atténuation $A_{max} = 0.5$ dB.
 - Une fréquence de bande d'arrêt f_s de 15 kHz.
 - Une atténuation $A_{min} = 25$ dB.
 - **Notes :**
 - **Utilisez uniquement des condensateurs de 1 nF.**
 - **Utilisez au moins une section Sallen-Key et au moins une section à inductance simulée.**
 - **Utilisez un gain DC unitaire pour chaque section cascadée.**
 - **Donnez toutes les étapes de votre démarche et factorisez vos fonctions de transfert au maximum.**
- a) Déterminez l'ordre minimum du filtre à concevoir. Laissez toutes les traces de votre démarche.
- b) Donnez la fonction de transfert complète du filtre à réaliser. **Note : donnez le polynôme dénormalisé à partir de la Table A1 de l'Annexe exprimé en fonction de ω_0 .**
- c) Dessinez le schéma électrique complet du filtre passe-bas et calculez les valeurs de tous ses éléments passifs.
- d) Dessinez la réponse en fréquence du filtre (Magnitude en fonction de la fréquence en Hz).
- e) Transformez votre section Sallen-Key passe-bas en section Sallen-Key passe-haut sans changer la valeur des éléments passifs. Dessinez le Sallen-Key passe haut et donnez sa fréquence de coupure.

Bonne chance!

Aide-mémoire

Largeur de bande grand signal :

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

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

Approximations de filtres

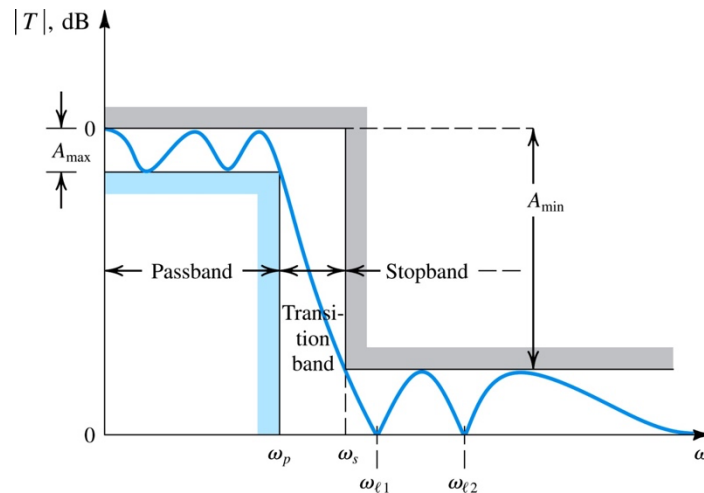


Figure A1.

Réponse Butterworth :

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

Réponse Chebyshev :

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

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

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:

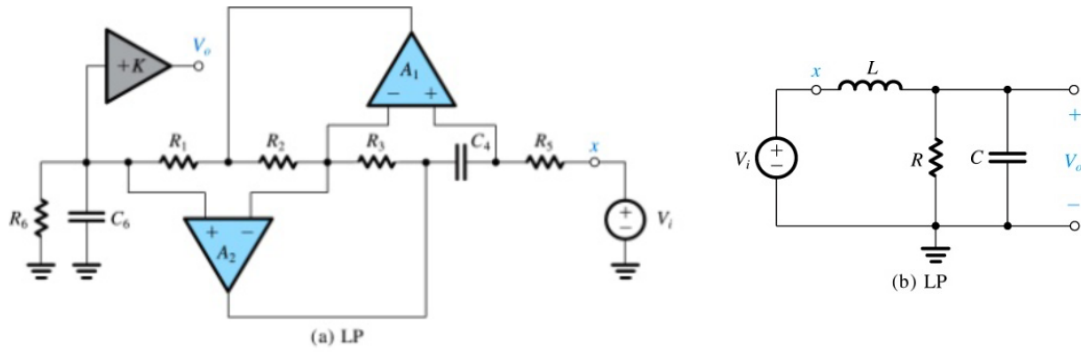


Figure A2.

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

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

Filtre Sallen-Key passe-bas :

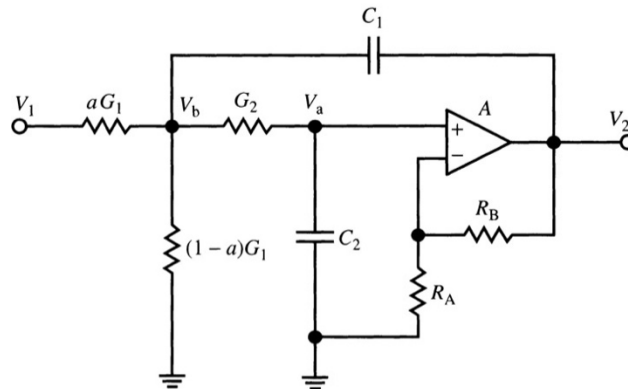


Figure A3.

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

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

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

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>		

LMC6482 CMOS Dual Rail-to-Rail Input and Output Operational Amplifier

6.6 Electrical Characteristics for $V^+ = 3\text{ V}$

Unless otherwise specified, all limits specified for $T_J = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 3\text{ V}$, $V^- = 0\text{ V}$, $V_{CM} = V_O = V^+/2$ and $R_L > 1\text{ M}\Omega$.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T _J = 25°C			AT TEMPERATURE EXTREMES ⁽¹⁾			UNIT
				MIN	TYP ⁽²⁾	MAX ⁽³⁾	MIN	TYP ⁽²⁾	MAX ⁽³⁾	
DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS										
V _{OS}	Input offset voltage	LMC6482AI		0.9	2	2.7			mV	
		LMC6482I		0.9	3	3.7				
		LMC6482M		0.9	3	3.8				
TCV _{OS}	Input offset voltage average drift			2				μV/°C		
I _B	Input bias current			0.02				pA		
I _{OS}	Input offset current			0.01				pA		
CMRR	Common mode rejection ratio	0 V ≤ V _{CM} ≤ 3 V	LMC6482AI	64	74				dB	
			LMC6482I	60	74					
			LMC6482M	60	74					

Typical Characteristics (continued)

at $V_S = 15\text{ V}$, single supply, and $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

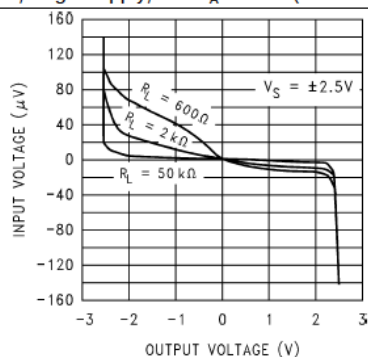


Figure 25. Input Voltage vs Output Voltage

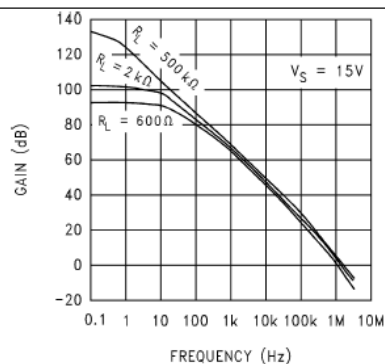


Figure 26. Open-Loop Frequency Response

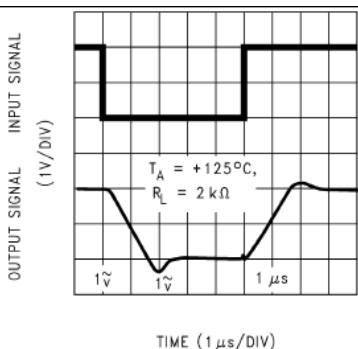


Figure 35. Noninverting Large Signal Pulse Response

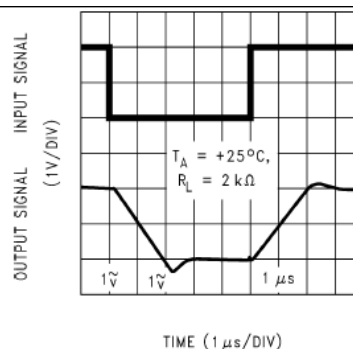


Figure 36. Noninverting Large Signal Pulse Response