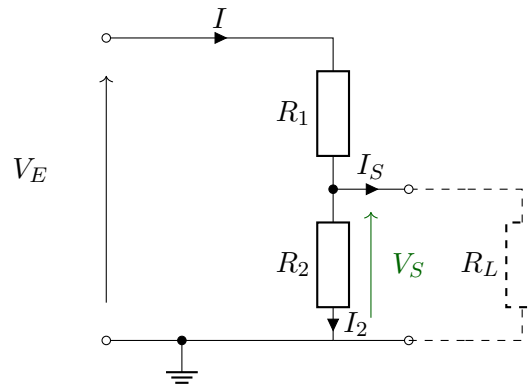


TD1 - Bases de l'électronique

Exercice 1 - Pont diviseur

Soit le circuit suivant :



1. Donnez l'expression de V_S en fonction de V_E .
2. Quel est l'impact de la résistance de charge R_L ?

Réponse

Si on suppose que $I_S = 0$ (pas de résistance R_L), on peut s'intéresser au courant I en écrivant deux lois des mailles différentes :

1. $V_E - R_1 \cdot I - R_2 \cdot I = 0$
2. $V_S - R_2 \cdot I = 0$

Cela suppose que l'on considère que le courant $I_S = 0$.

En combinant les deux, on obtient la relation entre V_E et V_S suivante :

$$V_S = V_E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Si on suppose maintenant que le circuit précédent est chargé par une résistance R_L , on obtient alors le montage suivant :

Dans ce cas, le courant I_S n'est plus nul.

Le courant I traversant R_1 va alors se partager entre R_2 et R_L . On aura alors la seconde loi des mailles écrites précédemment qui ne sera plus valide.

On peut alors écrire les relations suivantes :

1. loi des mailles : $V_E - R_1 \cdot I + V_S$
2. loi des mailles : $V_S - R_L \cdot I_S = 0$
3. loi des noeuds : $I = I_S + I_2$
4. loi des mailles : $V_S - R_2 \cdot I_2 = 0$

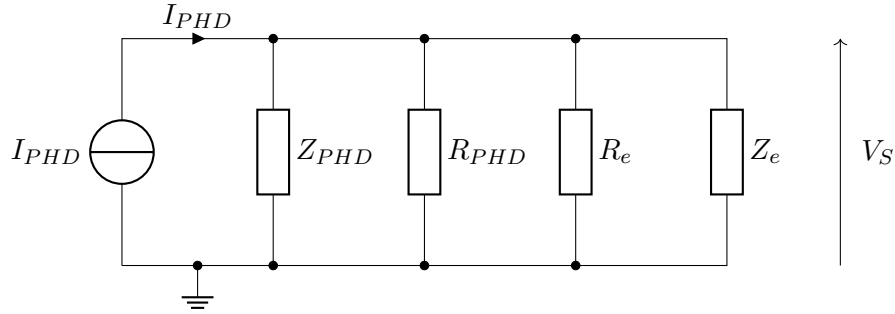
Après regroupement et simplification, on obtient la relation suivante :

$$V_S = V_E \cdot \frac{R_{eq}}{R_1 + R_{eq}}$$

avec $R_{eq} = \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}$ (mise en parallèle de R_2 et R_L).

Exercice 2 - Courants et tensions

Soit le circuit suivant :



1. Donnez l'expression de V_S en fonction de I_{PHD} .
2. Que devient cette expression si $R_e \rightarrow +\infty$, $Z_e \rightarrow +\infty$ et $Z_{PHD} \rightarrow +\infty$?

On se place à présent en régime harmonique.

Z_{PHD} est une capacité C_{PHD} et Z_e est une capacité C_e .

3. Que devient l'expression de V_S en fonction de I_{PHD} ?
4. A quoi peuvent correspondre l'ensemble des éléments du montage ?

Réponse

Question 1

Les 5 branches sont en parallèle et sont soumises à la même différence de potentiel V_S .

Le courant I_{PHD} se distribue dans les 4 autres branches : $I_{PHD} = \frac{V_S}{Z_{PHD}} + \frac{V_S}{R_{PHD}} + \frac{V_S}{Z_e} + \frac{V_S}{R_e}$

Ainsi :

$$V_S = \frac{I_{PHD}}{\frac{1}{Z_{PHD}} + \frac{1}{R_{PHD}} + \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_e}}$$

Question 2

L'expression précédente devient : $V_S = R_{PHD} \cdot I_{PHD}$

Question 3

$Z_{PHD} = \frac{1}{j \cdot C_{PHD} \cdot \omega}$ et $Z_e = \frac{1}{j \cdot C_e \cdot \omega}$

L'expression de la question 1 devient alors :

$$\frac{V_S}{I_{PHD}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{PHD}} + j \cdot C_{PHD} \cdot \omega + \frac{1}{R_e} + j \cdot C_e \cdot \omega}$$

On pose : $R_k = \frac{R_e \cdot R_{PHD}}{R_e + R_{PHD}}$ et $C_k = C_{PHD} + C_e$

Après simplification :

$$\frac{V_S}{I_{PHD}} = R_k \cdot \frac{1}{1 + j \cdot R_k \cdot C_k \cdot \omega}$$

Question 4

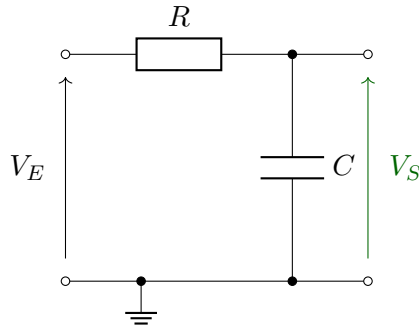
Une **photodiode** peut être modélisée par une source de courant, dépendant du flux lumineux qu'elle reçoit, et d'une capacité parasite C_{PHD} .

De l'autre côté, il est possible de modéliser un oscilloscope, permettant de visualiser le signal électrique, par une résistance d'entrée R_e et le câble coaxial, qui permet d'amener le signal jusqu'à l'entrée de l'oscilloscope, par un condensateur de capacité C_e .

Enfin, la résistance R_{PHD} permet de transformer le courant résultant de la photodiode en une tension plus facilement visualisable à l'aide d'un oscilloscope.

Exercice 3 - Charge et décharge d'un condensateur

Soit le circuit suivant :



1. Donnez le lien entre $V_E(t)$ et $V_S(t)$.
2. Donnez l'expression de $V_S(t)$ pour $t > 0$ pour $V_E(t) = E$ (constante). On supposera le condensateur totalement déchargé à $t = 0$ (c'est à dire si $V_S(0) = 0$) et tracez $V_S(t)$.
3. Donnez le protocole de mesure de la **réponse indicielle** de ce circuit.

Réponse

Question 1

La loi des mailles donne : $V_E(t) - R \cdot i(t) - V_S(t) = 0$ et la caractéristique d'un condensateur donne : $i(t) = C \cdot \frac{dV_S(t)}{dt}$.

En effet, pour un condensateur : $q = C \cdot V_S(t)$ et le courant associé vaut alors $i = \frac{dq}{dt}$
Ainsi :

$$V_E(t) = R \cdot C \cdot \frac{dV_S(t)}{dt} + V_S(t)$$

Question 2

a) On cherche les solutions de l'équation homogène :

$$\frac{dV_S(t)}{dt} + \frac{1}{R \cdot C} \cdot V_S(t) = 0$$

Ces solutions sont de la forme : $V_{S0}(t) = k \cdot \exp(\frac{-t}{R \cdot C})$ avec $k \in \mathbb{R}$

b) On cherche une solution particulière de la même forme que le second membre. Dans notre cas, E/RC qui est une constante.

Si $V_{S1}(t) = m$, alors $\frac{dV_{S1}(t)}{dt} = 0$.

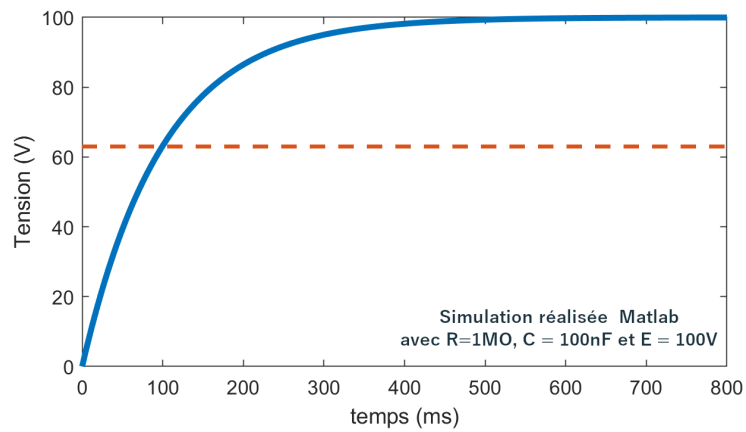
On a alors, en reprenant l'équation initiale : $\frac{m}{R \cdot C} = \frac{E}{R \cdot C}$. Ainsi $m = E$.

c) Les solutions de l'équation sont alors la somme des deux solutions précédentes. Ainsi :

$$V_S(t) = V_{S0}(t) + V_{S1}(t) = k \cdot \exp(\frac{-t}{R \cdot C}) + E$$

d) On obtient ensuite k en utilisant la condition initiale, à savoir $V_S(0) = 0$. Ainsi $k = -E$.
On obtient alors l'expression suivante pour $V_s(t)$:

$$V_S(t) = E \cdot (1 - \exp(\frac{-t}{R \cdot C}))$$



Question 3

Pour mesurer la réponse indicielle (ou réponse à un échelon) de ce circuit, il faut utiliser :

- un générateur de signaux basse fréquence (GBF), appliquant un signal carré de grande période ($T \gg R \cdot C$) et d'amplitude d'environ 1 V sur l'entrée $V_e(t)$;
- un oscilloscope permettant de visualiser à la fois $V_e(t)$ (canal 1 et synchronisé sur ce signal) et $V_s(t)$.

Exercice 4 - Filtre analogique d'ordre 1

On reprend le schéma de l'exercice précédent (exercice 3), mais cette fois-ci, nous nous plaçons dans un **régime harmonique**. Ce circuit est alors alimenté par une source de tension sinusoïdale de pulsation ω_0 . On prendra $R = 1 \text{ M}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$.

1. Déterminez la **fonction de transfert** $T(j\omega) = V_s/V_e$ en fonction de la pulsation et des éléments du montage.
2. Déduisez la **pulsation de coupure** ω_0 de $T(j\omega)$ et le **gain dans la bande-passante** en fonction des éléments du montage.
3. Tracez le **diagramme de Bode** du gain et de la phase en fonction de la pulsation.

On réalise la réponse en fréquence de ce système expérimentalement à l'aide d'un générateur de fonction ($R_s = 50 \Omega$) et d'un oscilloscope numérique ($R_e = 1 \text{ M}\Omega$).

Après analyse, nous obtenons une fréquence caractéristique $\omega_c = 20 \text{ rd/s}$ et une amplification dans la bande passante de 0.5.

4. Proposez une explication à ces résultats.
5. On met deux étages de ce type en **cascade**. Quelle est la fonction de transfert alors obtenue ?

Réponse

Question 1

En appliquant un seul signal sinusoïdal sur ce circuit, on peut alors se placer en régime harmonique et ainsi utiliser les notations complexes. En régime harmonique, l'ensemble des lois fondamentales de la physique peuvent s'appliquer : loi des mailles, loi d'Ohm, superposition...

Ainsi, on a $V_E = R \cdot I + Z_C \cdot I$ avec $Z_C = \frac{1}{j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$

On obtient alors :

$$I = \frac{j \cdot C \cdot \omega}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega} \cdot V_E$$

On a : $V_S = Z_C \cdot I$.

On obtient alors la relation suivante :

$$V_S = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega} \cdot V_E$$

Ainsi, la fonction de transfert que l'on obtient est la suivante :

$$T(j \cdot \omega) = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$$

Question 2

On peut alors mettre cette expression sous la forme normalisée d'un système passe-bas du premier ordre :

$$T(j \cdot \omega) = \frac{T_0}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}$$

On obtient par identification à l'expression obtenue précédemment : $\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$ et $T_0 = 1$.

L'application numérique donne $\omega_0 = 10 \text{ rd/s}$ soit une fréquence $f_0 = 1.59 \text{ Hz}$.

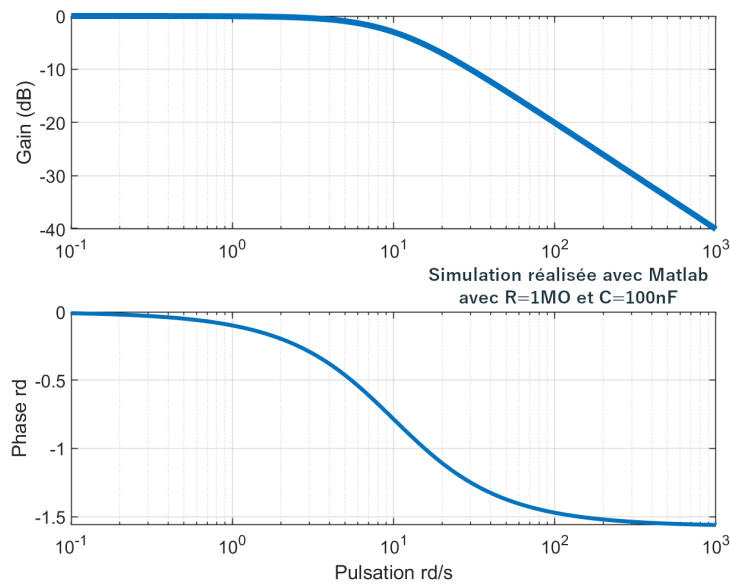
Question 3

Pour tracer le diagramme de Bode de ce circuit, on s'intéresse au module de la fonction de transfert et à la phase de celle-ci.

Pour simplifier les calculs par la suite, on préfère utiliser le gain (en dB) de cette fonction de transfert :

$$G = 20 \cdot \log(|T|)$$

On obtient alors le diagramme de Bode suivant :



Complément d'informations

La **réponse fréquentielle** $H(f) = V_S(f)/V_E(f)$ d'un système permet de connaître, **quelque soit la fréquence f du signal d'entrée** :

- l'**amplitude du signal de sortie** en fonction de celle du signal d'entrée,
- le **déphasage** du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.

Il est **théoriquement nécessaire de tester l'ensemble des fréquences du spectre** et de mesurer l'amplitude du signal de sortie et du signal d'entrée ainsi que la phase entre ces deux signaux.

Mais quel signal faut-il pour réaliser ces mesures ?

On cherche à mesurer $H(f)$ (dans l'**espace des fréquences**) pour toutes les fréquence f disponibles. Cependant, nous ne pouvons effectuer nos relevés que dans l'**espace temporel**. Il serait donc intéressant d'utiliser un signal de fréquence unique f_0 tel que la transformée de Fourier de ce signal permette d'obtenir $H(f_0)$ (ou une image de $H(f_0)$).

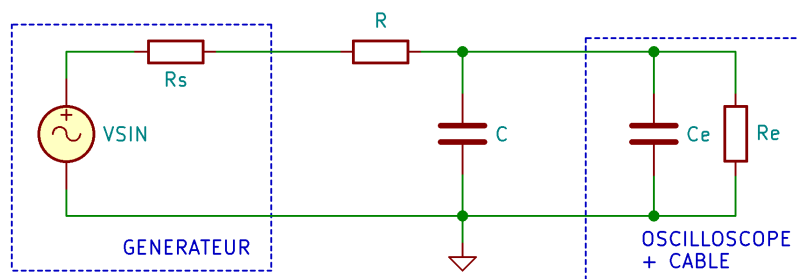
On rappelle que $V_S(f) = H(f) \cdot V_E(f)$ dans l'espace fréquentiel, et $v_s(t) = h(t) * v_e(t)$ dans l'espace temporel.

Si $v_e(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$, alors sa transformée de Fourier vaut : $V_E(f) = \frac{A}{2} \cdot (\delta(-f_0) + \delta(f_0))$

Ainsi, on obtient en sortie du système : $V_S(f) = H(f) \cdot A \cdot \delta(f_0) = A \cdot H(f_0)$

Question 4

Les appareils d'instrumentation permettant de réaliser les mesures (ici un GBF et un oscilloscope) ne sont pas parfaits. Il est alors possible de modéliser le montage de la façon suivante :



Côté GBF, la tension appliquée (et paramétrée) par le GBF n'est pas tout à fait V_e . En effet, l'impédance de sortie du générateur n'est pas nulle (comme elle devrait l'être idéalement). On peut la négliger dans la plupart des cas, car cette dernière vaut en général 50Ω .

Côté oscilloscope, nous allons nous intéresser à son impédance d'entrée. Elle est la plupart des cas de $1M\Omega$.

Si on reprend le calcul de la fonction de transfert en prenant en compte l'impédance d'entrée R_e de l'oscilloscope, on obtient alors :

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{Z_q}{Z_q + R}$$

avec $Z_q = R_e // C = \frac{R_e}{1+j \cdot R_e \cdot C \cdot \omega}$.

Après simplification, on obtient :

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{R_e}{R + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{R \cdot R_e}{R + R_e} \cdot C \cdot \omega}$$

Par identification avec l'expression normalisée d'un filtre du premier ordre, on obtient : $T_0 = \frac{R_e}{R + R_e}$ et $\omega_0 = \frac{R + R_e}{R \cdot R_e \cdot C}$.

Question 5

On appellera V_{S1} la sortie du premier étage et V_{S2} celle du second étage.

$V_{S2} = V_{S1} \cdot \frac{1}{1+j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$ (d'après les questions précédentes).

Pour calculer la tension V_{S1} , on peut utiliser le théorème de Millman.

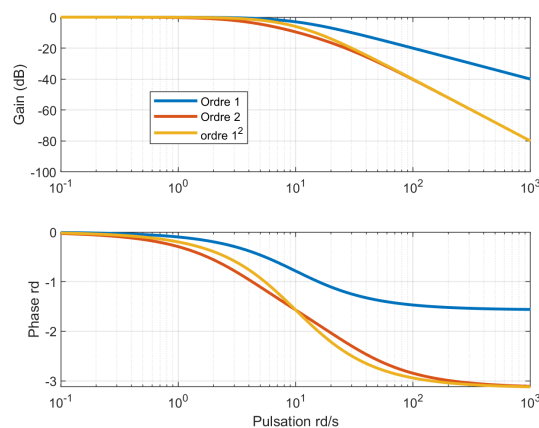
On obtient alors :

$$V_{S1} = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_{S2}}{R}}{\frac{2}{R} + j \cdot C \cdot \omega}$$

Après simplification, on obtient :

$$\frac{V_{S2}}{V_e} = \frac{1}{(1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega) \cdot (2 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega) - 1}$$

Cette fonction de transfert est différente de $T(j\omega)^2 = (\frac{1}{1+j \cdot R \cdot C \cdot \omega})^2$. La simulation suivante permet de comparer les 3 fonctions de transfert suivantes : celle du premier ordre, celle de la mise en cascade et celle du premier ordre au carré.



TD2 - Amplificateur Linéaire Intégré (ALI)

Aussi appelé **Amplificateur Opérationnel** (AOP)

Exercice 1 - Amplificateur linéaire intégré

On fournit en annexe une partie de la documentation technique de l'amplificateur linéaire intégré (ALI) TL081.

1. Cherchez dans la documentation les valeurs des paramètres électriques suivants :
 - (a) Tension d'alimentation (Supply Voltage)
 - (b) Tension d'entrée différentielle maximale
 - (c) Amplification différentielle
 - (d) Gain unitaire ou produit gain-bande-passante
 - (e) Impédance d'entrée
 - (f) Slew Rate
2. Précisez à quoi correspond chacun de ces paramètres.
3. Rappelez la relation entre les entrées V^+ , V^- et la sortie V_S d'un ALI.
4. Tracez la caractéristique $V_S = f(\varepsilon)$ où $\varepsilon = (V^+ - V^-)$ pour cet ALI avec $V_{CC} = 15\text{ V}$.
5. Est-ce un bon amplificateur ? Quelle est sa bande-passante ?

Réponse

Question 1

- Tension d'alimentation (Supply Voltage) = 18V
- Tension d'entrée différentielle maximale = 30V
- Amplification différentielle - $A_{VD} = 200\text{ V/mV} = 2 \cdot 10^5$
- Gain unitaire ou produit gain-bande-passante - $B_1 = 3\text{ MHz}$
- Impédance d'entrée - $r_i = 10^{12}\ \Omega = 10^6\text{ M}\Omega = 1\text{ T}\Omega$
- Slew Rate - $SR = 13\text{ V}/\mu\text{s}$

Question 2

- Tension d'alimentation : les ALI sont des composants actifs, ils nécessitent une source d'énergie pour fonctionner. Ici il est nécessaire de réaliser une source de tension symétrique, c'est à dire une source positive $+V_{CC}$ et une source négative $-V_{CC}$, où $V_{CC} < 18\text{ V}$
- Tension d'entrée différentielle maximale : c'est la différence de potentiel maximale admissible entre V^+ et V^- . On appelle tension d'entrée différentielle $\varepsilon = (V^+ - V^-)$
- Amplification différentielle : c'est l'amplification du composant, le lien entre la tension de sortie (V_S) et la tension différentielle d'entrée (ε).
- Gain unitaire ou produit gain-bande-passante : c'est une donnée essentielle qui permet de connaître la bande-passante du composant lorsque l'amplification du montage est de 1. Sur les montages amplificateurs (à base d'ALI), le produit amplification bande-passante est constant.

- Impédance d'entrée : c'est l'impédance vu par le montage en amont de l'ALI.
- Slew Rate : cette donnée caractérise la pente maximale que pourra avoir l'ALI en sortie.

Question 3

$$V_S = A_{VD} \cdot (V^+ - V^-)$$

avec $A_{VD} = 200 \text{ V/mV} = 2 \cdot 10^5$ (dans le cas du TL081).

Question 4

Courbe avec saturation à $\pm 15 \text{ V}$ (dans le cas d'une alimentation où $V_{CC} = 15 \text{ V}$).

La saturation en sortie apparaît pour une valeur de $\varepsilon = V_{CC}/A_{VD}$. Pour $V_{CC} = 15 \text{ V}$, on a $\varepsilon_{MAX} = V_{CC}/A_{VD} = 75 \mu\text{V}$.

Question 5

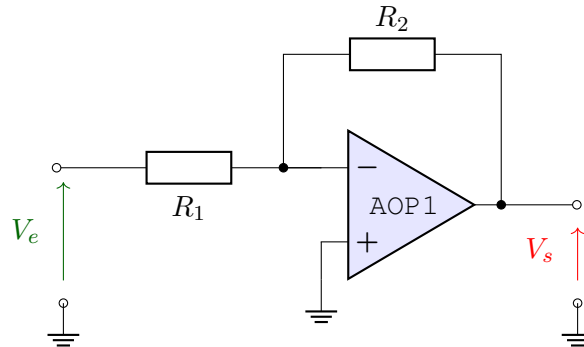
L'amplification différentielle est souvent supérieure à 10^5 , c'est donc un très bon amplificateur.

Cependant, il a un produit amplification/bande-passante (GBW) qui est constant et "faible", ce qui le rend finalement peu efficace pour des fréquences élevées en boucle ouverte.

Par exemple, pour un $GBW = 3 \text{ MHz}$ et une amplification différentielle $A_{VD} = 2 \cdot 10^5$ (cas du TL081), on obtient une bande-passante en boucle ouverte (sans rebouclage) $f_c = GBW/A_{VD} = 15 \text{ Hz}$.

Exercice 2 - Montage amplificateur inverseur

On se propose d'étudier à présent le montage suivant :



1. Donnez la relation entre V_S et V_E du circuit précédent en utilisant la relation d'entrées-sortie de l'exercice 1.
2. Quelle hypothèse fait-on souvent lorsqu'on utilise des ALI avec une rétroaction négative ?
3. Quelle relation trouve-t-on alors entre V_S et V_E en partant de cette hypothèse ?
4. Cette hypothèse est-elle justifiée ?

Réponse

Question 1

On calcule d'abord les potentiels V^+ et V^- en entrée de l'ALI (théorème de Millman) :

$$V^- = \frac{\frac{V_S}{R_2} + \frac{V_E}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{V_S \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V^+ = 0$$

De plus, on sait que $V_S = A_{VD} \cdot (V^+ - V^-)$

On obtient alors :

$$V_S = -A_{VD} \cdot \frac{\frac{V_S}{R_2} + \frac{V_E}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{V_S \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Ce qui donne :

$$T = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A}{A + \frac{R_1 + R_2}{R_1}}$$

Question 2

$$V^+ = V^-$$

Lorsqu'on reboucle la sortie sur l'entrée négative sur un ALI, on change son régime de fonctionnement. Il s'agit d'un système bouclé (ou asservi). La sortie va chercher à suivre un signal de consigne appliqué sur l'entrée positive et ainsi l'erreur commise ($V^+ - V^-$) va tendre vers 0.

Question 3

Les relations obtenues dans la question 1 pour V^+ et V^- restent vraies. Ainsi :

$$V^- = \frac{\frac{V_S}{R_2} + \frac{V_E}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{V_S \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_E \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V^+ = 0$$

De plus, en faisant l'hypothèse $V^+ = V^-$, on obtient :

$$T = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Question 4

On passe de l'expression obtenue à la question 1 à celle de la question 3 lorsqu'on suppose que $A_{VD} \gg \frac{R_1+R_2}{R_1}$.

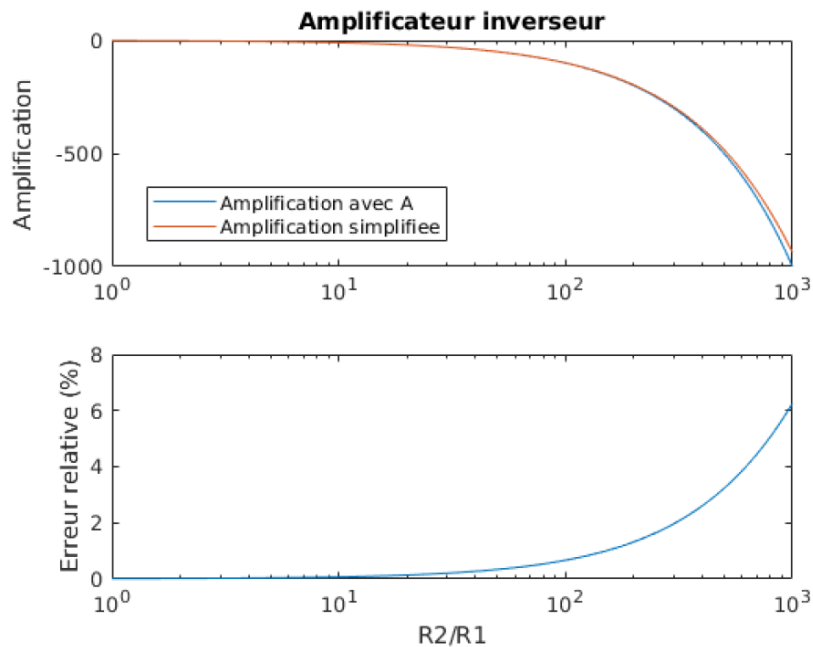
Il est fréquent de prendre des valeurs de résistances telles que $R_2/R_1 \approx 10$. Cette hypothèse est avérée dans le majorité des cas.

Exemple

On souhaite montrer ici l'erreur commise sur la valeur de l'amplification entre la formule complète (incluant l'amplification différentielle) et l'approximation faite en régime linéaire, en fonction de l'amplification R_2/R_1 voulue pour le système.

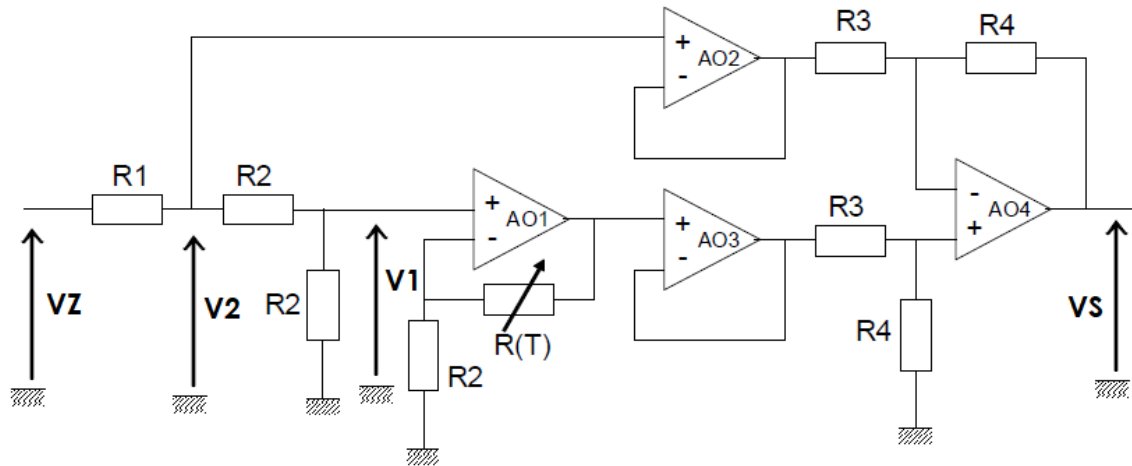
Pour cela, on fixe $A_{VD} = 15 \cdot 10^3$ la valeur minimale que l'on trouve dans la documentation technique du TL081 (par exemple) et on fait varier le rapport R_2/R_1 de 2 à 10^3 .

On obtient alors la figure suivante :



Exercice 3 - Mettre en forme un capteur de température

On se propose d'étudier le circuit suivant :



La thermistance utilisée est de type PT100. La relation entre sa résistance (en Ohms) et la température (en °C) est la suivante :

$$R(T) = 100 (1 + 3.90810^{-3}T - 5.80210^{-7}T^2)$$

1. Découpez le montage précédent en sous-ensemble.
2. Donnez la relation de V_S en fonction de $R(T)$ et de V_Z .

Réponse

Etude du montage

Pour étudier ce circuit, on commence par **décomposer en blocs** plus facilement calculables, en partant du signal de sortie.

De manière générale, chaque amplificateur linéaire (ALI) correspond à un montage particulier. Il peut donc être intéressant d'identifier les montages associés à chaque ALI.

Ici, on peut décomposer de cette façon :

- Autour de l'AO4 : amplificateur différentiel
- Autour des AO2 et AO3 : suiveur / découplage
- Autour de l'AO1 : montage linéaire de type amplificateur / tension de sortie dépendante de la température
- Autour de la diode Zener : tension de référence

AO1

Hypothèse classique : fonctionnement linéaire ($V^+ = V^-$) et ALI parfait ($i^+ = i^- = 0$).

$V^+ = V_Z \cdot R_2 / (R_1 + 2R_2)$ et $V^- = V_1 \cdot R_2 / (R_2 + R(T))$, alors :

$$V_1 = V_Z \cdot \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \cdot \frac{R_2 + R(T)}{R_2} = V_Z \cdot \frac{R_2 + R(T)}{R_1 + 2R_2}$$

AO2 : suiveur / diviseur de tension

$$V_2 = V_Z \cdot \frac{2 \cdot R_2}{R_1 + 2R_2}$$

AO3 : suiveur

$$V_3 = V_1$$

AO4

$$V_- = (V_S/R_4 + V_2/R_3)/(1/R_3 + 1/R_4) \text{ (Millmann)}$$

$$V_+ = V_3 \cdot R_4/(R_3 + R_4)$$

On a alors :

$$V_S = (V_3 - V_2) \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

Montage complet

$$V_S = V_Z \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R(T) - R_2}{R_1 + 2R_2}$$

$$V_S = V_Z \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \cdot \left(\frac{R(T)}{R_2} - 1 \right)$$

Lorsque $T < 0$, $R(T) < R_2$ et donc $V_S < 0$. Alimentation symétrique indispensable.

TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption: 1.4 mA/ch Typical
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias Current: 30 pA Typical
- Low Input Offset Current: 5 pA Typical
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% Typical
- High Input Impedance: JFET Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 13 V/μs Typical
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

2 Applications

- Tablets
- White goods
- Personal electronics
- Computers

3 Description

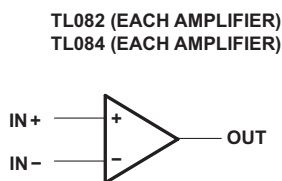
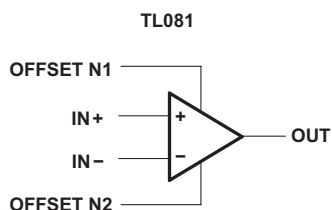
The TL08xx JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL084xD	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
TL08xxFK	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
TL084xJ	CDIP (14)	19.56 mm × 6.92 mm
TL084xN	PDIP (14)	19.3 mm × 6.35 mm
TL084xNS	SO (14)	10.3 mm × 5.3 mm
TL084xPW	TSSOP (14)	5.0 mm × 4.4 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Schematic Symbol



6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

			MIN	MAX	UNIT
V _{CC+}	Supply voltage ⁽²⁾			18	V
V _{CC-}				-18	
V _{ID}	Differential input voltage ⁽³⁾			±30	V
V _I	Input voltage ⁽²⁾⁽⁴⁾			±15	V
	Duration of output short circuit ⁽⁵⁾			Unlimited	
	Continuous total power dissipation			See Dissipation Rating Table	
T _A	Operating free-air temperature	TL08_C TL08_AC TL08_BC	0	70	°C
		TL08_I	-40	85	
		TL084Q	-40	125	
		TL08_M	-55	125	
	Operating virtual junction temperature			150	°C
T _C	Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	J or JG package		300	
T _{stg}	Storage temperature		-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.
- (3) Differential voltages are at IN+, with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge		V
	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	1000	
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	1500	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

			MIN	MAX	UNIT
V _{CC+}	Supply voltage		5	15	V
V _{CC-}	Supply voltage		-5	-15	V
V _{CM}	Common-mode voltage		V _{CC-} + 4	V _{CC+} - 4	V
T _A	Ambient temperature	TL08xM	-55	125	°C
		TL08xQ	-40	125	
		TL08xI	-40	85	
		TL08xC	0	70	

Electrical Characteristics for TL08xC, TL08xxC, and TL08xl (continued)

 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	TL081C, TL082C, TL084C			TL081AC, TL082AC, TL084AC			TL081BC, TL082BC, TL084BC			TL081I, TL082I, TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{CC}	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
V_{OI}/V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$		120			120			120			120		dB

6.6 Electrical Characteristics for TL08xM and TL084x

 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	T _A	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO}	Input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C		3	6		3	9	mV
			Full range			9		15		
α _{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	Full range		18		18		μV/°C	
I _{IO}	Input offset current ⁽²⁾	V _O = 0	25°C		5	100		5	100	pA
			125°C			20		20	nA	
I _{IB}	Input bias current ⁽²⁾	V _O = 0	25°C		30	200		30	200	pA
			125°C			50		50	nA	
V _{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C	±11	−12 to 15		±11	−12 to 15	V	
V _{OM}	Maximum peak output voltage swing	R _L = 10 kΩ	25°C	±12	±13.5		±12	±13.5		V
		R _L ≥ 10 kΩ	Full range	±12		±12				
		R _L ≥ 2 kΩ		±10	±12	±10	±12			
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _O = ±10 V, R _L ≥ 2 kΩ	25°C	25	200		25	200		V/mV
			Full range	15		15				
B ₁	Unity-gain bandwidth		25°C		3		3		MHz	
r _i	Input resistance		25°C		10 ¹²		10 ¹²		Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _{IC} = V _{ICRmin} , V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	80	86		80	86	dB	
k _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio (ΔV _{CC±} /ΔV _{IO})	V _{CC} = ±15 V to ±9 V, V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	80	86		80	86	dB	
I _{CC}	Supply current (each amplifier)	V _O = 0, No load	25°C		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
V _{O1} /V _{O2}	Crosstalk attenuation	A _{VD} = 100	25°C		120		120		dB	

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.
- (2) Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in [Figure 13](#). Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

6.7 Operating Characteristics

 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \text{pF}$, See Figure 19	8 ⁽¹⁾	13		V/ μs
	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100\ \text{pF}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C , See Figure 19	5 ⁽¹⁾			

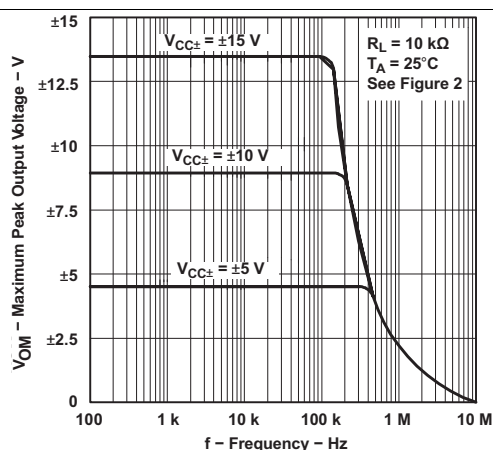
- (1) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.

6.9 Typical Characteristics

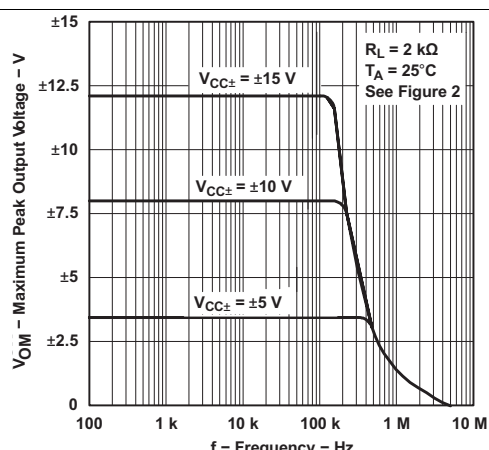
Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. The Figure numbers referenced in the following graphs are located in [Parameter Measurement Information](#).

Table 1. Table of Graphs

			Figure
V_{OM}	Maximum peak output voltage	versus Frequency versus Free-air temperature versus Load resistance versus Supply voltage	Figure 1, Figure 2, Figure 3 Figure 4 Figure 5 Figure 6
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	versus Free-air temperature versus Load resistance	Figure 7 Figure 8
	Differential voltage amplification	versus Frequency with feed-forward compensation	Figure 9
P_D	Total power dissipation	versus Free-air temperature	Figure 10
I_{CC}	Supply current	versus Free-air temperature versus Supply voltage	Figure 11 Figure 12
I_{IB}	Input bias current	versus Free-air temperature	Figure 13
	Large-signal pulse response	versus Time	Figure 14
V_O	Output voltage	versus Elapsed time	Figure 15
CMRR	Common-mode rejection ratio	versus Free-air temperature	Figure 16
V_n	Equivalent input noise voltage	versus Frequency	Figure 17
THD	Total harmonic distortion	versus Frequency	Figure 18



**Figure 1. Maximum Peak Output Voltage
vs
Frequency**



**Figure 2. Maximum Peak Output Voltage
vs
Frequency**

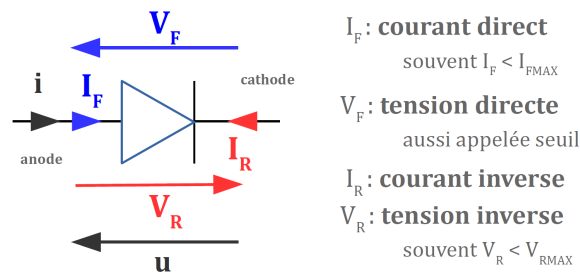
TD3 - Diodes

Exercice 0 - Caractéristique d'une diode

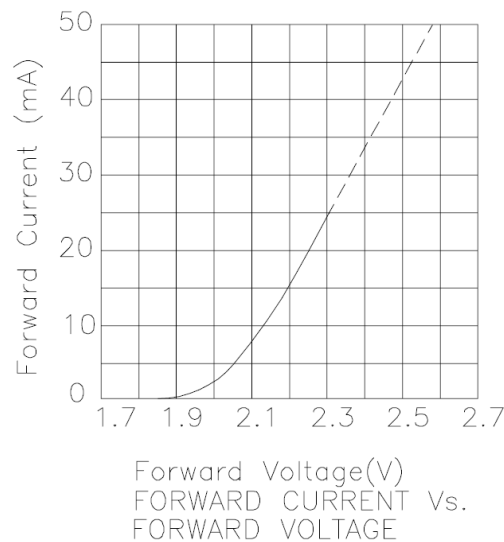
1. Rappeler la caractéristique statique d'une diode.
2. Dans le cas d'une LED, dans quelle partie de la caractéristique émet-elle des photons ?
3. Dans le cas d'une photodiode, dans quelle partie de la caractéristique peut-elle servir de capteur de photons ?

Réponse

On suppose la convention courant-tension suivante :

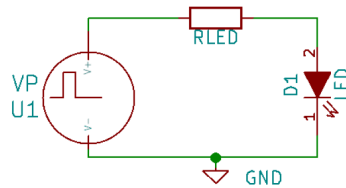


La caractéristique statique d'une diode (LED rouge dans cet exemple) est la suivante :



Exercice 1 - Émettre des photons à partir d'une LED

On souhaite réaliser un montage émetteur à l'aide d'une **diode rouge** de type KingBright L-53HD. On propose d'étudier le montage suivant :



On donne une partie de la documentation :

Absolute Maximum Ratings at $T_A=25^\circ\text{C}$

Parameter	Bright Red	Units
Power dissipation	120	mW
DC Forward Current	25	mA
Peak Forward Current [1]	130	mA
Reverse Voltage	5	V
Operating/Storage Temperature	-40°C To $+85^\circ\text{C}$	
Lead Solder Temperature [2]	260°C For 5 Seconds	

Notes:

1. 1/10 Duty Cycle, 0.1ms Pulse Width.
2. 2mm below package base.

1. Cas 1 : La source de tension V_P est une **source continue**. Elle délivre une différence de potentiel de 5 V.
 - (a) Quelle est la valeur maximale du courant que la diode peut supporter dans ces conditions ?
 - (b) Quelle est la valeur minimale que doit avoir R_{LED} pour respecter cette condition ?
 - (c) Quel sera alors le courant moyen qui traversera la LED ?
2. Cas 2 : La source de tension V_P est une **source impulsionnelle**. Elle délivre des impulsions de 5 V de durée 0.1 ms avec une fréquence de répétition de 1 kHz.
 - (a) Quelle est la valeur maximale du courant que la diode peut supporter dans ces conditions ?
 - (b) Quelle est la valeur minimale que doit avoir R_{LED} pour respecter cette condition ?
 - (c) Quel sera alors le courant moyen qui traversera la LED ?

Réponse - Cas 1

Question 1.a

Une tension continue (et donc un courant continu) sera appliqué sur la LED dans les conditions décrites. Ainsi, la donnée qui nous intéresse est le courant direct maximal (ou *DC Forward Current*). $I_{FMAXDC} = 25 \text{ mA}$.

Question 1.b

Lorsque la diode est passante, elle est soumise à une différence de potentiel nommée tension directe ou V_F (*Forward Voltage*). Cette différence de potentiel est donnée pour un courant continu de 20 mA. $V_F = 2.5 \text{ V}$.

La loi des mailles donne ensuite : $V_P = R_{LED} \cdot I_F + V_F$. On a alors le courant I_F qui vaut : $I_F = \frac{V_P - V_F}{R_{LED}}$.

Or on souhaite que $I_F < I_{FMAXDC}$. On obtient alors que

$$R_{LED} > \frac{V_P - V_F}{I_{FMAXDC}} = 100 \Omega$$

Question 1.c

$$\langle I_F \rangle = I_{FMAXDC}$$

Réponse - Cas 2

Question 2.a

La durée de l'impulsion délivrée est $t_{on} = 0.1$ ms. La période du signal est $T = 1/f = 1$ ms. Le rapport cyclique vaut alors $D = \frac{t_{on}}{T} = 0.1$.

D'après la documentation technique, dans ces conditions d'utilisation, il est possible d'utiliser un courant plus important, la LED ayant le temps entre deux impulsions de "refroidir". Ainsi, le courant $I_{FMAX} = 130$ mA.

Question 2.b

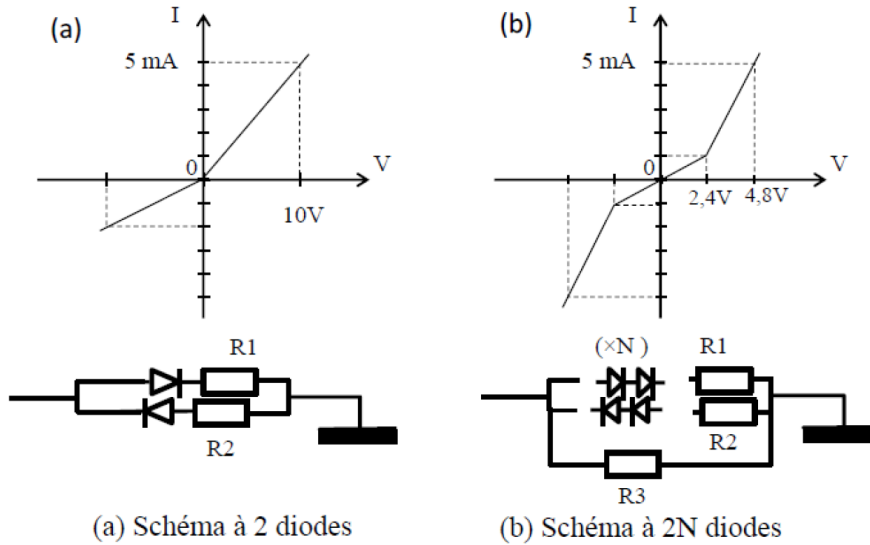
De la même manière que précédemment, on a $R_{LED} > \frac{V_P - V_F}{I_{FMAX}} = 19 \Omega$

Question 2.c

$$\langle I_F \rangle = \int_0^T i(t) dt = D \cdot I_{FMAX} = 13 \text{ mA}$$

Exercice 2 - Modifier la forme d'une tension

On considère les deux montages suivants :



1. Dans le cas du montage de la figure (a) et d'utilisation de diodes parfaites et idéales, que doivent valoir R_1 et R_2 pour obtenir la caractéristique tracée dans le graphe $I(V)$?
2. Dans le cas du montage de la figure (b), les diodes ont pour seuil $0,6\text{ V}$. Que doivent valoir R_1 , R_2 et R_3 et le nombre de diodes N ($N = 2$ a été dessiné arbitrairement) pour obtenir la caractéristique tracée dans le graphe $I(V)$?

Réponse

Question 1 / Montage a

R_1 donne la pente lorsque $V < 0$, on a alors : $R_1 = \Delta V / \Delta I = 10/5 \cdot 10^{-3} = 2\text{ k}\Omega$

De même, R_2 donne la pente lorsque $V > 0$, on a alors : $R_2 = \Delta V / \Delta I = 10/2 \cdot 10^{-3} = 5\text{ k}\Omega$

Question 1 / Montage b

Entre -2.4 V et $+2.4\text{ V}$, seule la résistance R_3 intervient, les diodes des autres branches sont bloquées.

On a alors : $R_3 = \Delta V / \Delta I = 2.4/10^{-3} = 2.4\text{ k}\Omega$

Pour un changement de comportement à $+2.4\text{ V}$, il faut au total $N = 4$ diodes en série ($4 \cdot 0.6\text{ V} = 2.4\text{ V}$).

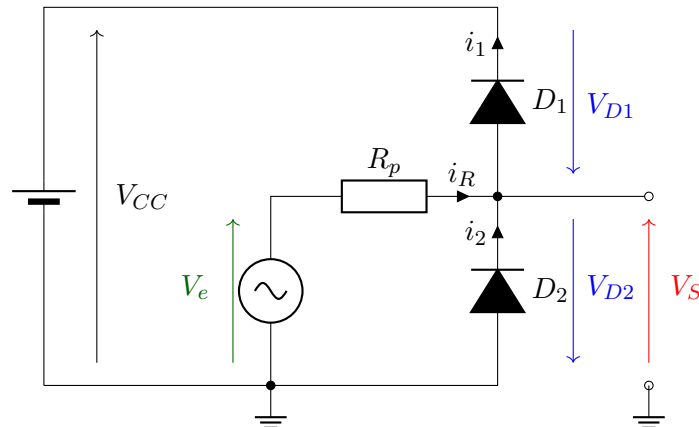
Les pentes avant -2.4 V et après 2.4 V étant les mêmes, $R_1 = R_2$

De plus, dans cette zone-là, $R_1 // R_3 = R_1 \cdot R_3 / (R_1 + R_3) = \Delta V / \Delta I = 2.4/4 \cdot 10^{-3} = 600\text{ }\Omega$

Ainsi, $R_1 = 800\text{ }\Omega$.

Exercice 3 - Limiter une tension

Soit le circuit suivant :



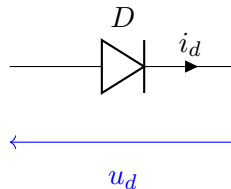
1. Sous quelles conditions sur V_S la diode D_1 est-elle passante ? De même pour la diode D_2 ?
2. Donnez la forme du signal de sortie V_S si on suppose que le signal V_e est sinusoïdal d'amplitude $2 \cdot V_{CC}$ et de valeur moyenne nulle.

Réponse

Loi des mailles du circuit :

1. $V_{CC} + V_{D1} + R_p \cdot i_R - V_e = 0$
2. $-V_{D2} + R_p \cdot i_R - V_e = 0$
3. $V_{D2} = -V_S$

Les éléments D_1 et D_2 ont des caractéristiques tension-courant non linéaires.



On peut modéliser les diodes de la manière suivante :

- si $u_D > V_F$, $i_d > 0$ et $u_d = V_F$
- sinon $i_d = 0$

V_F est la tension directe (*forward*) qui est un seuil de conduction dépendant du matériau utilisé. Cette valeur est fournie par le constructeur.

Montage

Comme il y a 2 éléments non linéaires dans le montage à étudier (et comme il y a peu de chance que les deux éléments conduisent ou soient bloquées en même temps), il y a 4 cas à traiter.

Nous allons partir d'une hypothèse sur la conduction des deux éléments et déterminer par la suite dans quelles conditions il est possible d'atteindre cet état.

CAS 1 D_1 et D_2 bloquées.

On a $i_1 = i_2 = 0$. Par la loi des noeuds entre les diodes on peut aussi en déduire que $i_r = i_1 + i_2 = 0$.

Ainsi, les lois des mailles 2 et 3 donnent : $V_S = V_E$.

Pour être dans ce cas, il est impératif de vérifier les conditions suivantes : $V_{D1} < V_F$ (a) et $V_{D2} < V_F$ (b) (où V_F est la tension seuil de conduction des diodes).

Cas (a)

$$V_{D1} = V_E - V_{CC} - R_p \cdot i_R \text{ d'après 1}$$

Ainsi $V_{D1} < V_F$ entraîne $V_E - V_{CC} < V_F$ et donc

$$V_E < V_{CC} + V_F$$

.

Cas (b)

$$V_{D2} = -V_E + R_p \cdot i_R \text{ d'après 2}$$

Ainsi $V_{D2} < V_F$ entraîne $-V_E < V_F$ et donc

$$V_E > -V_F$$

.

Pour résumé, lorsque $-V_F < V_E < V_{CC} + V_F$, les deux diodes sont bloquées et $V_S = V_E$.

CAS 2 D_1 bloquée et D_2 passante

On a $i_1 = 0$ mais $i_2 \neq 0$. Par la loi des noeuds entre les diodes on peut aussi en déduire que $i_r = -i_2$.

De plus, $V_{D2} = V_F$. D'après 3, on a alors

$$V_S = -V_F$$

Cette condition est réalisée lorsque $V_{D2} > V_F$, ce qui entraîne $-V_E > V_F$ et donc

$$V_E < -V_F$$

.

On peut vérifier que dans cette condition, D_1 est bien bloquée.

CAS 3 D_1 passante et D_2 bloquée

On a $i_1 \neq 0$ mais $i_2 = 0$. Par la loi des noeuds entre les diodes on peut aussi en déduire que $i_r = i_1$.

De plus, $V_{D1} = V_F$. D'après 1, on a alors

$$V_S = V_{CC} + V_F$$

Cette condition est réalisée lorsque $V_{D1} > V_F$, ce qui entraîne $V_E - V_{CC} > V_F$ et donc

$$V_E > V_{CC} + V_F$$

.

On peut également vérifier que dans cette condition, D_2 est bien bloquée.

CAS 4 D_1 et D_2 passantes

Ce cas est impossible, d'après les conditions calculées dans le cas 1 (si V_{CC} est strictement positif).

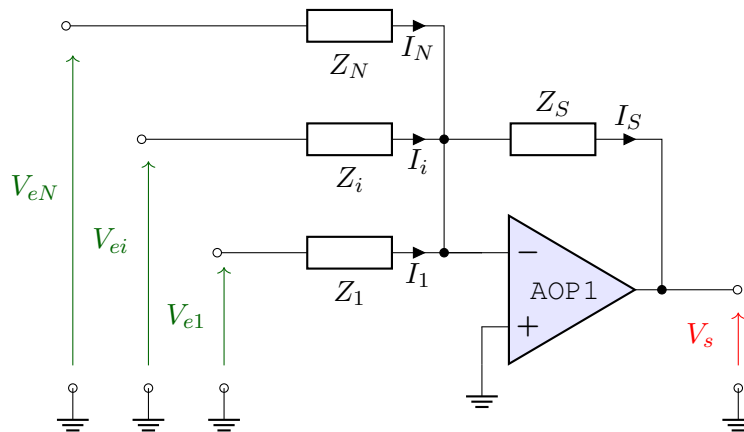
TD4 - ALI / Structures de base

Ce TD fait suite au TD2, dans lesquelles certaines notions ont déjà abordées.

Dans ce TD, on fera l'hypothèse que les amplificateurs linéaires intégrés sont parfaits (pas de limite de bande-passante).

Exercice 1 - Sommateur

Soit le circuit suivant :



1. Calculez les courants I_i pour chacune des branches d'entrée.
2. Calculez le courant I_S traversant l'impédance Z_S .
3. Trouvez alors la relation entre V_S et la somme des différentes tensions V_{ei} .

Réponse

Question 1

Le montage autour de l'ALI possède une boucle de contre-réaction (via l'impédance Z_S). On peut donc faire l'hypothèse que le montage fonctionne en régime "linéaire", ainsi $V^+ = V^-$.

De plus, $V^+ = 0$.

Aux bornes de l'impédance Z_i , on a la différence de potentiel $V_{ei} - V^-$ et par la loi d'Ohms : $I_i = \frac{V_{ei} - V^-}{Z_i}$.

Question 2

Aux bornes de l'impédance Z_S , on a la différence de potentiel $V^- - V_S$ et par la loi d'Ohms : $I_S = \frac{V^- - V_S}{Z_S}$.

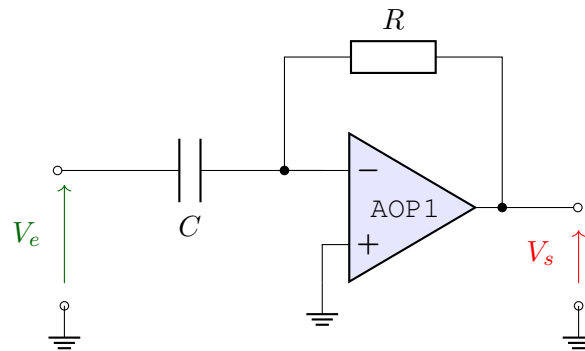
Question 3

Au noeud du potentiel V^- , on peut écrire que la somme des courants I_i est égale à I_S ($i^- = 0$, impédance d'entrée très grande).

Ainsi : $V_S = - \sum_{i=1}^N \frac{Z_S}{Z_i} * V_{ei}$

Exercice 2 - Dérivateur

Soit le circuit suivant :



1. Donnez la relation entre la tension de sortie V_s et la tension d'entrée V_e .
2. La fonction trouvée correspond-elle bien au titre de l'exercice ?

Réponse

Question 1

Il s'agit d'un montage amplificateur inverseur. Ainsi,

$$\frac{V_s}{V_e} = -j \cdot R \cdot C \cdot \omega$$

Question 2

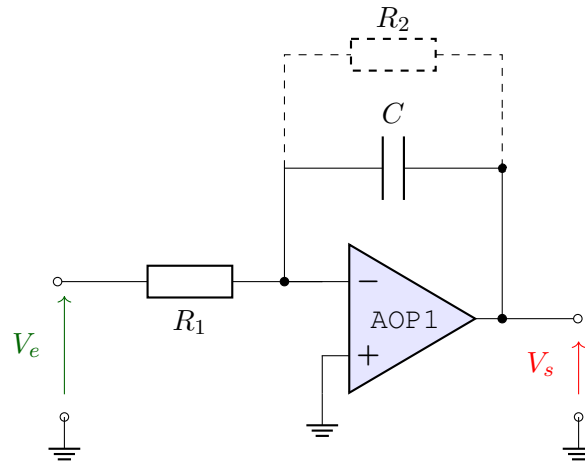
Dans le domaine temporel, on peut calculer le courant dans la capacité : $i_C = C \cdot \frac{dV_e}{dt}$.
Ainsi

$$V_s = -R \cdot i_C = R \cdot C \cdot \frac{dV_e}{dt}$$

La tension de sortie est proportionnelle à la dérivée temporelle de la tension d'entrée.

Exercice 3 - Intégrateur

Soit le circuit suivant :



1. Donnez la relation entre la tension de sortie V_S et la tension d'entrée V_e , dans le cas où R_2 n'est pas introduite dans le circuit.
2. La fonction trouvée correspond-elle bien au titre de l'exercice ?
3. Donnez la relation entre la tension de sortie V_S et la tension d'entrée V_e , dans le cas où R_2 est introduite dans le circuit.
4. Dans quelle gamme de fréquence retrouve-t-on la fonction d'intégrateur ?

Réponse

Question 1

Il s'agit d'un montage amplificateur inverseur.

Si R_2 n'est pas présente, on a :

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{1}{j \cdot R_1 \cdot C \cdot \omega}$$

Question 2

De la même façon que précédemment, dans le domaine temporel, on peut calculer le courant dans la capacité : $i_C = -C \cdot \frac{dV_S}{dt}$.

On obtient alors : $\frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_e}{R \cdot C}$

Question 3

Avec R_2 , on peut calculer Z_2 , l'impédance de la mise en parallèle de C et R_2 .

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j \cdot R_2 \cdot C \cdot \omega}$$

Ainsi, on obtient :

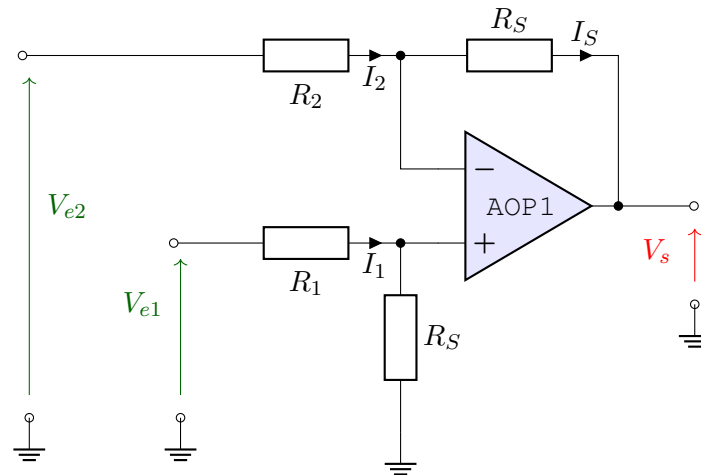
$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot R_2 \cdot C \cdot \omega}$$

Question 4

On obtient un comportement intégrateur pour une pulsation supérieure à la pulsation de coupure de ce montage passe-bas, soit $\omega > \frac{1}{R_2 \cdot C}$

Exercice 4 - Différence de potentiels

Soit le circuit suivant :



1. Calculez la tension V^+ et la tension V^- .
2. Donnez alors la relation entre la tension de sortie V_S et les tensions d'entrée V_{e1} et V_{e2} .

Réponse

Question 1

On supposera les courants d'entrée i^+ et i^- négligeables face aux autres courants mis en jeu.

Ainsi :

$$V^+ = \frac{R_S}{R_S + R_1} \cdot V_{e1}$$

$$I_2 = \frac{V_{e2} - V^-}{R_2} = I_S = \frac{V^- - V_S}{R_S}$$

On obtient alors

$$V^- = \frac{1}{R_S + R_2} \cdot (R_S \cdot V_{e2} + R_2 \cdot V_S)$$

Question 2

Le montage autour de l'ALI possède une boucle de contre-réaction (via l'impédance R_S). On peut donc faire l'hypothèse que le montage fonctionne en régime "linéaire", ainsi $V^+ = V^-$.

Ainsi :

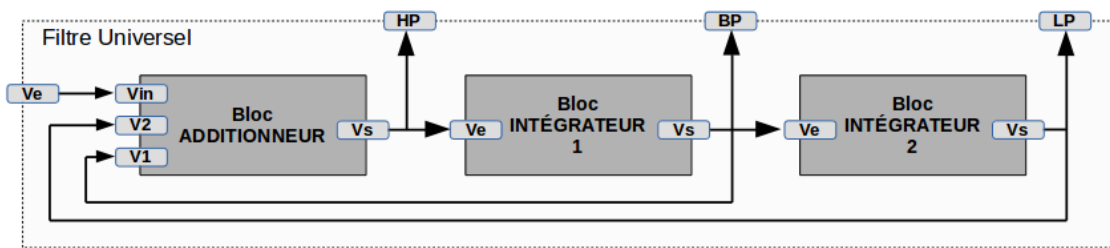
$$V_S = \frac{R_S + R_2}{R_S + R_1} \cdot \frac{R_S}{R_2} \cdot (V_{e1} - V_{e2})$$

TD5 - ALI / Structures avancées

Ce TD fait suite au TD2 et au TD4, dans lesquelles certaines notions ont déjà abordées. Il s'appuie notamment sur les structures de base vu dans le TD4.

Exercice 1 - Filtre universel / UAF42

Soit la structure suivante, basée sur les montages vus précédemment :



1. Calculer V_{HP} en fonction de V_{in} et des divers composants.
2. Calculer V_{BP} et V_{LP} .
3. Que peuvent signifier les noms donnés aux signaux de sortie ?

On s'intéresse au composant **UAF42**, dont quelques pages de documentation technique sont données en annexe.

4. Retrouve-t-on la structure étudiée précédemment dans le schéma de la page 1 de la documentation technique ?
5. Le câblage de la figure 1 de la page 6 de la documentation technique est-il conforme à la structure universelle proposée précédemment ?
6. Retrouve-t-on la fonction de transfert calculée précédemment ?
7. Que doivent valoir R_{F1} et R_{F2} pour obtenir une pulsation de coupure de $30 \cdot 10^3$ rad/s ?

Réponse

Question 1

$$V_{HP} = V_{in} + V_{BP} + V_{LP}$$

Question 2

$$\text{Or, } V_{BP} = -\frac{V_{HP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} \text{ et } V_{LP} = -\frac{V_{BP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} = \frac{V_{HP}}{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Ainsi :

$$V_{HP} = V_{in} - \frac{V_{HP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} - \frac{V_{HP}}{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

On obtient alors la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}{1 + j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega + (j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

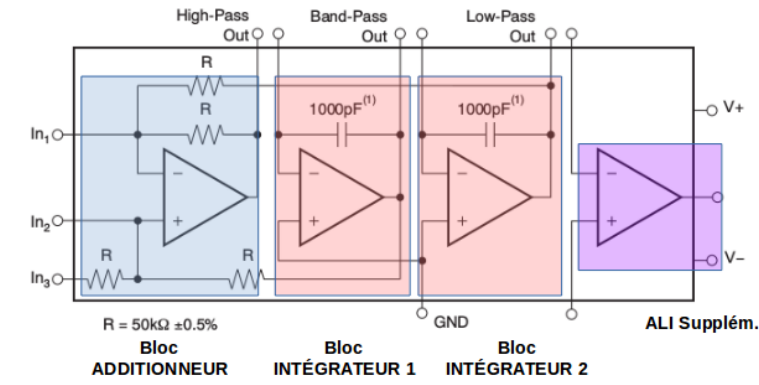
Question 3

On s'aperçoit que les fonctions de transfert trouvées aux questions précédentes correspondent respectivement à :

- $\frac{V_{HP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-haut du second ordre (High Pass)
- $\frac{V_{BP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-bande (Band Pass)
- $\frac{V_{LP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-bas du second ordre (Low Pass)

Questions 4/5

On retrouve l'ensemble des éléments précédents.



Questions 6

Si on s'intéresse aux équations données à la page 5 de la documentation technique, on retrouve en effet des fonctions de transfert proches de celle calculée précédemment. Avec $s = j \cdot \omega$.

Questions 7

La documentation technique donne

$$\omega_n^2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_{F1} \cdot R_{F2} \cdot C_1 \cdot C_2}$$

Avec : $C_1 = C_2 = 1000 \text{ pF}$ et $R_1 = R_2 = k\Omega$

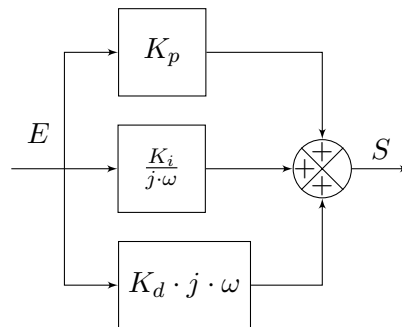
Exercice 2 - Asservissement d'intensité lumineuse

Ce TD est en lien avec la dernière partie des TP sur la photodétection.

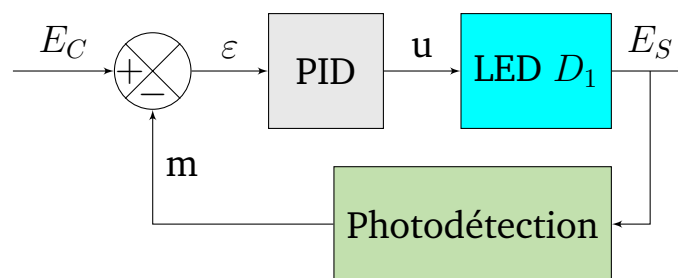
1. Proposez une architecture pour un **correcteur PID** (proportionnel, intégral, dérivé).
2. Proposez une architecture permettant d'**asservir l'intensité lumineuse** d'un éclairage à LED sur une surface (plan de travail par exemple).

Réponse

Question 1



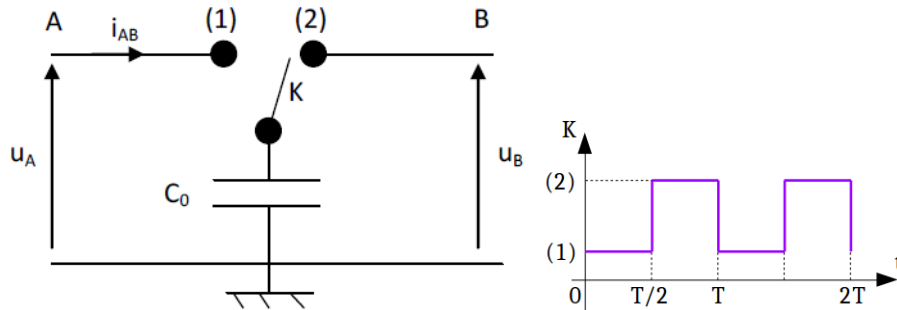
Question 2



Exercice 3 - Capacité commutée

Nous allons nous intéresser à présent à des filtres dont la fréquence de coupure est pilotable par un signal extérieur.

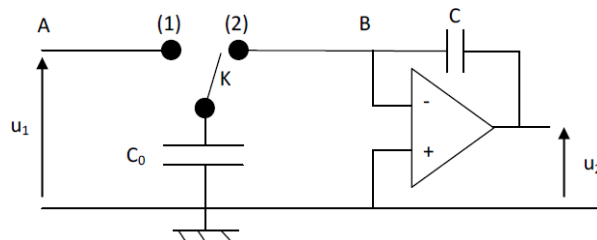
On donne dans un premier temps la structure suivante, dont l'interrupteur K est piloté par le signal de commande ci-dessous :



1. Calculez la charge stockée dans C_0 entre les instants 0 et $T/2$, puis entre les instants $T/2$ et T .
2. Quelle quantité de charges passe de A vers B entre les instants 0 et T ?
3. Calculez alors le courant moyen circulant du point A au point B pendant une période T .
4. Donnez l'expression de la résistance équivalente R_{AB} vue entre les bornes A et B de cette cellule.

On réalise un intégrateur à partir du circuit de la figure 2.

1. Donnez la fonction de transfert du circuit $T(j\omega) = u_2/u_1$ en fonction de R_{AB} et de C .



2. Que devient alors la fonction de transfert $T(j\omega) = u_2/u_1$ en fonction des éléments du système (C_0 et C)?
3. Quel est l'intérêt d'un tel circuit?



UNIVERSAL ACTIVE FILTER

Check for Samples: [UAF42](#)

FEATURES

- **VERSATILE:**
 - Low-Pass, High-Pass
 - Band-Pass, Band-Reject
- **SIMPLE DESIGN PROCEDURE**
- **ACCURATE FREQUENCY AND Q:**
 - Includes On-Chip 1000pF $\pm 0.5\%$ Capacitors

APPLICATIONS

- **TEST EQUIPMENT**
- **COMMUNICATIONS EQUIPMENT**
- **MEDICAL INSTRUMENTATION**
- **DATA ACQUISITION SYSTEMS**
- **MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41**

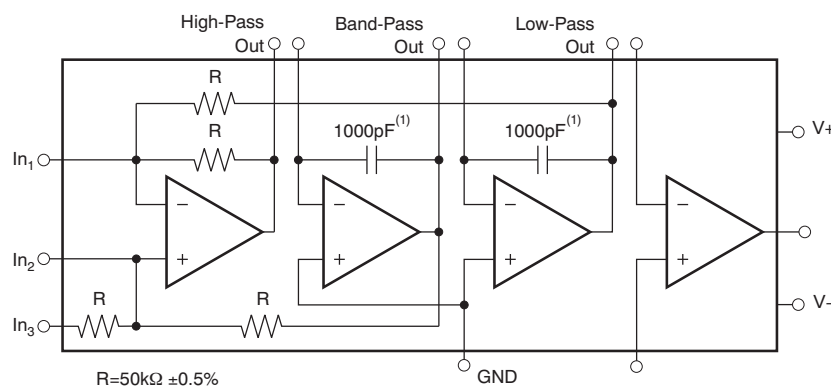
DESCRIPTION

The UAF42 is a universal active filter that can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classic state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This architecture solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types, such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and Inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOIC-16 surface-mount packages, specified for the -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.


NOTE: (1) $\pm 0.5\%$.


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1992–2010, Texas Instruments Incorporated

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
FILTER PERFORMANCE					
Frequency Range, f_n	$f = 1\text{kHz}$		0 to 100		kHz
Frequency Accuracy				1	%
vs Temperature			0.01		%/ $^{\circ}\text{C}$
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product			500		kHz
Q vs Temperature	$(f_0 \cdot Q) < 10^4$		0.01		%/ $^{\circ}\text{C}$
	$(f_0 \cdot Q) < 10^5$		0.025		%/ $^{\circ}\text{C}$
Q Repeatability	$(f_0 \cdot Q) < 10^5$		2		%
Offset Voltage, Low-Pass Output				± 5	mV
Resistor Accuracy			0.5	1	%
OFFSET VOLTAGE⁽¹⁾					
Input Offset Voltage	$V_S = \pm 6\text{V to } \pm 18\text{V}$		± 0.5	± 5	mV
vs Temperature			± 3		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
vs Power Supply		80	96		dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
NOISE					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 10\text{Hz}$					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$					
Voltage Noise: BW = 0.1Hz to 10Hz					
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			2		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE⁽¹⁾					
Common-Mode Input Range	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$	80	± 11.5		V
Common-Mode Rejection			96		dB
INPUT IMPEDANCE⁽¹⁾					
Differential			$10^{13} 2$		ΩpF
Common-Mode			$10^{13} 6$		ΩpF
OPEN-LOOP GAIN⁽¹⁾					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Slew Rate	$G = +1$		10		V/ μs
Gain-Bandwidth Product			4		MHz
Total Harmonic Distortion			0.1		%
OUTPUT⁽¹⁾					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	± 11	± 11.5		V
Short Circuit Current			± 25		mA

(1) Specifications apply to uncommitted op amp, A_4 . The three op amps forming the filter are identical to A_4 but are tested as a complete filter.

APPLICATION INFORMATION

The UAF42 is a monolithic implementation of the proven state-variable analog filter topology. This device is pin-compatible with the popular UAF41 analog filter, and it provides several improvements.

The slew rate of the UAF42 has been increased to 10V/μs, versus 1.6V/μs for the UAF41. Frequency • Q product of the UAF42 has been improved, and the useful natural frequency extended by a factor of four to 100kHz. FET input op amps on the UAF42 provide very low input bias current. The monolithic construction of the UAF42 provides lower cost and improved reliability.

DESIGN PROGRAM

Application report [SBFA002](#) (available for download at www.ti.com) and a computer-aided design program also available from Texas Instruments, make it easy to design and implement many kinds of active filters. The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values.

Low-pass, high-pass, band-pass and band-reject (notch) filters can be designed. The program supports the three most commonly-used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev and Bessel. The less-familiar inverse Chebyshev is also supported, providing a smooth passband response with ripple in the stop band.

With each data entry, the program automatically calculates and displays filter performance. This feature allows a spreadsheet-like *what-if* design approach. For example, a user can quickly determine, by trial and error, how many poles are required for a desired attenuation in the stopband. Gain/phase plots may be viewed for any response type.

The basic building element of the most commonly-used filter types is the second-order section. This section provides a complex-conjugate pair of poles. The natural frequency, ω_n , and Q of the pole pair determine the characteristic response of the section. The low-pass transfer function is shown in [Equation 1](#):

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{A_{LP}\omega_n^2}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (1)$$

The high-pass transfer function is given by [Equation 2](#):

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_I(s)} = \frac{A_{HP}s^2}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (2)$$

The band-pass transfer function is calculated using [Equation 3](#):

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_I(s)} = \frac{A_{BP}(\omega_n/Q)s}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (3)$$

A band-reject response is obtained by summing the low-pass and high-pass outputs, yielding the transfer function shown in [Equation 4](#):

$$\frac{V_{BR}(s)}{V_I(s)} = \frac{A_{BR}(s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (4)$$

The most common filter types are formed with one or more cascaded second-order sections. Each section is designed for ω_n and Q according to the filter type (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) and cutoff frequency. While tabulated data can be found in virtually any filter design text, the design program eliminates this tedious procedure.

Second-order sections may be noninverting ([Figure 1](#)) or inverting ([Figure 2](#)). Design equations for these two basic configurations are shown for reference. The design program solves these equations, providing complete results, including component values.

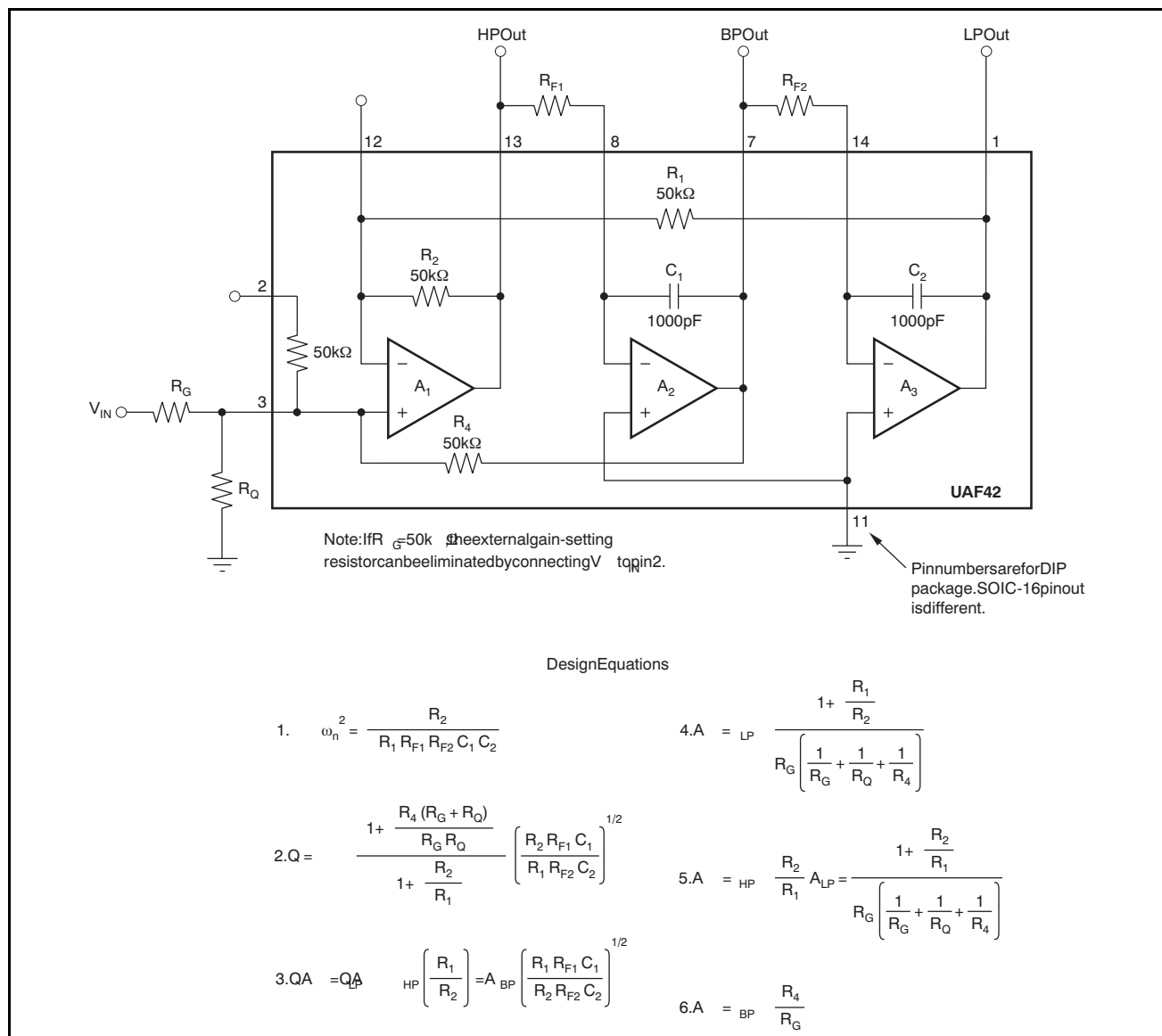


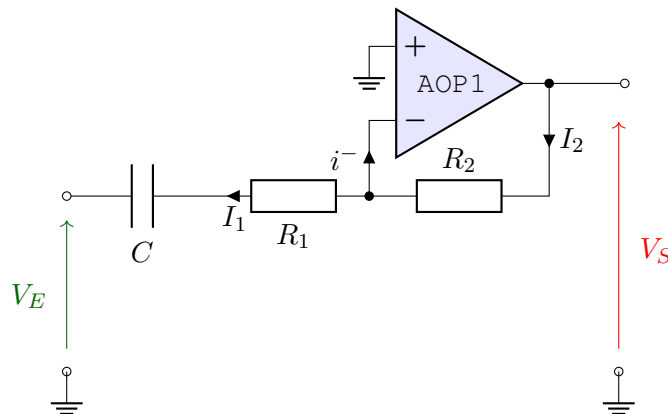
Figure 1. Noninverting Pole-Pair

TD6 - ALI / Limites et transimpédance

Ce TD fait suite au TD2, au TD4 et au TD5, dans lesquelles certaines notions ont déjà abordées.

Exercice 1 - Modélisation des ALI

On se propose d'étudier le montage suivant :



1. Donnez la fonction de transfert de ce montage dans le cas des hypothèses classiques sur les amplificateurs intégrés (régime linéaire en particulier : $V^+ = V^-$).
2. Donnez la fonction de transfert de ce même montage en faisant l'hypothèse que la relation qui régit l'amplificateur linéaire est la suivante : $V_S = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$.
3. Donnez la fonction de transfert de ce même montage en faisant l'hypothèse que la relation qui régit l'amplificateur linéaire est la suivante : $V_S = A(j\omega) \cdot (V^+ - V^-)$.

On prendra

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

4. Expliquez alors la différence de comportement obtenu entre les 3 modélisations.

Réponse

TO DO

Exercice 2 - Amplifier un signal

Proposez un circuit permettant d'amplifier un signal de 27dB , tout en garantissant une bande-passante de 400kHz .

On utilisera des amplificateurs linéaires intégrés de type TL081 (documentation partielle donnée en annexe du TD2).

Réponse

On souhaite un gain $G_{dB} = 27\text{dB}$.

On rappelle que $G_{dB} = 20 \cdot \log(A)$ avec A l'amplification.

Ainsi $A = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} = 22.4$.

Le **produit gain bande-passante est constant** sur un ALI. Dans le cas du TL081, il vaut : $GBP = 3\text{MHz}$.

La fréquence de coupure obtenue avec un ALI de type TL081 et une amplification de 22.4 serait : $f_c = \frac{GBP}{A} = 134\text{kHz} < 400\text{kHz}$.

Un seul étage n'est donc pas suffisant.

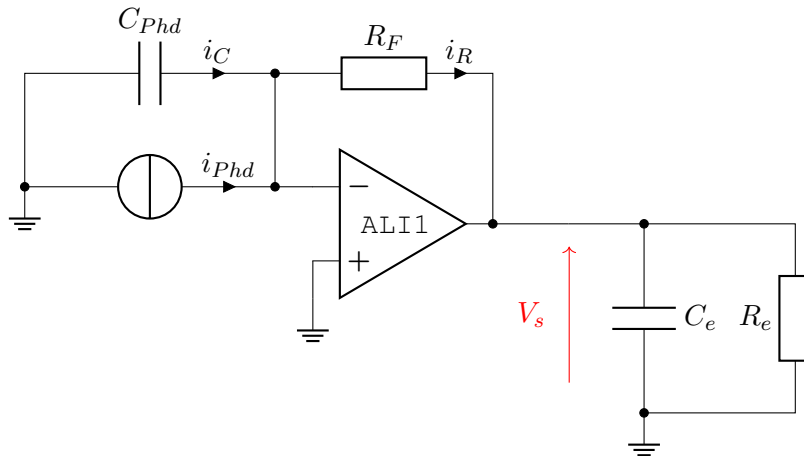
En mettant plusieurs étages amplificateurs en cascade, les amplifications se multiplient. Ainsi pour 2 étages, si on appelle K l'amplification d'un étage, on obtient alors $A = K^2$.

Chaque étage aura alors une amplification $K = \sqrt{A} = 4.73$. La bande-passante d'un étage sera alors $f_c = \frac{GBP}{K} = 634\text{kHz} > 400\text{kHz}$.

Il faudra alors utiliser 2 étages amplificateurs inverseurs (ou non-inverseurs) dont l'amplification sera de 4.73.

Exercice 3 - Montage transimpédance / Modélisation

On se propose dans un premier temps d'utiliser le montage de photodétection de type transimpédance.



1. Donnez la fonction de transfert du montage en fonction du flux lumineux reçu (ALI idéal).
2. Quelle est alors la limite en fréquence d'un tel montage ?

On prendra le modèle suivant pour l'amplificateur linéaire :

$$V_S = \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}} \cdot (V^+ - V^-)$$

3. Calculez la fonction de transfert $T(j \cdot \omega) = V_S / i_{PHD}$ de ce montage.
4. Que devient alors la limite en fréquence de ce montage ?

Réponse - cas idéal

On se basant sur les hypothèses habituelles pour un amplificateur intégré, on se trouve dans le cas d'un fonctionnement linéaire ($V^+ = V^-$) et on pourra supposer les courants d'entrée négligeables. On obtient alors que :

$$V_S = -R_F \cdot I_{PHD}$$

Même en modélisant le système de mesure par une capacité C_e et une résistance R_e en parallèle, on s'aperçoit que ces éléments n'interviennent plus dans le calcul de la fonction de transfert. Le courant fourni à ces éléments ne provient pas de la photodiode (contrairement au montage 1) mais provient de l'ALI (et de son alimentation).

Expérimentalement, cependant, on retrouve un phénomène passe-bas, inexpliqué par les relations obtenues précédemment (voir thème 2 de TP).

Réponse - modèle ALI du premier ordre

Si on s'intéresse à présent au modèle un peu plus réaliste d'un ALI, on peut alors calculer la fonction de transfert du montage précédent de manière à interpréter les résultats expérimentaux obtenus.

On a $V^+ = 0$.

Calcul de V^-

Loi des noeuds : $i_{PHD} + i_C = i_R$ (on supposera $i^- = 0$).

Calcul de i_R

Loi des mailles : $V^- - R_F \cdot i_R - V_S = 0$

Ainsi :
$$i_R = \frac{V^- - V_S}{R_F}$$

Calcul de i_C

On posera $Z_C = \frac{1}{C_{PHD} \cdot \omega}$

Loi des mailles : $V^- + Z_C \cdot i_C = 0$

Ainsi :
$$i_C = \frac{-V^-}{Z_C}$$

Calcul de V^-

$$i_{PHD} + \frac{-V^-}{Z_C} = \frac{V^- - V_S}{R_F}$$

$$\text{Ainsi : } i_{PHD} = V^- \cdot (1/R_F + 1/Z_C) - V_S/R_F$$

On obtient alors :

$$V^- = \frac{1}{1 + j \cdot R_F \cdot C_{PHD} \cdot \omega} \cdot (R_F \cdot i_{PHD} + V_S)$$

Calcul de V_S

On a $V_S = A(j\omega) \cdot (V^+ - V^-)$.

On obtient alors :

$$V_S = -A(j\omega) \cdot \frac{V_S + R_F \cdot i_{PHD}}{1 + j R_F C_{PHD} \omega}$$

On obtient ainsi la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_S}{i_{PHD}} = \frac{-A(j\omega) \cdot R_F}{1 + A(j\omega) + j R_F C_{PHD} \omega}$$

Calcul complet

En remplaçant $A(j\omega)$ par $\frac{A_0}{1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}$, on obtient alors la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_S}{i_{PHD}} = \frac{-A_0 \cdot R_F}{(1 + j R_F C_{PHD} \omega) \cdot (1 + j \omega / \omega_0) + A_0}$$

Ce système correspond alors à un filtre passe-bas du second ordre. Selon les valeurs de R_F , C_{PHD} , A_0 et ω_0 , il peut y avoir une résonance (voir document **Notions et Ressources** en TP d'Opto Electronique).