

Partie n°1 : Retour sur les fondamentaux du module SEI

Exercice n°1 : Un indicateur pour batterie

4 pts

Q1 : $V_m = \frac{R_p}{R_x + R_p} \cdot V_{bat}$ Q2 : On obtient le basculement du comparateur pour $V_m = V_{ref} = 1,235V$

Q3 : $\frac{V_{ref}}{V_{bat}} = \frac{R_p}{R_x + R_p}$ soit $R_x \cdot V_{ref} + R_p \cdot V_{ref} = R_p \cdot V_{bat}$ soit $R_x = \frac{R_p \cdot (V_{bat} - V_{ref})}{V_{ref}} = 82,3k\Omega$

Q4 : Pour que la LED s'allume (donc tension supérieure à 11,4V et donc $V_m > 1,235V$) il faut que $V_c = 0$ soit $V_- > V_+$. Il faut donc connecter V_m sur la borne - et V_{ref} sur la borne +.

Q5 : $R_L = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d} = \frac{9V - 2,2V}{10mA} = 680\Omega$

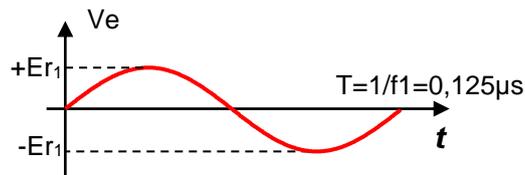
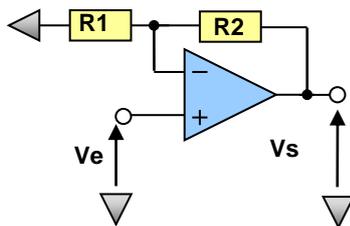
Exercice n°2 : Etude d'un amplificateur pour télémètre LASER

4 pts

Q1 : Il s'agit d'un filtre passe haut avec $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ donc $C = \frac{1}{2\pi R f_c} = 3,9nF$

Q2 : Ce filtre supprime la composante continue :

Q3 : Montage amplificateur non inverseur



$$G_{dB} = 20 \cdot \log\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{ donc } \frac{R_2}{R_1} = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} - 1 \approx 19$$

Comme $R_1 = 430\Omega$ alors $R_2 \approx 8,2k\Omega$

Q4 : Le produit gain bande est une limitation pour un amplificateur opérationnel. Cela signifie que le produit entre l'amplification et la bande passante est limité par cette quantité. Dans notre application l'amplification est de 20 (26dB) pour une bande passante de 8MHz ce qui nécessite l'emploi d'un ampli-op avec un produit gain bande GBW minimal de $20 \times 8MHz = 160MHz$

Exercice n°3 : Une application de filtrage autour de l'AOP OPA2376

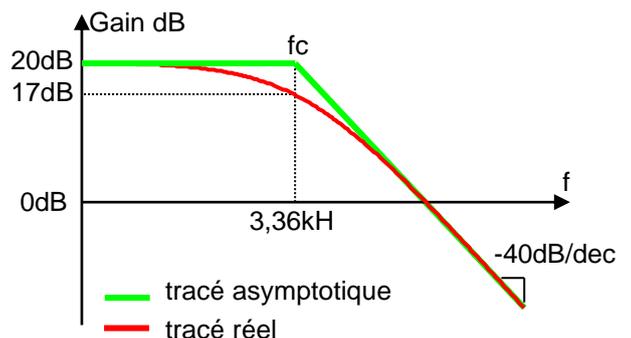
4 pts

Q1 : La fonction de transfert $\frac{V_{OUT}(j\omega)}{V_a(j\omega)} = \frac{-1}{1 + (2R_2 + R_1)jC_2\omega + R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 (j\omega)^2}$ est de la forme

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ donc } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ et } m = \frac{(2R_2 + R_1)C_2}{2\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Q2 : $m = 0,71$ et $f_0 = 3,36kHz$ et comme $m \approx 1/\sqrt{2}$ alors $f_c = f_0$

Q3 : Le montage préamplificateur apporte une application d'un facteur 10 soit un gain de 20dB.



⚙️ Exercice n°4 : Etude d'un filtre passe bande

🎁 4pts

Q1 : En divisant par le facteur R_1+R_2 au dénominateur & numérateur

$$T(j\omega) = \frac{Vs_1(j\omega)}{Ve(j\omega)} = \frac{-2R_1R_2jC\omega}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2R_1R_2jC\omega}{R_1+R_2} + \frac{2R_2(jR_1C\omega)^2}{R_1+R_2}}$$

on obtient une fonction de transfert de la forme

$$T(j\omega) = \frac{-\frac{j\omega}{Q\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

qui est celle d'un passe bande du 2nd ordre.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{R_1+R_2}}{R_1.C\sqrt{2.R_2}} \quad \text{et} \quad \frac{1}{Q\omega_0} = \frac{2R_1R_2C}{R_1+R_2} \quad \text{soit} \quad \frac{1}{Q} = \frac{\sqrt{2R_2}}{\sqrt{R_1+R_2}} \quad \text{donc} \quad Q = \frac{\sqrt{R_1+R_2}}{\sqrt{2R_2}}$$

$$\mathbf{Q2 :} \quad f_0 = \frac{\sqrt{R_1+R_2}}{2\pi R_1.C\sqrt{2.R_2}} = 49,8\text{Hz} \quad \text{et} \quad Q=5,63$$

Partie n°2 : Analyseur de spectre à balayage, Changement de fréquence & Oscillateurs

⚙️ Exercice n°5 : Etude d'un récepteur synthétisé

🎁 5,5pts

Q1 : Il s'agit d'une antenne de type quart d'onde donc $L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4.f}$ avec $c=3.10^8\text{m/s}$ et $f=868\text{MHz}$ donc
 $L \approx 8,6\text{cm}$

Q2 : Le changement de fréquence permet de recevoir plusieurs canaux radio en conservant la même structure, en ne changeant que la fréquence de l'oscillateur local. Par ailleurs en abaissant la fréquence, il permet d'isoler plus facilement le canal à recevoir car on abaisse ainsi les facteurs de qualité des filtres intermédiaires choisis. Le démodulateur travaille directement autour de la fréquence intermédiaire qui ne change pas. Le seul véritable défaut d'un système de type changement de fréquence est l'existence de fréquence image qu'il convient d'éliminer. Pour éviter des contraintes trop fortes sur les premiers filtres de réception il est ainsi préférable d'opter pour un double changement de fréquence.

Q3 : $44.545\text{MHz}=45\text{MHz}-45\text{kHz}$ et $45.455\text{MHz}=45\text{MHz}+45\text{kHz}$

$$\mathbf{Q4 :} \quad FOL = \frac{N+1}{R} \cdot FXTAL = \frac{N}{R} \cdot FXTAL + \frac{FXTAL}{R} \quad \Delta FOL = \frac{FXTAL}{R} = 25\text{KHz}$$

Donc on peut loger des canaux tous les 25kHz

Q5 : $FOL=868,5\text{MHz}+45\text{MHz}=913,5\text{MHz}$ donc $N=R.FOL/FXTAL=36540$

$F_{\text{image}}=913,5\text{MHz}+45\text{MHz}=958,5\text{MHz}$

L'élément sur le schéma qui permet d'éviter le problème de la fréquence image est le SAW BPF

⚙️ Exercice n°6 : Retour sur l'analyseur de spectre à balayage

🎁 11pts

Q1 : Il s'agit de la décomposition en série de Fourier

Q2 : αU représente la valeur moyenne du signal.

Q3 : Le coupleur résistif permet d'effectuer une adaptation d'impédance en proposant une résistance équivalente de 50Ω quelque soit l'endroit observé (sortie du générateur / Entrée de l'analyseur de spectre/ Entrée de l'oscillo)

Si l'on se place en sortie du générateur : $Re_q = R + \frac{R+50}{2}$ et on choisit $Re_q=50\Omega$

ce qui revient à fixer $R=50\Omega/3=16,67\Omega$

Au final l'amplitude observée sur l'oscilloscope et sur l'analyseur de spectre est identique.

Q3 : La période est de $5\text{div} \times 1\mu\text{s}/\text{div}$ soit $5\mu\text{s}$ ce qui correspond à une fréquence F de 200kHz . L'amplitude U est de $6\text{div} \times 500\text{mV}/\text{div}=3\text{V}$ et le rapport cyclique est $\alpha=1/5$.

Q4: Sur l'analyseur de spectre et compte tenu des réglages de fréquences les composantes fréquentielles présentes sur l'écran seront les composantes :

fondamentale à 200kHz, harmonique de rang 2 à 400kHz et harmonique de rang 3 à 600kHz en bout d'écran

Q5/Q6:

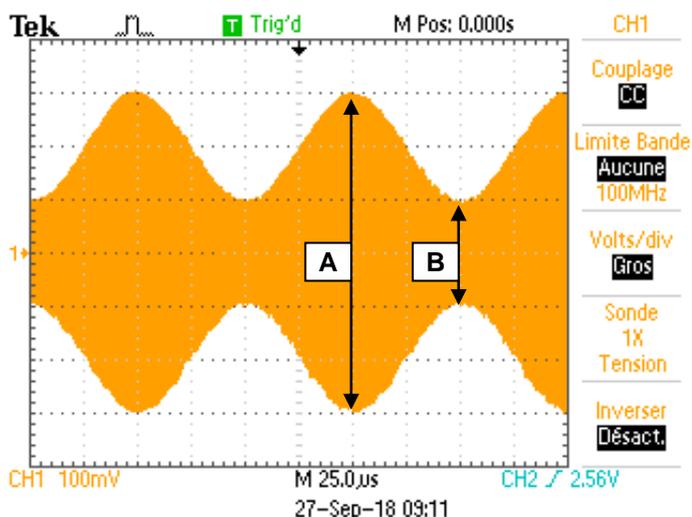
Composante	Amplitude	Niveau en dBm
Fondamentale à 200kHz	$U_1 = \frac{2.U}{\pi} \cdot \frac{\sin(\alpha\pi)}{1} = 1,12V$	$10.\log\left(\frac{U_1^2}{0,1}\right) = 11dBm$
harmonique de rang 2 à 400kHz	$U_2 = \frac{2.U}{\pi} \cdot \frac{\sin(2\alpha\pi)}{2} = 0,908V$	$10.\log\left(\frac{U_2^2}{0,1}\right) = 9,16dBm$
harmonique de rang 3 à 600kHz	$U_3 = \frac{2.U}{\pi} \cdot \frac{\sin(3\alpha\pi)}{3} = 0,605V$	$10.\log\left(\frac{U_3^2}{0,1}\right) = 5,64dBm$

Q8 : $f_p=2,7MHz$ et $f_1=10kHz$

Span : Etendue sur les 10 divisions horizontales

RBW : Resolution Bandwidth

Q9 : La période du modulant est de $100\mu s$ et occupe 4 divisions donc la base de temps est de $25 \mu s$ par division.



$$\mathbf{Q10 :} S_o = \frac{A+B}{4} = \frac{6 \times 100mV + 2 \times 100mV}{4} = 200mV \quad m = \frac{A-B}{A+B} = \frac{6 \times 100mV - 2 \times 100mV}{6 \times 100mV + 2 \times 100mV} = 0,5 = 50\%$$

$$\mathbf{Q11 :} \text{ Pour la porteuse le niveau est donc } PdBm = 10.\log\left(\frac{S_o^2}{0,1}\right) = -4dBm$$

$$\text{ Pour les composantes latérales le niveau est donc } PdBm = 10.\log\left(\frac{\left(\frac{S_o.m}{2}\right)^2}{0,1}\right) = -16dBm$$

Ces valeurs sont cohérentes car le niveau de référence est de 0dBm avec une échelle de 5dB par division.

⚙️ Exercice n°7 : Un oscillateur pour la génération d'une tonalité audio

🎁 9pts

$$\mathbf{Q1 :} \text{ Il s'agit d'un montage amplificateur non inverseur donc : } S_1 = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \cdot S_4$$

$$\mathbf{Q2 :} \text{ Il s'agit d'une structure de type amplificateur inverseur donc } \frac{S_2}{S_1} = -\frac{Z_{eq}}{R} \text{ avec } Z_{eq} = \frac{R \cdot \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

$$\text{ donc au final on retrouve bien } \frac{S_2}{S_1} = \frac{-1}{1 + jRC\omega}$$

Q3 : Il s'agit d'un simple filtre passe bas donc $\frac{S3}{S2} = \frac{1}{1+jRC\omega}$ donc $\frac{S4}{S2} = \left(\frac{1}{1+jRC\omega}\right)^2$

Q4 : $K = 1 + \frac{Rb}{Ra}$ et $H(j\omega) = -\left(\frac{1}{1+jRC\omega}\right)^3$ **Q5** : $K.H(j\omega) = 1$

Q6 : En appliquant le critère de Barkhausen il vient $-K\left(\frac{1}{1+jRC\omega}\right)^3 = 1$ soit

$$-K = (1+jRC\omega)^3 = 1 + 3jRC\omega + 3(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3$$

que l'on peut écrire sous la forme $-K = 1 - 3(RC\omega)^2 + j(3RC\omega - (RC\omega)^3)$

Q7 : pour que cette égalité soit possible il faut donc que $3RC\omega - (RC\omega)^3 = 0$ soit $(RC\omega)^2 = 3$ donc

$\omega = \omega_{OSC} = \frac{\sqrt{3}}{RC}$ soit $f_{osc} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi RC}$ **Q8** : Pour $\omega = \omega_{OSC} = \frac{\sqrt{3}}{RC}$ on en déduit que $-K = 1 - 3\left(RC \cdot \frac{\sqrt{3}}{RC}\right)^2$ soit $K=8$

Q9 : $C=18nF$ et $f_{osc}=392Hz$ donc $R=39k\Omega$ Comme $Ra=10k\Omega$ il faut que $Rb>70k\Omega$ on prendra $75k\Omega$ (par ex.)

Q10 : Le signal est le plus sinusoïdal sur l'entrée S4 de l'amplificateur car il se trouve à la sortie des 3 filtres passe bas.

Q101 : $U = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{U_{dBV}}{20}}$ donc $U=4,47V$ **Q11** : $THD = \frac{\sqrt{\left(\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-35}{20}}\right)^2 + \left(\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-40}{20}}\right)^2}}{\sqrt{2} \cdot 10^{\frac{10}{20}}} = 0,65\%$

⚙️ Exercice n°8 : Un dispositif anti-varroa

🎁 2,5pts

Q1 : l'entrée /MR doit être à l'état haut pour obtenir un inverseur logique entre les bornes 11 et 10 ?

Q2 : Oscillateur de Pierce

Q3 : La résistance Rbias permet de polariser la porte logique dans une zone où elle peut être utilisé comme amplificateur inverseur.

Q4 : Il s'agit de la capacité de charge du quartz qui permet d'obtenir précisément la fréquence des oscillations 3,6864MHz. Dans le montage $C_{load} = (C1 \cdot C2) / (C1 + C2)$ ce qui correspond à la valeur de 11pF