

Éléments de correction

Pb1 : Une lampe à LED pour automobile **3pts**

Q1 : En reportant sur la caractéristique $I_F = 30\text{mA}$ on obtient $V_F = 3,3\text{V}$

Q2 : Il suffit d'appliquer la loi des mailles

$$V_{\text{batt}} = R_s \cdot I_1 + 3\text{V}_F \text{ soit } R_s = \frac{V_{\text{batt}} - 3V_F}{I_1}$$

$$\text{donc } R_s = \frac{12\text{V} - 3 \times 3,3\text{V}}{30\text{mA}} \text{ soit } R_s = 60\Omega$$

FIG.1 FORWARD CURRENT VS. FORWARD VOLTAGE.

Q3 : La batterie délivre un courant de 60mA (2 branches de 30mA) donc cela permet d'avoir une durée de fonctionnement de $1200\text{mA.h} / 60\text{mA} = 20\text{h}$

Pb2 : Une référence de tension **3pts**

Q1 : Il s'agit d'un montage suiveur qui permet de recopier la tension d'entrée sans prélever de courant.

Q2 : $V_s = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot 5\text{V} = 1,25\text{V}$ Le titre du circuit d'application est donc complété par Divide by 4

Q3 : Il s'agit de condensateur de découplage qui permette d'obtenir une tension la plus continue possible.

Pb3 : Electronique de conditionnement pour un capteur **3pts**

Q1 : Analog to Digital Converter : Convertisseur Analogique / Numérique

Q2 : $V_{in} = \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{G1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{G2}}\right) \cdot V_s$

Q3 : il faut que $\left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{G1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{G2}}\right) = \frac{2,5\text{V}}{10\text{mV}} = 250$ soit $(1+14) \cdot \left(1 + \frac{R_{F2}}{3\text{k}\Omega}\right) = 250$ soit $\frac{R_{F2}}{3\text{k}\Omega} = 15,67$ donc $R_{F2} = 47\text{k}\Omega$

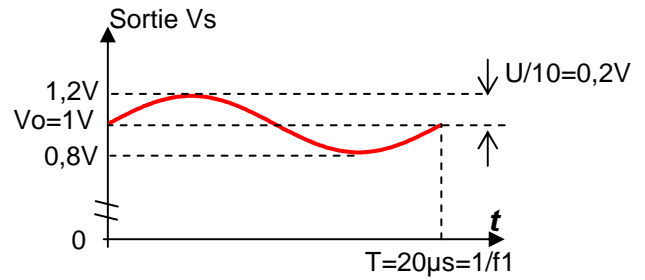
Pb4 : Filtre à fréquence de coupure configurable **4pts**

Q1 : Il s'agit d'un filtre passe bas du 1er ordre

Q2 :

Etat de K1	ouvert	ouvert	fermé	fermé
Etat de K2	ouvert	fermé	ouvert	fermé
Expression f_c	$\frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$	$\frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)}$	$\frac{1}{2\pi \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_1}$	$\frac{1}{2\pi \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot (C_1 + C_2)}$
Application numérique	9,95kHz	3,1kHz	15,8kHz	4,95kHz

Q4 : Comme la fréquence f_1 se situe à une décade de la fréquence de coupure on obtient une atténuation de 20dB soit une division par 10 de la composante sinusoïdale. La composante continue est bien évidemment inchangée.



Pb5 : Analyse des signaux **5pts**

Q1 : Il s'agit de l'analyse FFT (Fast Fourier Transform). Il faut choisir $F_e > 2 \cdot F_{max}$ (Théorème de Shannon)

Q2 : $U_{dBV} = 20 \cdot \log\left(\frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}\right)$ que l'on peut aussi inverser sous la forme $\hat{U} = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{U_{dBV}}{20}}$

Q3 : La quantité 2.5KS/s représente la fréquence d'échantillonnage avec l'unité Sample / second 125Hz correspond à la valeur de fréquence par division. Ici on se trouve dans un affichage classique où la FFT représente le spectre entre 0 et $F_e/2 = 1,25kHz$. Comme il y a 10 divisions on retrouve bien 125Hz/division.

Q4 : On retrouve les fréquences $f_a = 250Hz$ et $2f_a = 500Hz$

Q5 : $V_1 = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{3dBV}{20}} \approx 2V$ et $V_2 = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{-9dBV}{20}} \approx 0,5V$ donc $V_{audio}(t) = V_1 \cdot \sin(2\pi f_a t) + V_2 \cdot \sin(2\pi 2f_a t)$

Pb6 : Filtre passe bas pour une transmission en modulation PWM **5pts**

Q1 : on retrouve bien une forme telle que $T(j\omega) = \frac{1}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$

avec $\frac{1}{\omega_0^2} = R_1 R_2 C_1 C_2$ et $\frac{2m}{\omega_0} = C_2 (R_1 + R_2)$. On en déduit donc $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ et $m = \frac{C_2 (R_1 + R_2)}{2\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

$m = 0,5$ et $f_0 = 4,95Hz$

Q2 : La fréquence de coupure du filtre passe bas se situant sur l'entrée du convertisseur est

$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = 4823Hz$

Q3 : Pour les réponses de Butterworth chaque cellule est réglé avec $f_0 = f_c$ ce qui est quasiment le cas ici. On se retrouve avec un filtre de Butterworth du 3ième ordre car le coefficient d'amortissement est bien de 0,5 pour la cellule du 2nd ordre.

Q4 : Pulse Width Modulation (Modulation à largeur d'impulsion)

Pb7 : Un générateur sinusoïdal pour truaqueur de voix **6pts**

Q1 : Il est possible d'écrire $R_{SET} = \frac{1MHz}{N} \cdot \frac{100k}{f_{out}}$ avec $f_{out} = 21kHz$ et $N = 10$ car $DIV_{PIN} = V^+$ on en déduit donc $R_{SET} = 476,2k\Omega$

Q2 : $T(j\omega) = \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{-R_2 R_3 jC\omega}{1 + 2jC\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} (jC\omega)^2}$ de la forme $T(j\omega) = T_{max} \cdot \frac{\frac{j\omega}{Q\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$

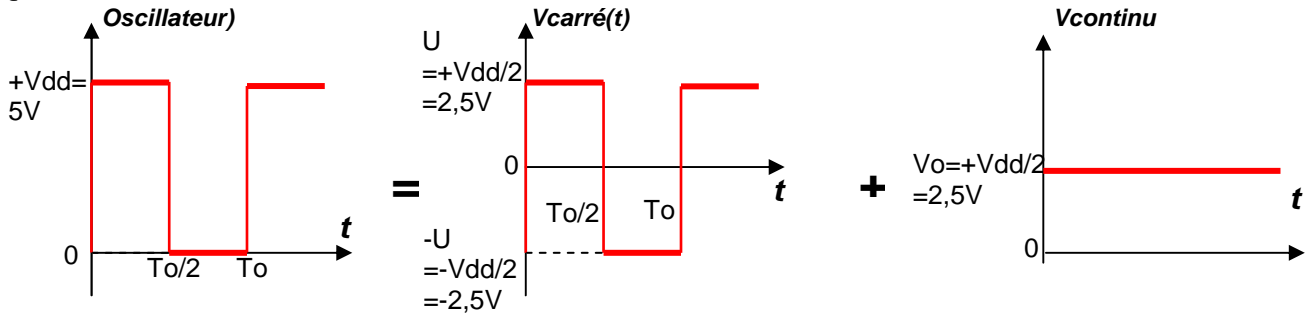
Par identification on en déduit que : $\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} \cdot C^2$ soit $\omega_0 = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$ soit $f_0 = \frac{1}{2\pi C} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$

$\frac{1}{Q\omega_0} = \frac{2C R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ soit $\frac{1}{Q} = \frac{2 R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$ donc $Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{(R_1 + R_2) R_3}{R_1 R_2}}$

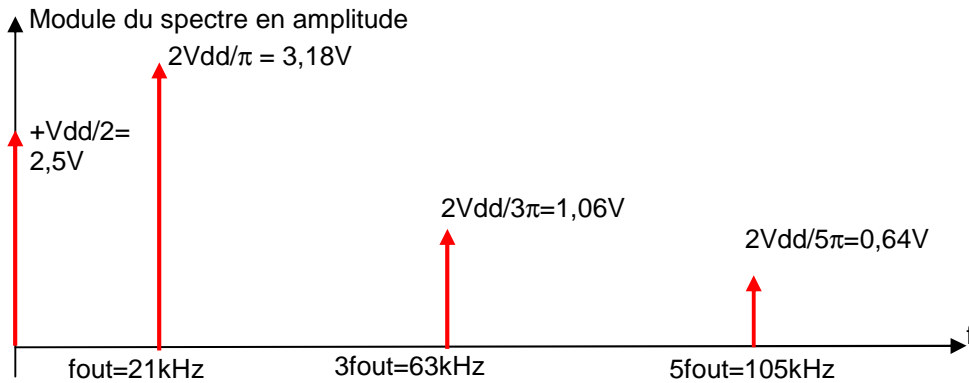
$\frac{T_{max}}{Q\omega_0} = \frac{-R_2 R_3 C}{R_1 + R_2}$ donc $T_{max} = -\frac{R_3}{2R_1}$

Q3 : on en déduit donc $f_0=21,18\text{kHz}$ $Q=5,27$ $T_{\text{max}}=1$

Q4 :



Q3 :



Q4 : Comme le filtre est relativement sélectif on récupère un signal sinusoïdal de fréquence 21kHz et dont

l'amplitude crête est $\frac{2 \cdot V_{dd}}{\pi} \cdot T_{\text{max}} = 3,18\text{V}$

Pb8 : Etude d'un amplificateur audio

5pts

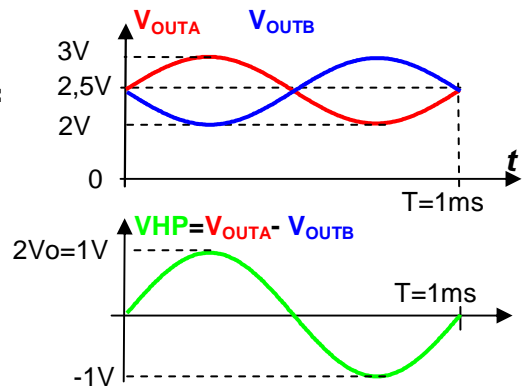
Q1 : $V_+ = V_p/2$

Q2 : Il s'agit d'un filtre passe haut tel que $f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i} = 20,4\text{Hz}$

Q3 : $V_{\text{OUTB}} = V_p - V_{\text{OUTA}}$

Q4 :

Q5 : $P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} = \frac{\left(\frac{2 \cdot V_o}{\sqrt{2}}\right)^2}{R}$ soit $P = \frac{2V_o^2}{R}$
 donc $V_o = \sqrt{\frac{P \cdot R}{2}} = 2\text{V}$

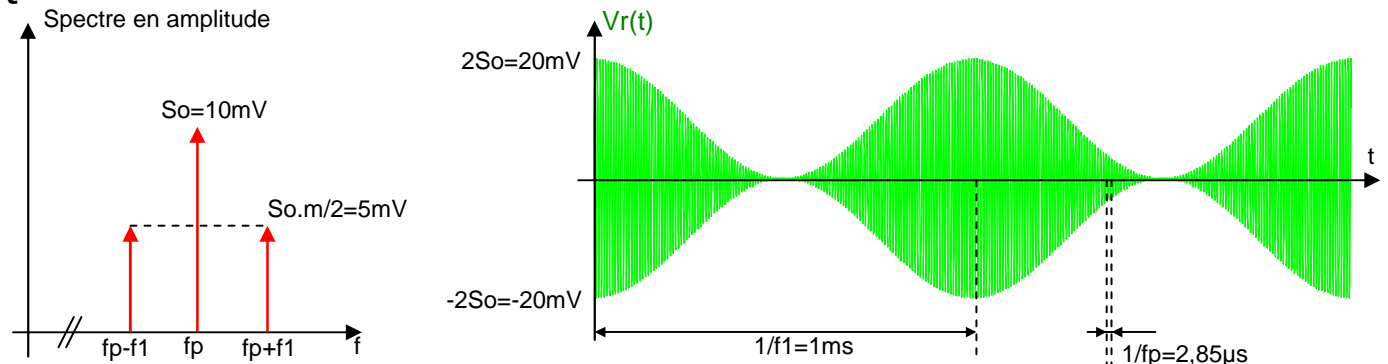


Pb9 : Un récepteur pour balise de localisation en modulation AM

5pts

Q1 : $V_r(t) = S_o \cdot (1 + m \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t)) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$

Q2 :



Q3 : Il faut une amplification de $A=1V/20mV=50$ soit un produit gain bande de $(fp+f1).A=17,6MHz$

Q4 : $f_0 = f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ donc $C = \frac{1}{L \cdot (2\pi f_p)^2} \approx 100pF$

Pb10 : Un récepteur POCSAG 4pts

Q1 : $L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 16,1cm$

Q2 : $f_{ol1}=(466+21,4)MHz = 487,4MHz$ ou $f_{ol2}=(466-21,4)MHz = 444,6MHz$

Q3 : $f_{image1} = (487,4+21,4)MHz = 508,8MHz$ ou $f_{image2} = (444,6-21,4)MHz = 423,2MHz$

Q3 : C'est le filtre BPF (Band Pass Filter) centré sur 466MHz en entrée du mélangeur qui permet de supprimer la fréquence image.

Pb11 : Traitement numérique du signal 2pts

Q1 : Filter1 : Filtre anti-repliement. Permet de supprimer (ou atténuer fortement) les composantes fréquentielles supérieures à $F_e/2$. En anglais : Antialiasing Filter

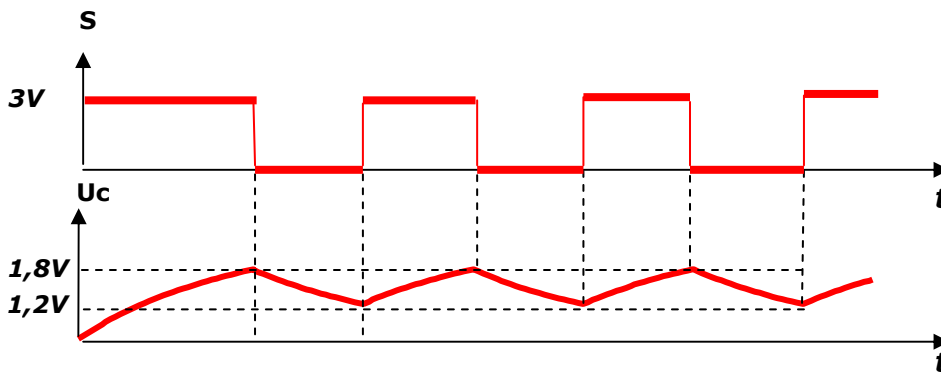
Filter2 : Filtre de lissage. Permet de lisser les "marches d'escalier" des signaux en sortie du DAC. En anglais : Smoothing Filter

Q2 : $Y(z) \cdot (1 - 1,5z^{-1} + 0,85z^{-2}) = X(z) \cdot (1 - z^{-2})$

donc $y(n) - 1,5y(n-1) + 0,85y(n-2) = X(n) - X(n-2)$

soit une équation de récurrence $y(n) = X(n) - X(n-2) + 1,5y(n-1) - 0,85y(n-2)$ à implanter dans le μC .

Pb12 : Un oscillateur astable 3pts



Q2 : Il faut changer la résistance entre la charge et la décharge en fonction de la sortie S en utilisant une diode comme l'indique le montage suivant.

