

Eléments de correction

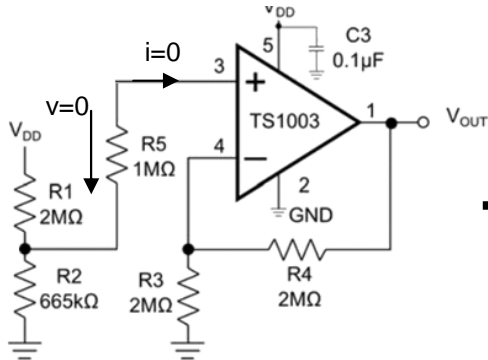
Pb1 : Une carte de démonstration pour l'ampli-op TS1003

[8 pts]

#Amplificateur #Théorème de Superposition #MonoAlim

Q1 : Condensateurs de découplage. Q2 : Circuit ouvert

Q3 :



$$V_+ = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx 0,45V$$

Q4 : Le montage réalise un amplificateur non inverseur avec une amplification d'un facteur 2.

Donc $V_{OUT} \approx 0,9V = \frac{V_{DD}}{2}$

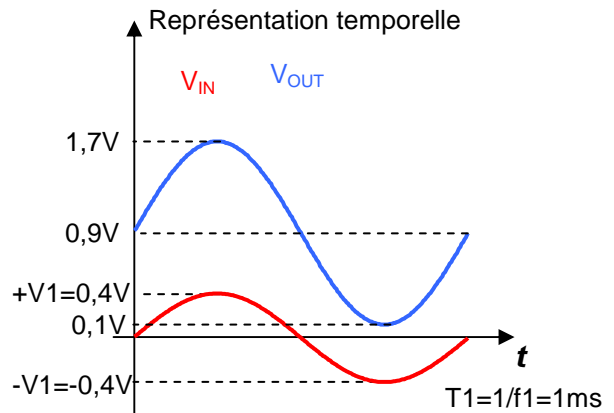
Q5 : En régime alternatif on peut considérer C4 comme un court-circuit.

On se retrouve donc en présence d'un circuit C5/R5

passé haut du 1er ordre avec $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_5 \cdot C_5} = 1,6Hz$.

Q6 : Si l'on se place largement au dessus de cette fréquence de coupure alors $V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN}$ en régime alternatif.

Q7 : Application du théorème de superposition donc



Pb2 : Un émetteur didactique en modulation d'amplitude pour baladeur stéréo

[7 pts]

#Modulation #AM #Spectre

Q1 : Voir Poly Q2 : $Z = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{ol}$

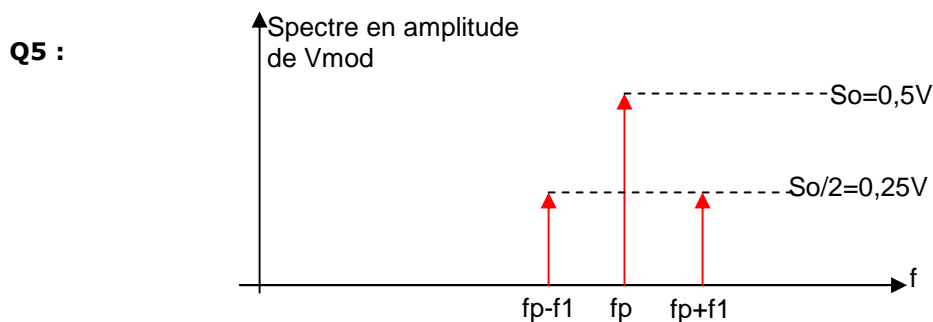
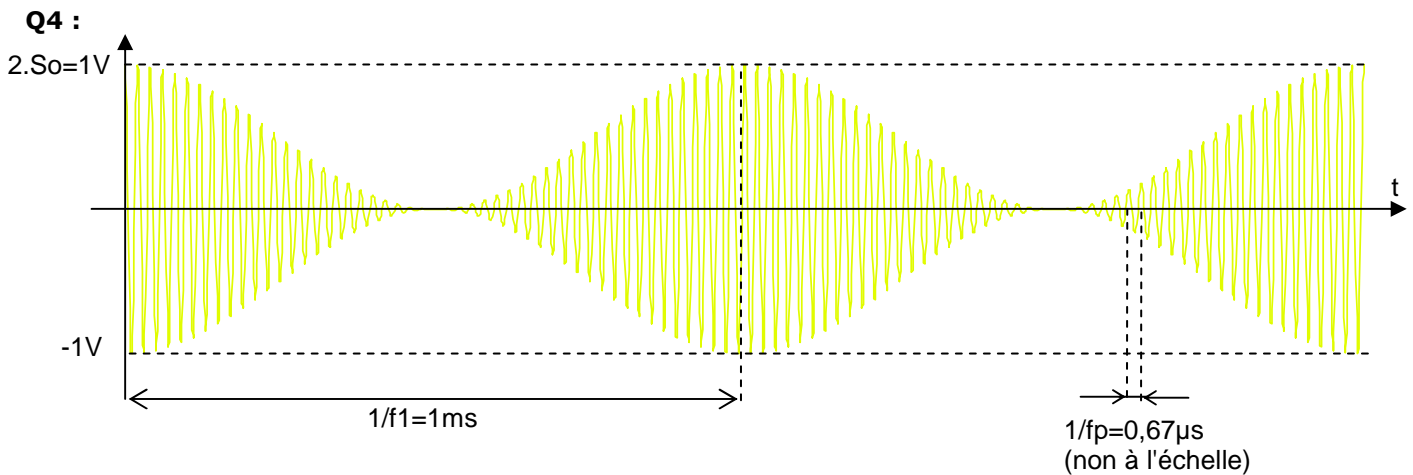
Q3 : $V_{mod} = K \cdot V_{in} \cdot V_{ol} + Z = K \cdot E \cdot \cos(2\pi f_1 t) \cdot V_o \cdot \cos(2\pi f_p t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \cdot \cos(2\pi f_p t)$

que l'on peut écrire $V_{mod} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot K E \cos(2\pi f_1 t) \right) \cos(2\pi f_p t)$

de la forme indiquée avec $S_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$ et $m = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot K E$

Pour obtenir $m = 100\% = 1$ il faut que $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 2$ soit $R_1 = R_2$

On en déduit donc $S_o = V_o / 2 = 0,5V$



Q6 : $(V_{mod_{eff}})^2 = \frac{S_o^2}{2} + 2 \cdot \frac{(S_o/2)^2}{2} = \frac{3 \cdot S_o^2}{4}$ donc $V_{mod_{eff}} = S_o \cdot \sqrt{\frac{3}{4}} = 0,43V$

Pb3 : Un récepteur AM à conversion directe pour la suite du projet REFRAIN [19pts]

#Passe bande LC #démodulation #AM #détecteur de crête

Q1 : $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ **Q2 :** $C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p)^2 L} = 1,8nF$

Q3 : $Q = \frac{f_o}{BP}$ ici $BP = \frac{f_p}{Q_{ant}} \approx 1,3kHz$

Q4 : Il faut donc fixer $Q=12,5$ soit $Re q = L \cdot 2\pi f_p \cdot Q = 8,84k\Omega$

Comme $R_p = L \cdot 2\pi f_p \cdot Q_{ant} = 67,15k\Omega$ et que $Re q = \frac{R_p \cdot R_x}{R_p + R_x}$ alors $R_x = \frac{R_p \cdot Re q}{R_p - Re q} = 10,2k\Omega$

Q5 : Pour la fréquence f_p le montage se comporte comme une résistance unique $Re q$ donc la valeur du courant est donc $i_r = 10mV / Re q = 1,13\mu A$

Q6 : Détecteur de crête. Voir Poly

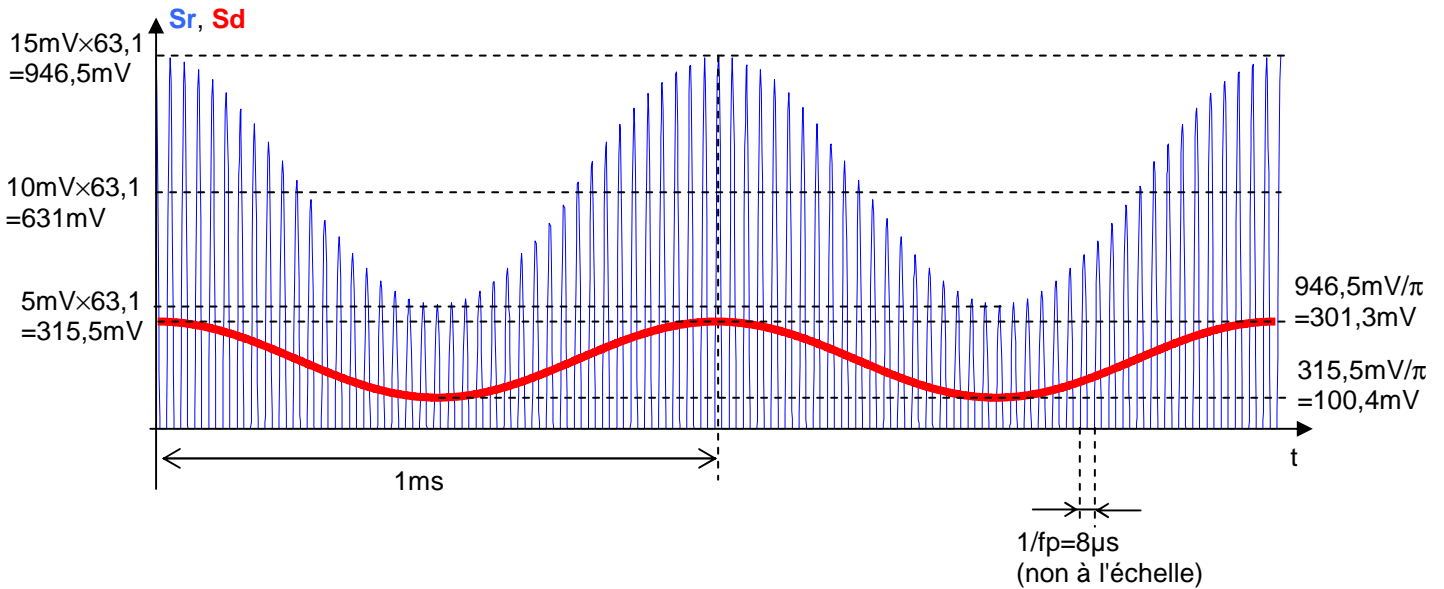
Q7 : Gain de 36dB \Rightarrow amplification de 63,1 ($1+R_2/R_1$) donc $R_2 = 620k\Omega$

Le produit gain bande nécessaire est $GBW = 63,1 \times (125kHz + BP/2) = 8,2MHz$

Q8 : $C_f = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot f_c} \approx 677,3pF \approx 680pF(E6)$ $|T(jf)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$ donc $Gain_{dB} = 20 \cdot \log(|T(jf)|)$ et

Atténuation $dB = -20 \cdot \log(|T(jf)|)$ soit une atténuation de 28dB

Q9/Q10 :



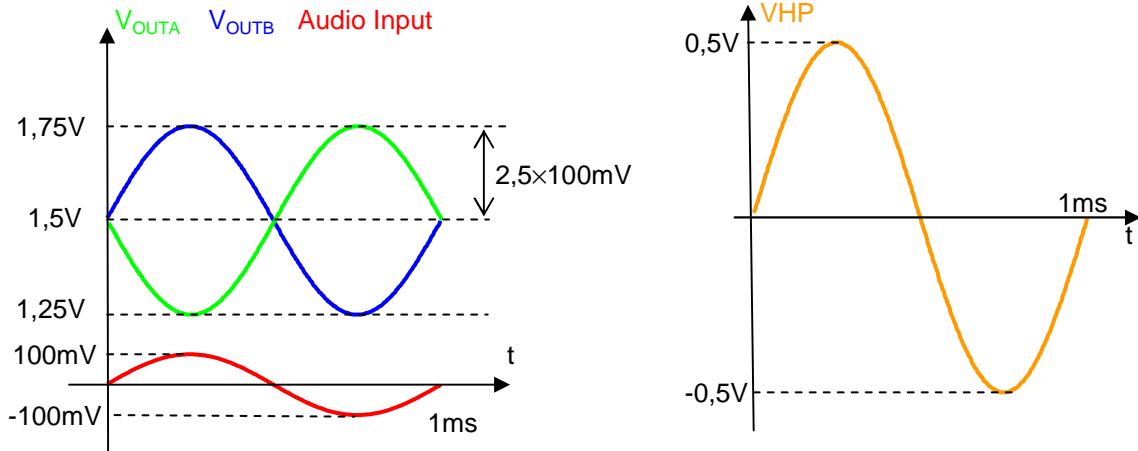
Q11 : $V_+ = V_p/2 = 1,5V$

Q12 : Le condensateur C_i avec la résistance R_i forment un filtre passe haut dont la fréquence de coupure est de 20,4Hz.

Q13 : $V_{OUTB} = V_p - V_{OUTA}$ **Q14 :** En régime continu, $V_{OUTA} = V_p/2$ et donc $V_{OUTB} = V_p/2$

Q15 : En régime alternatif, l'amplification apportée est de $-R_f/R_i = -2.5$ entre la sortie V_{OUTA} et l'entrée audio pour des fréquences supérieures à fci.

Q16 :



La puissance délivrée par l'amplificateur est
$$P = \frac{V_{HPeff}^2}{8\Omega} = \frac{(0.5V/\sqrt{2})^2}{8\Omega} = 15,625mW$$

Pb4 : Analyse de la partie réception d'un Transceiver

[7 pts]

#Changement de fréquence

Q1 : $L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4.f} \approx 43,3cm$

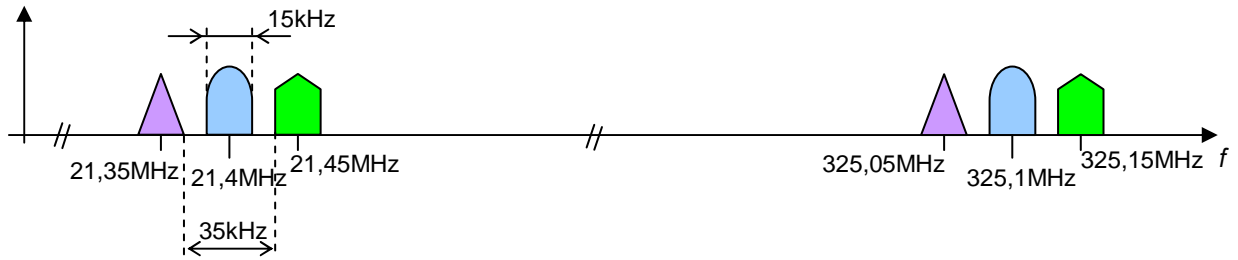
Q2 : 1er chg de freq : MIXER1 OSC1 XTAL BPF 2nd Chg de freq : MIXER2 OSC2 455k BPF

Q3 : 20.945MHz=21.4MHz-455kHz

Q4 : Fchan1=173,25MHz-21.4MHz= 151,85MHz ou Fchan2=173,25MHz+21.4MHz= 194,65MHz

Fimage1=151,85MHz-21.4MHz= 130,45MHz ou Fimage2=194,65MHz+21.4MHz= 216,05MHz

Q5 :



Le filtre passe bande qui se trouve à la sortie du MIXER1 doit donc avoir une bande passante de 15kHz et une atténuation suffisante à +/-17,5kHz autour de sa fréquence centrale.

Q6 : C'est le filtre passe bande LC en sortie du LNA qui permet de supprimer la fréquence image.

Q7 : Voir poly cours.

Pb5 : Etude du circuit BU9253AS

[8 pts]

#Echantillonnage #Shannon #Filtrage

Q1 : $F_e = F_{clk}/6 = 375kHz/6 = 62,5kHz$

Q2 : $Retard = 131ms = N \times T_e = N/F_e$ donc $N = F_e \times 131ms = 8187$ échantillons...soit une mémoire de 8k (8192)

Q3 : $F_e > 2F_{max}$. Si on ne respecte pas cette règle on obtient un repliement de spectre qui se traduit par une dégradation et/ou perte de l'information.

Q4 : Il s'agit d'un filtre anti-repliement pour éviter d'avoir des composantes au delà de $F_e/2$. Anti aliasing filter

Q5 : Pour un filtre passe bas du 2nd ordre $|T(jf)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + \left(2m \cdot \frac{f}{f_0}\right)^2}}$

comme $f = F_e/2 = 31,25kHz \gg f_0 = 3,4kHz$ alors $|T(jf)| \approx \frac{1}{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2}$ ce qui donne une atténuation de 38dB ce qui est

largement suffisant pour supprimer tout risque de repliement de spectre.

Q6 : Il s'agit d'un filtre de lissage (Smoothing filter)

Q7 : $Gain_{max} = 20 \cdot \log\left(\frac{R3}{R1}\right) = 6dB$ $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R2R3C1C2}} = 4,75kHz$

$$m = \left(1 + \frac{R3}{R1} + \frac{R3}{R2}\right) \cdot \frac{R2C2}{2\sqrt{R2R3C1C2}} = \left(1 + \frac{R3}{R1} + \frac{R3}{R2}\right) \cdot \frac{\sqrt{R2C2}}{2\sqrt{R3C1}}$$

soit $m = 0,664$

Comme m est proche de 0,707 on peut considérer que la fréquence de coupure est proche de 5kHz ce qui correspond bien à la bande passante d'un signal audio.