DV6 : Questionnaire éclair & Synthèse des thèmes SEI S1/S2

Eléments de correction

Thème n°1 : Montage à ampli-op & comparateur

Q1 : ❑ $V+=\frac{R1}{R1+R2}\cdot V_S$ ❑ Le comparateur change d'état lorsque V+>1,2V ou V+<1,2V

La valeur de seuil sur V_S qui provoque le changement est donc $1{,}2V\cdot\frac{R1+R2}{R1}=10{,}6V$

❑ il faut que $1{,}2V\cdot\frac{R1+R2}{R1}=5{,}4V$ soit $1{,}2V\cdot R2=R1.(5{,}4V-1{,}2V)$ donc $\boxed{R1=571k\Omega}$

Q2 : Il s'agit d'un montage amplificateur non-inverseur donc $Vout=Vin\cdot\left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)$

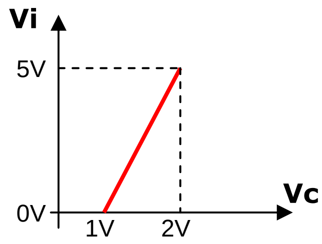
Gain=34dB $\Rightarrow 1+\frac{Rb}{Ra}=10^{\frac{34}{20}}=50{,}1$ donc $\boxed{Rb=147{,}4k\Omega}$ (150kΩ Série E12)

$\boxed{GBW=50{,}1\times 40kHz=2MHz}$

Q3 : En appliquant le théorème de superposition ou le théorème de Millman il vient :

$$Vi=Vc\cdot\left(1+\frac{R2}{R1}\right)-Vref\cdot\frac{R2}{R1}$$

A partir des indications fournies, on souhaite réaliser la fonction suivante :

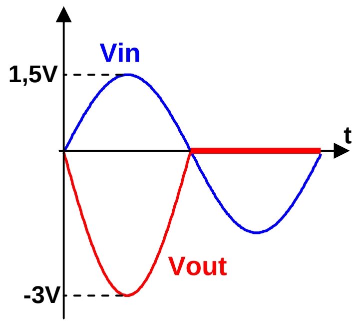


Ce que l'on peut écrire mathématiquement par Vi=5.Vc - 5

Par identification on en déduit donc $1+\frac{R2}{R1}=5$ donc $\boxed{\frac{R2}{R1}=4}$

et $Vref\cdot\frac{R2}{R1}=5V$ soit $\boxed{Vref=1{,}25V}$

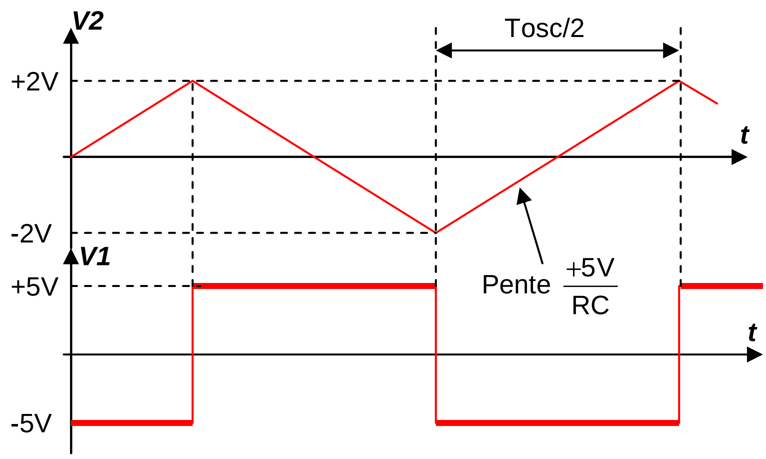
Q4 :



Lorsque Vin>0 D1 passante D2 bloquée

Lorsque Vin<0 D1 bloquée D2 passante

Q5 :



$$\frac{4V}{Tosc/2}=\frac{5V}{RC}$$

$$\boxed{Fosc=\frac{5}{8.RC}}$$

Fosc = 10kHz donc RC=62,5µs

Par exemple $\boxed{R=16k\Omega}$

et C=3,9nF

Q6 :• Le montage réalisé par l'amplificateur opérationnel AMP1 est un suiveur.

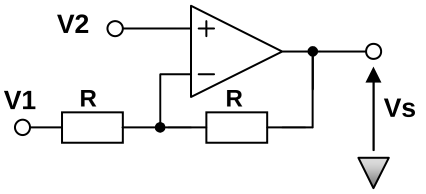
• La sortie /BATTLOW du comparateur CMPTR1 bascule à l'état bas quand :

$$\text{Vbatt}\cdot\frac{R4}{R3+R4}<1{,}2V \text{ soit pour } \boxed{\text{Vbatt}<2{,}04V}$$

• La sortie /BATTFAIL du comparateur CMPTR2 bascule à l'état bas quand :

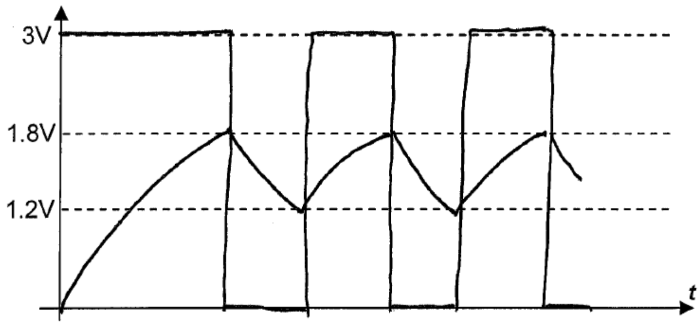
$$\text{Vbatt}\cdot\frac{R3}{R3+R1}<1{,}2V \text{ soit pour } \boxed{\text{Vbatt}<1{,}89V}$$

Q7 :



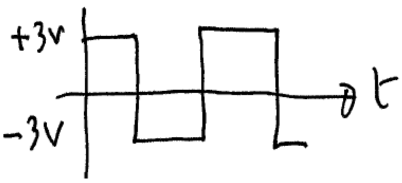
Q8 :

❑ Lorsque le condensateur C est déchargé Uc=0. Il faut que Vcde=Vdd pour que l'oscillateur puisse fonctionner.



❑

Inverseur logique

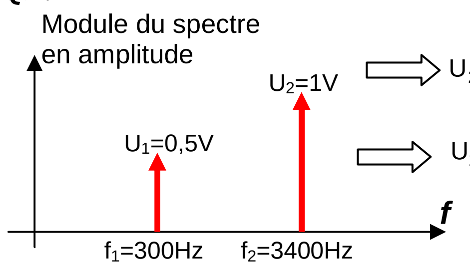


tension 2x plus importante aux bornes du Buzzer

❑

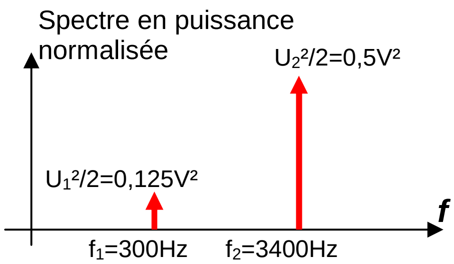
Thème n°2 : Analyse des signaux

Q9 :



$$\Rightarrow U_2\text{dBV}=20.\log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)=-3\text{dBV}$$

$$\Rightarrow U_1\text{dBV}=20.\log\left(\frac{0{,}5}{\sqrt{2}}\right)=-9\text{dBV}$$



$$(S_{2T}\text{eff})^2=\frac{U_1{}^2}{2}+\frac{U_1{}^2}{2} \text{ donc } S_{2T}\text{eff}=\sqrt{\frac{U_1{}^2}{2}+\frac{U_1{}^2}{2}}=0{,}79V$$

Q10 : Comme X1=Y1=E et que X2=Y2=0, l'opération réalisée par le multiplieur analogique AD633 devient donc

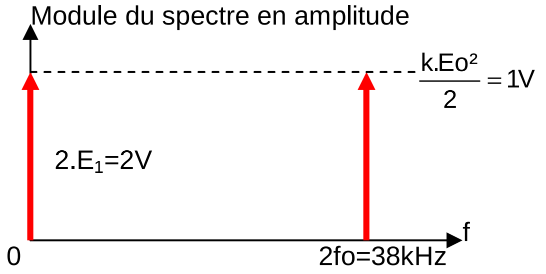
S=W=K.E²+Z avec K=0,1V^{-1} et $Z=\frac{R2}{R1+R2}\cdot S$

donc $S=K.E^2+\frac{R2}{R1+R2}\cdot S$ soit $S\left(1-\frac{R2}{R1+R2}\right)=K.E^2$ que l'on peut écrire $S\left(\frac{R1}{R1+R2}\right)=K.E^2$

et qui donne $S=K\left(\frac{R1+R2}{R1}\right).E^2$ de la forme $S=k.E^2$ avec $k=K\left(\frac{R1+R2}{R1}\right)$

On en déduit donc que $R2=\frac{k.R1}{K}-R1$ soit R2=19kΩ

$E=Eo.\sin(2\pi.fo.t)$ donc $S=k.Eo^2.\sin^2(2\pi.fo.t)$ qui peut s'écrire $S=\frac{k.Eo^2}{2}.(1-\cos(2\pi.2fo.t))$

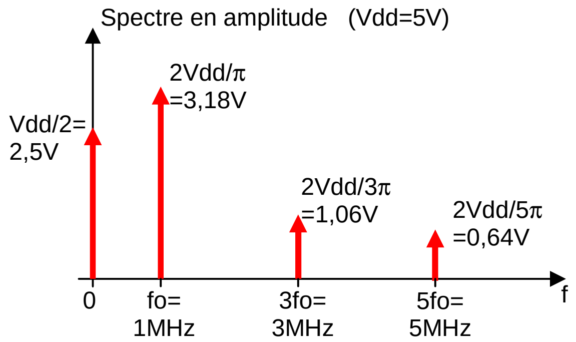


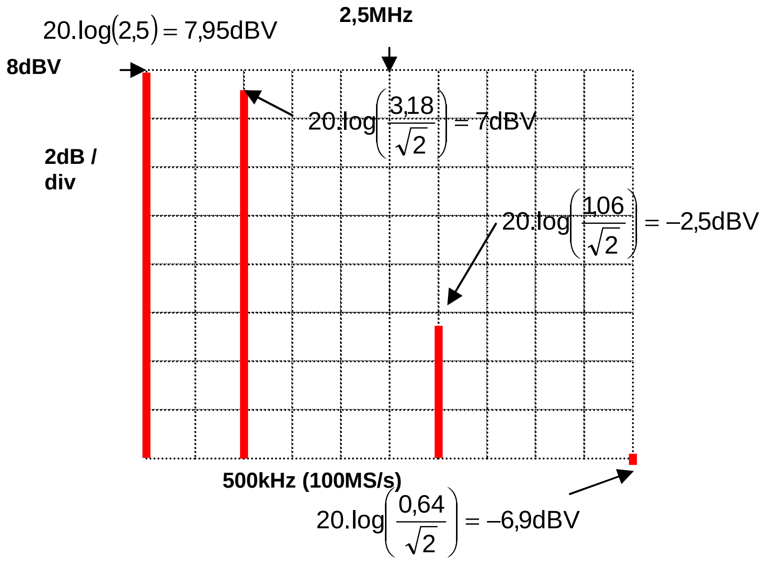
Comme on souhaite récupérer la composante en 2fo, il est donc nécessaire d'utiliser un simple filtre passe haut avec une fréquence de coupure largement inférieure à 2fo.

Q11 : $UdBV=20.\log\left(\frac{Ueff}{1V}\right)$ donc pour un signal sinusoïdal $UdBV=20.\log\left(\frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}\right)$ soit $\hat{U}=\sqrt{2}.10^{\frac{UdBV}{20}}$

donc pour UdBV=-20dBV $\boxed{\hat{U}=141{,}4mV}$

Q12 :





Q13 : La valeur crête du signal triangulaire U = $\sqrt{3}$. Ueff = 5,2V

Composante fondamentale (50kHz)	$U1=8U/\pi^2=4{,}21V$	$\boxed{U1dBV=9{,}47dBV}$
Harmonique de rang 3 (150kHz)	$U3=8U/(3\pi)^2=0{,}47V$	$\boxed{U3dBV=-9{,}6dBV}$
Harmonique de rang 5 (250kHz)	$U5=8U/(5\pi)^2=0{,}17V$	$\boxed{U5dBV=-18{,}5dBV}$

Thème n°3 : Système linéaire du 1er & 2nd ordre

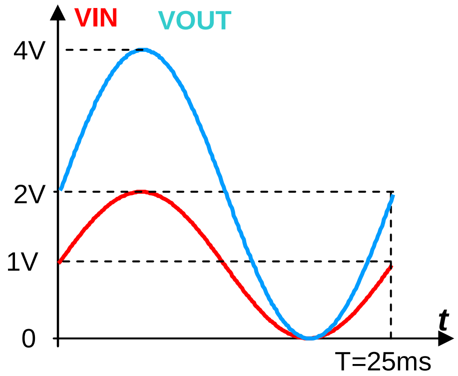
Q14 :

Ordre	Passe bas	Passe bande	Passe haut
1^{er}	$\frac{1}{1+\frac{jf}{fc}}$ fc : fréquence de coupure		$\frac{\frac{jf}{fc}}{1+\frac{jf}{fc}}$ fc : fréquence de coupure
2^{nd}	$\frac{1}{1+2m\cdot\frac{jf}{fo}+\left(\frac{jf}{fo}\right)^2}$ fo : fréquence propre m : coefficient d'amortissement	$\frac{\frac{jf}{Q.fo}}{1+\frac{jf}{Q.fo}+\left(\frac{jf}{fo}\right)^2}$ fo : fréquence propre ou centrale Q : facteur de qualité $Q=\frac{1}{2m}$ $Q=\frac{fo}{BP_{-3dB}}$	$\frac{\left(\frac{jf}{fo}\right)^2}{1+2m\cdot\frac{jf}{fo}+\left(\frac{jf}{fo}\right)^2}$ fo : fréquence propre m : coefficient d'amortissement

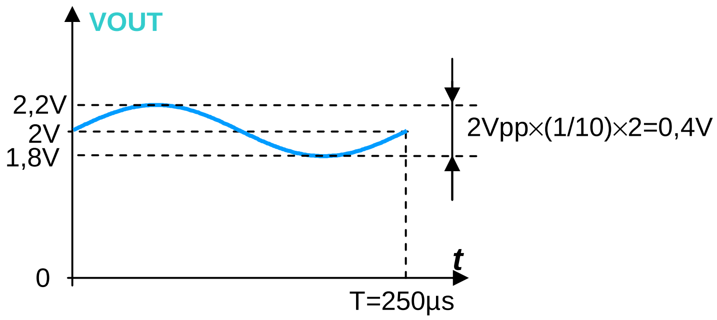
Q15 : ❑ $fc=\frac{1}{2\pi RC}=34kHz$ donc fc=398Hz

L'amplification apporté par ce montage dans la bande passante est de 2

❑ Comme la fréquence du signal d'entrée est inférieure à la fréquence de coupure, le filtre laisse passer intégralement le signal et le montage amplifie d'un facteur 2



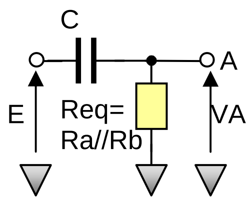
❑ La composante sinusoïdale est atténuée d'un rapport 10 car cette fréquence se situe à une décade de la fréquence de coupure. Comme le filtre possède une pente de -20dB/dec on obtient une atténuation de 20dB soit un rapport 1/10 en linéaire. Le filtre passe bas laisse passer bien évidemment la composante continue et comme le montage à AOP multiplie par 2 on obtient sur la sortie VOUT

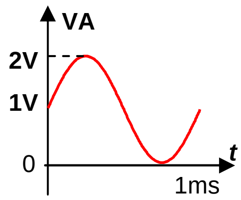


Q16 : ❑ En continu $VA=Vcc\cdot\frac{Rb}{Ra+Rb}$ donc $\boxed{VA=1V}$

❑ Schéma équivalent en alternatif :

donc $\boxed{fc=\frac{1}{2\pi Req C}=\frac{1}{2\pi\frac{Ra.Rb}{Ra+Rb}\cdot C}=10{,}8Hz}$



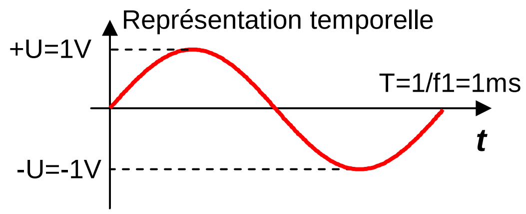


❑ Comme f=1kHz>>fc on peut considérer que le condensateur est équivalent à un "fil" en alternatif, donc on retrouve la composante alternative superposée avec la composante continue comme le montre le chronogramme ci-dessus.

Q17 : On reconnait un filtre passe haut avec $fc=\frac{1}{2\pi RC}$ donc $\boxed{fc=42{,}3Hz}$

Ce filtre supprime toute composante continue

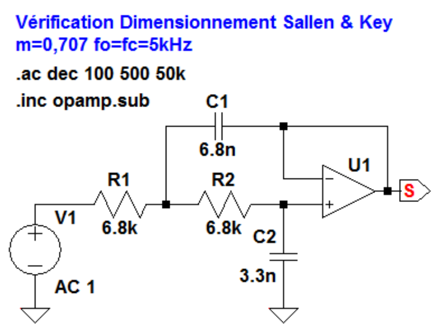
Comme f1>>fc on retrouve la composante sinusoïdale sans la composante continue qui est supprimée par le filtre passe haut.

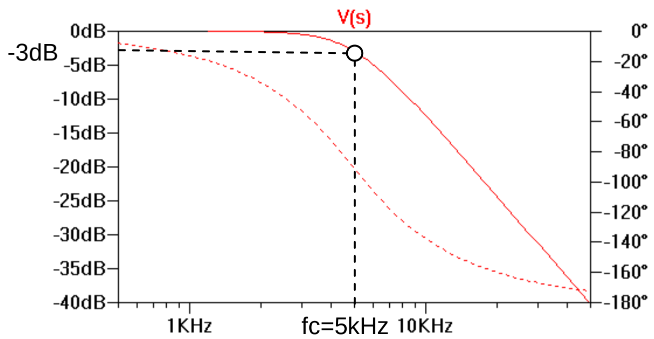


Q18 : Il s'agit d'une structure de Sallen & Key avec $m=\sqrt{\frac{C2}{C1}}$ et $fo=\frac{1}{2\pi R\sqrt{C1.C2}}$

Comme on désire le gain le plus plat dans la bande passante il s'agit alors d'une réponse typique de Butterworth donc pour un 2nd ordre m=0,707. Dans ces conditions la fréquence propre fo correspond à la fréquence de coupure que l'on souhaite ici fixer à 5kHz.

En sélectionnant les condensateurs dans la série E12 et les résistances dans la série E24, on peut choisir C2=3,3nF C1=6,8nF et R=6,8kΩ





Q19 : $Q = \dfrac{fo}{BP_{-3dB}}$ donc $\boxed{Q=5}$ $fo = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$ donc $C = \dfrac{1}{L.(2\pi fo)^2}$ soit $\boxed{C=556pF}$ (560pF serie E12)

à f=fo le circuit LC est un circuit ouvert donc on se retrouve avec un simple pont de résistance donc le gain maximum est de -6dB

Thème n°4 : Transmission de l'information

Q20 : Longueur L = $\lambda/4$ avec $\lambda = c/f$ $C=3.10^8$m/s et $f=224{,}5.10^6$ Hz soit $\boxed{L = 33{,}4cm}$

Q21 :

Fol1=(821+455)kHz donc $\boxed{Fol1=1276kHz}$ $\rightarrow$ Fimage1 = (1276+455)kHz donc $\boxed{Fimage1=1731kHz}$

Fol2=(821-455)kHz donc $\boxed{Fol2=366kHz}$ $\rightarrow$ Fimage2 = (455-366)kHz donc $\boxed{Fimage2=89kHz}$

Q22 :

Expression typique d'un signal modulé MAPC : $S(t)=So.[1+m.\cos(2\pi.f_1.t)].\cos(2\pi.fo.t)$

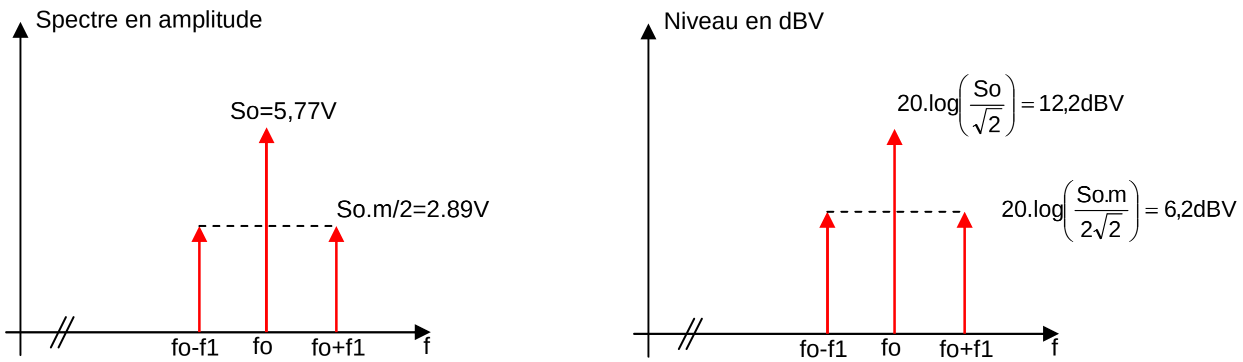
Le tracé du spectre en puissance normalisée permet d'exprimer la valeur efficace S_{eff}. En effet :

$$Seff^2 = \frac{So^2}{2} + 2\cdot\frac{\left(\frac{So.m}{2}\right)^2}{2} = So^2.\left(\frac{1}{2}+\frac{m^2}{4}\right) \text{ donc par déduction } So = \frac{Seff}{\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{m^2}{4}}}$$

Dans notre cas Seff=3V et m=0,75 donc $\boxed{So=3{,}74V}$.

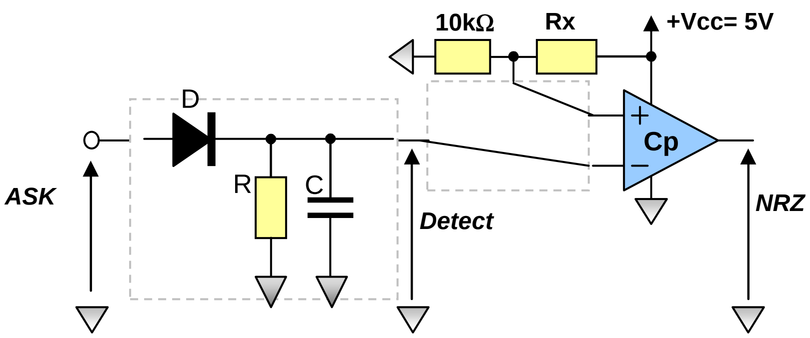
L'amplitude crête maximale du signal modulé est telle que Smax=So(1+m) soit $\boxed{Smax=6{,}56V}$

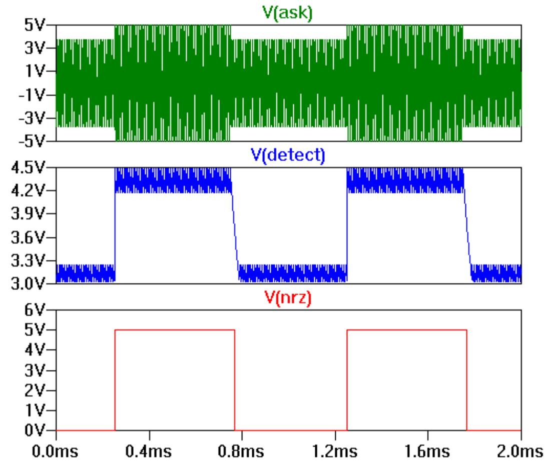
Q23 –



fo=70kHz et f1=1kHz

Q24 : On considère le montage suivant mis en oeuvre pour effectuer une démodulation d'amplitude numérique ASK. Compléter les zones en pointillés du schéma suivant et proposer une valeur pour la résistance Rx





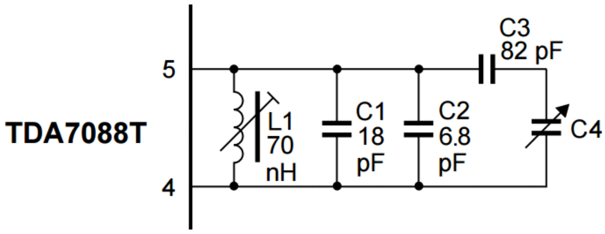
Il faut choisir une tension de seuil d'environ 3,75V donc $3{,}75V = \dfrac{10k\Omega}{Rx + 10k\Omega}\cdot Vcc$

$$Rx = \frac{10k\Omega}{3{,}75V}\cdot Vcc - 10k\Omega \approx 3{,}3k\Omega$$

Q25 :

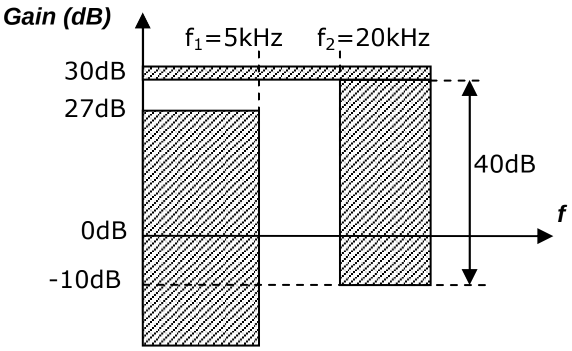
$$Ceq = C1 + C2 + \frac{C3.C4}{C3 + C4}$$

Ceq min=30,39pF donc Foscmax=109,12MHz
Ceq max=47,82pF donc Foscmin=86,99MHz



Thème n°5 : Traitement du signal

Q26 :



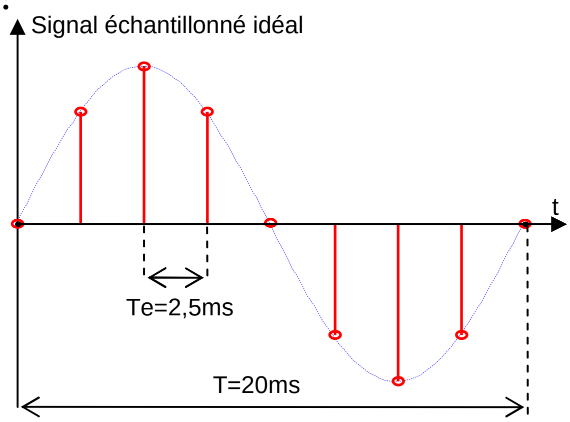
Pour déterminer l'ordre, on utilise les abaques en posant x=20kHz/5kHz=4 et en recherchant le point d'intersection avec -40dB. On trouve un ordre n=3
Dans ces conditions la fonction de transfert est de la forme :

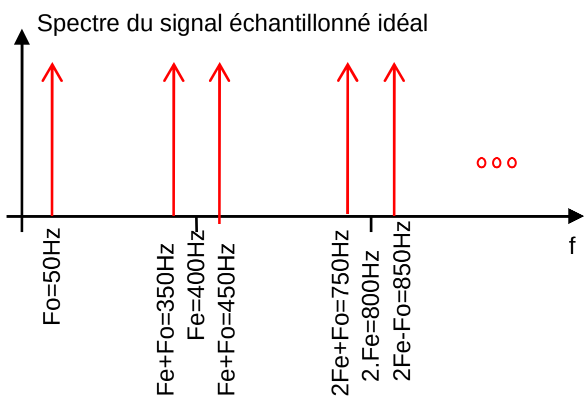
$$T(jf) = \frac{10^{\frac{30}{20}}}{1 + \frac{jf}{fc}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jf}{fc} + \left(\frac{jf}{fc}\right)^2}$$

Q27 : Fe>2.Fmax

Q28 : Si l'on ne respecte pas la règle relative à l'échantillonnage des signaux il y a un phénomène de repliement de spectre. Il faut utiliser un filtre passe bas anti-repliement (anti-aliasing filter) en entrée du convertisseur.

Q29 :





Q30 : Un rythme cardiaque de 60 battements par minute équivaut à une fréquence de 1Hz donc avec une fréquence d'échantillonnage de 400Hz on obtient 400 points pour une période du signal ECG

Q31 : Il s'agit d'un filtre de lissage passe bas (smoothing filter)

Q32 : Fe=10KSample/s soit 10kHz

Q32 : La fréquence mesurée est de 2kHz mais il y a en réalité un repliement de spectre et l'on visualise une raie situé à Fo-Fe=2kHz avec Fo=12kHz qui est la véritable fréquence du signal (indiquée sur le fréquencemètre)

Q34 : $\frac{Y(z)}{X(z)} = H(z) = \frac{0,25 + 0,25.z^{-1}}{1 - 0,5.z^{-1}}$

Q35 :
```
Fe=10e3;
num=[0.25 0.25];
den=[1 -0.5];
[H,fr]=frmag(num,den,500);
plot(fr*Fe,H)
```