Petite synthèse des thèmes abordés au cours du module SEI du semestre 2

UNIVERSITÉ PARIS SUD IUT DE CACHAN Département GEii1

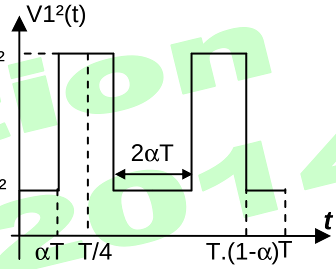
Devoir de vacances d'été N°7 S.POUJOULY @poujouly http://poujouly.net

ELEMENTS DE CORRECTION

Analyse des signaux

Q1 : $\boxed{\langle S\rangle=3.A/4}$ $\boxed{Seff = A.\sqrt{\frac{5}{4}}}$

Q2 : Par définition V1eff²=<V1²>. On représente donc V1² au cours du temps.



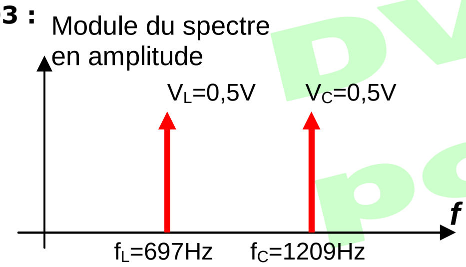
$\langle V1^2\rangle = (1/T).(U^2.4\alpha T + 4U^2.(T-4\alpha T))$

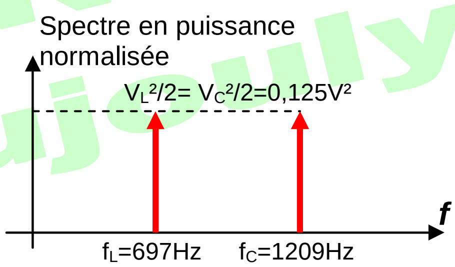
donc $V1eff^2 = \langle V1^2\rangle = 4U^2.(1-3\alpha)$

comme on souhaite V2eff = V1eff, il faut que

$V2eff^2 = (2U/\sqrt{2})^2 = V1eff^2 = 4U^2.(1-3\alpha)$ il faut donc $\boxed{\alpha=1/6}$2

Q3 :





$DTMFeff^2=(V_L^2/2+V_C^2/2)$
donc $\boxed{DTMFeff = 0,25V}$

Q4 : Comme X1=Y1=E et que X2=Y2=0, l'opération réalisée par le multiplieur analogique AD633 devient donc

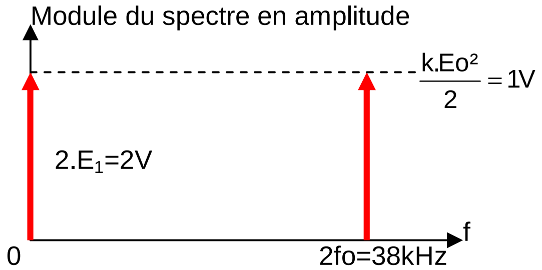
$S=W=K.E^2+Z$ avec $K=0,1V^{-1}$ et $Z=\frac{R2}{R1+R2}\cdot S$

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 $S=\frac{k.Eo^2}{2}.(1-\cos(2\pi.2fo.t))$

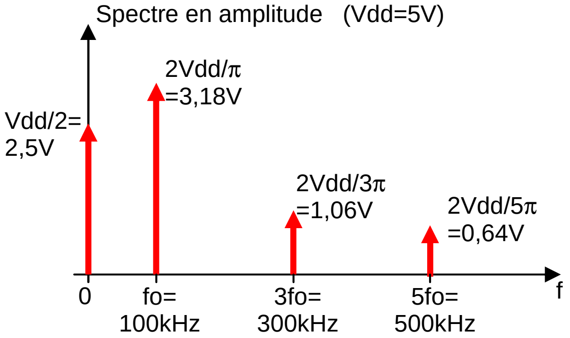


Comme on souhaite récupérer la composante en 2fo, il est donc nécessaire d'utiliser un simple filtre passe haut avec une fréquence de coupure largement inférieure à 2fo.

Q5 : $UdBV = 20.\log\left(\frac{Ueff}{1V}\right)$ 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 $\boxed{\hat{U} = 141{,}4mV}$

Q6 :



Q7 : 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)	$U5=8U/(5\pi)^2 = 0{,}17V$	$\boxed{U5dBV= -18{,}5dBV}$

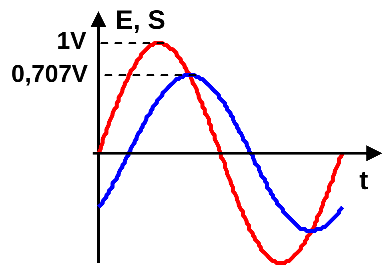
Systèmes linéaires du 1er et du 2nd ordre, Filtrage électrique

Q8 :

Ordre	Passe bas	Passe bande	Passe haut
1er	$\frac{1}{1+\frac{jf}{fc}}$ fc : fréquence de coupure		$\frac{\frac{jf}{fc}}{1+\frac{jf}{fc}}$ fc : fréquence de coupure
2nd	$\frac{1}{1+2m\cdot\frac{jf}{fo}+\left(\frac{jf}{fo}\right)^2}$ 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

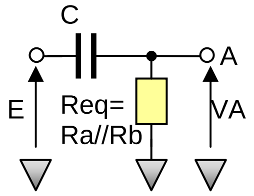
Q9 : $\boxed{fc = \frac{1}{2\pi RC} = 34kHz}$

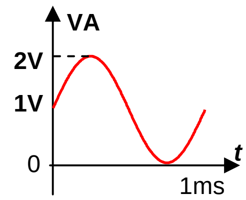
Comme on se trouve à la fréquence de coupure le signal de sortie est légèrement atténué (-3dB ↔ $\frac{1}{\sqrt{2}}$) et le déphasage entre la sortie et l'entrée est de $-\frac{\pi}{4}$ Le module est $\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{fc}\right)^2}}$ donc à 68kHz l'atténuation est $\boxed{\text{de -7dB}}$



Q10 : En continu $VA = Vcc \cdot \frac{Rb}{Ra+Rb}$ donc $\boxed{VA=1V}$

Schéma équivalent en alternatif :





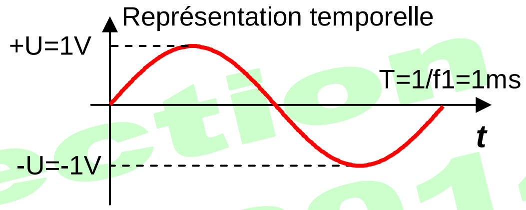
donc $\boxed{fc = \frac{1}{2\pi Req\,C} = \frac{1}{2\pi \frac{Ra.Rb}{Ra+Rb}\cdot C} = 10{,}8Hz}$

• 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.

Q11 : On reconnait un filtre passe haut avec $fc = \frac{1}{2\pi RC}$ donc $\boxed{fc=42{,}3Hz}$

Ce filtre supprime toute composante continue

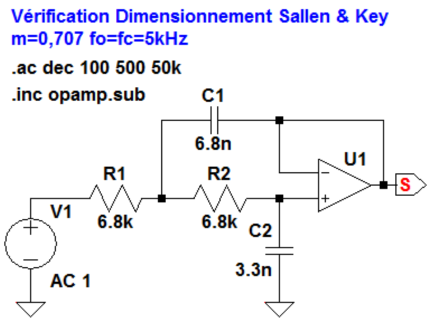
Comme f1>>fc on retrouve la composante sinusoïdale sans la composante continue qui est supprimée par le filtre passe haut.

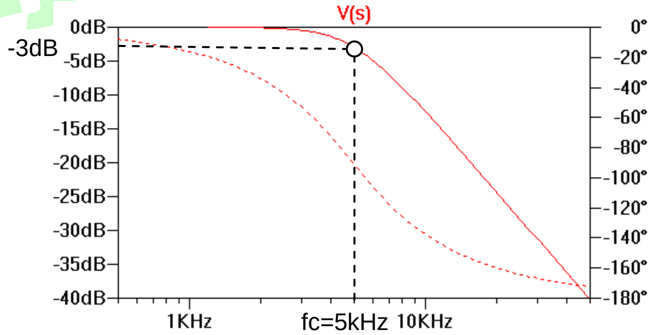


Q12 : Il s'agit d'une structure de Sallen & Key avec $m = \sqrt{\frac{C2}{C1}}$ et $fo = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C1.C2}}$

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



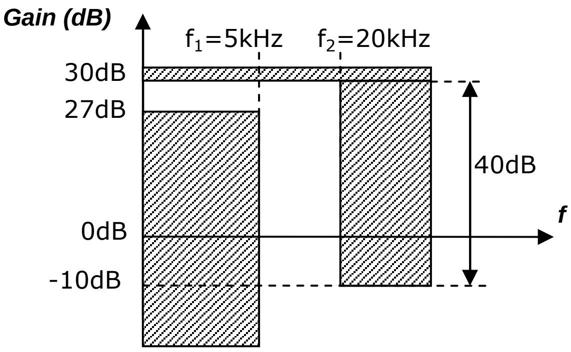


Q13 : $Q = \frac{fo}{BP_{-3dB}}$ donc $\boxed{Q=5}$

$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$ donc $C = \frac{1}{L.(2\pi fo)^2}$ 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

Q14 :



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 :

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

Q15 : Il s'agit d'un montage amplificateur non-inverseur donc $Vout = Vin \cdot \left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)$

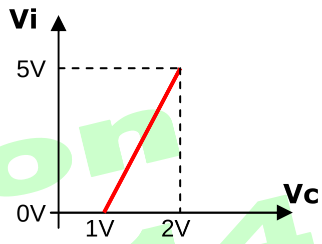
Gain=34dB $\Rightarrow 1+\frac{Rb}{Ra} = 10^{\frac{34}{20}} = 50{,}1$ donc $\boxed{Rb=147{,}4k\Omega}$ (150kΩ Série E12)

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

Q16 : 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

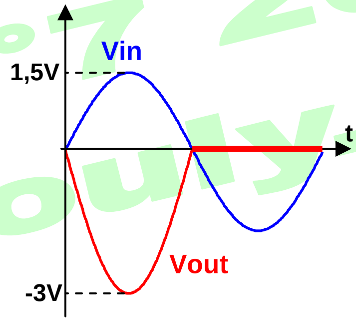
Par identification on en déduit donc $1+\frac{R2}{R1} = 5$ donc $\boxed{\frac{R2}{R1} = 4}$

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

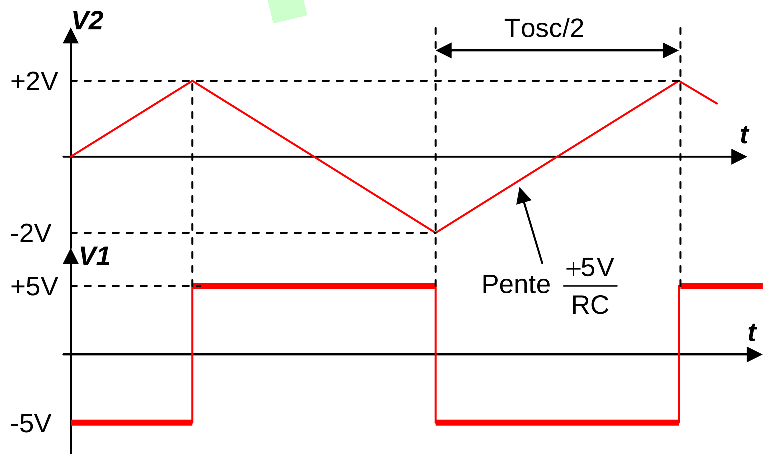
Q17 :

Lorsque Vin>0 D1 passante D2 bloquée

Lorsque Vin<0 D1 bloquée D2 passante



Q18 :



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

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

Fosc = 10kHz donc RC=62,5µs

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

et C=3,9nF

Q19 :

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

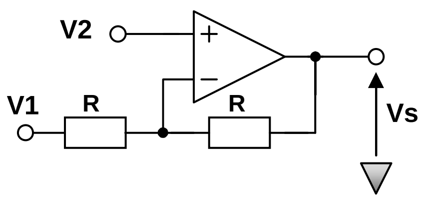
• La sortie /BATTLOW du comparateur CMPTR1 bascule à l'état bas quand :

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

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

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

Q20 :



Q21 : Longueur L = λ/4 avec λ = c/f $C=3.10^8$m/s et $f=224{,}5.10^6$ Hz soit $\boxed{L = 33{,}4cm}$

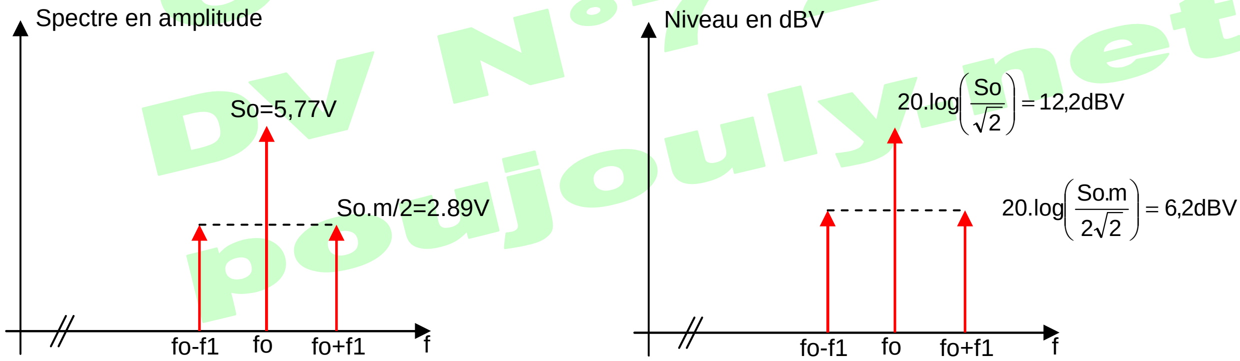
Q22 :
Fol1=(821+455)kHz donc $\boxed{Fol1=1276kHz}$ → Fimage1 = (1276+455)kHz donc $\boxed{Fimage1=1731kHz}$
Fol2=(821-455)kHz donc $\boxed{Fol2=366kHz}$ → Fimage2 = (455-366)kHz donc $\boxed{Fimage2=89kHz}$

Q23 :
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 :

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

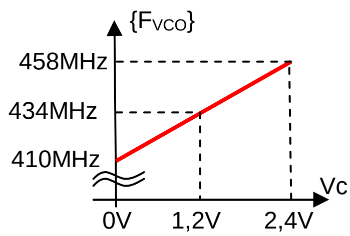
Dans notre cas Seff=3V et m=0,75 donc $\boxed{So=3{,}74V}$.
L'amplitude crête maximale du signal modulé est telle que Smax=So(1+m) soit $\boxed{Smax=6{,}56V}$

Q24 –



fo=70kHz et f1=1kHz

Q25 :
Il faut une tension de Vo=1,2V pour obtenir une fréquence porteuse de 434MHz comme le montre la caractéristique suivante :



$$m = \frac{\Delta f}{fa} = \frac{Kvco.Va}{fa} \text{ donc } Va = \frac{m.fa}{Kvco}$$

il faut donc appliquer un signal sinusoïdal d'amplitude 2,4mVpp