DS N°2 : CORRECTION

IUT DE CACHAN Département GEii1

Lundi 26 mars 2018 S.POUJOULY @poujouly http://poujouly.net

Pb1 : Dispositif de mesure de courant d'une pompe pour moniteur PNI

#Filtrage #Fréquence de coupure #Amplificateur

Q1 : En régime continu le condensateur C59 se comporte comme un circuit ouvert.

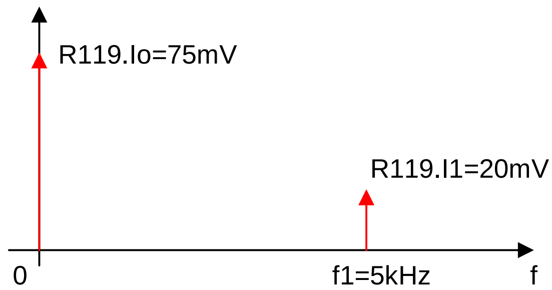
Q2 : Comme l'ampli-op est parfait aucun courant ne traverse la résistance R136 donc la tension aux bornes de la résistance R119 se retrouve sur l'entrée + du montage amplificateur non inverseur.

On peut donc facilement établir que : $Vpump\_C = Ipump.R119.\left(1+\frac{R127}{R129}\right)$

Q3 : Pour Ipump max de 1A alors Vpump_C=2,1V

Q4 : Il s'agit d'un filtre passe bas tel avec une fréquence de coupure $fc = \frac{1}{2\pi R136.C59} = 53Hz$

Q5 :



Q6 : Comme la fréquence de coupure du filtre passe bas est très petite devant 5kHz, le filtre ne laisse passer que la composante continue donc on retrouve en sortie une tension continue de 75mV×21=1,575V

Pb2 : Etage d'entrée d'un oscilloscope : Mode AC / DC

#Oscilloscope #AC/DC #dBV

Q1 : Lorsque l'interrupteur est fermé, l'impédance d'entrée vue des voies CH1 & CH2 est de 1MΩ. On se trouve alors dans le mode de couplage DC.

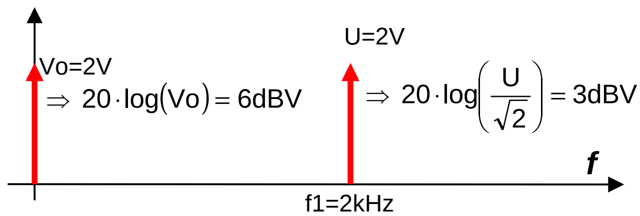
Q2 : Lorsque l'interrupteur est ouvert, le filtre formé par le condensateur de 22nF et la résistance de 1MΩ est un filtre passe haut du 1er ordre. Sa fréquence de coupure est $\boxed{fc=7{,}2Hz}$

Q3 : Lorsque l'interrupteur est ouvert, le filtre passe haut supprime la composante continue et ne laisse passer que les composantes alternative ce qui justifie le nom AC : Alternative coupling.

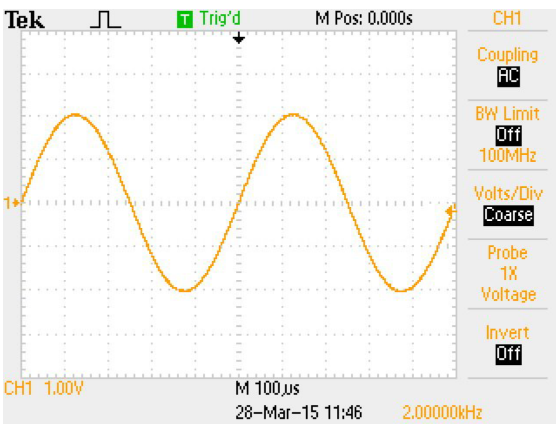
Q4 : $V1(t) = Vo + U \cdot \sin(2\pi f_1 t)$ avec Vo=2V, U=2V et f1=2kHz

Q5 :

Module du spectre en amplitude



Q6 : Si l'on choisit le couplage en mode AC la composante continue est supprimée est l'obtient donc le chronogramme centrée sur 0 :

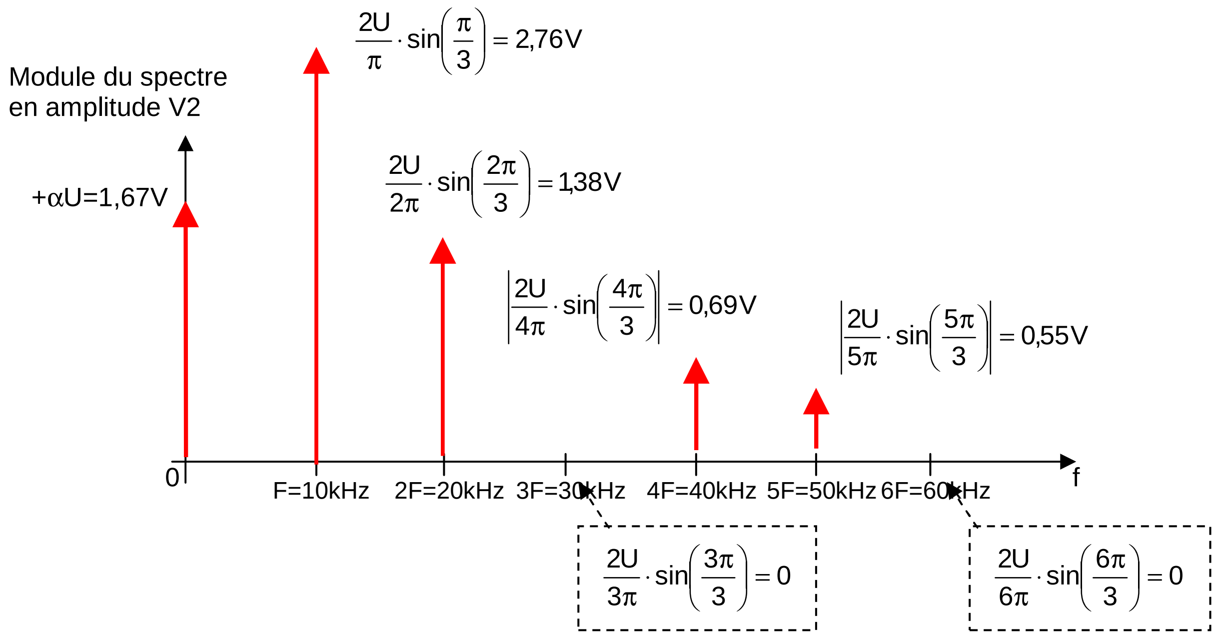


Pb3 : Un générateur continu pour dispositif de mesure biomédical

#Décomposition en série de Fourier #Spectre

Q1 : Pulse Width Modulation et son équivalent en français est MLI : Modulation à Largeur d'Impulsion

Q2 : Comme la période est T=100µs alors la fréquence fondamentale est F=1/T=10kHz



Q3 : Le filtre composé de R1 & C1 est un filtre passe bas du 1er ordre dont la fréquence de coupure est $fc=\frac{1}{2\pi R1.C1}\approx 68Hz$

Q4 : Comme la fréquence de coupure f<<F=10kHz le filtre passe bas "ne laisse passer" que la composante continue et atténue l'ensemble des autres composantes fréquentielles. Dans ces conditions on récupère une tension continue dont la valeur est αU.

Pb4 : Un amplificateur pour récepteur DCF 77 **[7 pts]**

#Produit gain bande #Slew rate #Circuit LC bouchon

Q1 : $20.\log\left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)=42dB$ donc $Rb=Ra\left(10^{\frac{42dB}{20}}-1\right)\approx 200k\Omega$

Q2 : Le produit gain bande GBW est tel que $GBW=fp.10^{\frac{42dB}{20}}\approx 9,76MHz$

Q3 : $Vout(t)=E.\left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)\cdot\sin(2\pi.fp.t)$

Q4 : $\frac{dVout(t)}{dt}=E.\left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)\cdot 2\pi.fp.\cos(2\pi.fp.t)$ donc $\left|\frac{dVout}{dt}\right|_{max}=E.\left(1+\frac{Rb}{Ra}\right)2\pi fp=E.10^{\frac{42}{20}}2\pi fp=1,22V/\mu s$

Q5 : $L=AL.N^2=7,5mH$

Q6 : $fp=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ donc $C=\frac{1}{L.(2\pi fp)^2}\approx 560pF$

Pb5 : Un filtre passe bas pour une application audio

#Passe bas #2nd ordre #Millman

Q1 : Il s'agit de montage suiveur. Dans cette configuration on ne préleve aucun courant sur l'entrée + et on recopie le potentiel V+ sur la sortie.

Q2 : $V_A = \dfrac{\dfrac{V_{IN}}{R1} + V_{OUT} \cdot jC1\omega}{\dfrac{1}{R1} + jC1\omega} = \dfrac{V_{IN} + V_{OUT} \cdot jR1C1\omega}{1 + jR1C1\omega}$

Q3 : Il s'agit d'un simple filtre RC passe bas du 1er ordre donc $V_{OUT} = \dfrac{V_A}{1 + jR2C2\omega}$

Q4 : En utilisant les relations établies pour les 2 questions précédentes :

$V_{OUT} \cdot (1 + jR2C2\omega) = \dfrac{V_{IN} + V_{OUT} \cdot jR1C1\omega}{1 + jR1C1\omega}$ donc $V_{OUT} \cdot [(1 + jR2C2\omega) \cdot (1 + jR1C1\omega) - jR1C1\omega] = V_{IN}$

soit $T(j\omega) = \dfrac{V_{OUT}(j\omega)}{V_{IN}(j\omega)} = \dfrac{1}{1 + jR2C2\omega + (j\omega)^2 R1R2C1C2}$

Q4 : Cette fonction de transfert peut se mettre sous une forme canonique d'un filtre passe bas du 2nd ordre de la forme $T(j\omega) = \dfrac{1}{1 + 2m\dfrac{j\omega}{\omega o} + \left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}$

avec $\dfrac{1}{\omega o^2} = R1R2C1C2$ et $\dfrac{2m}{\omega o} = R2C2$. On en déduit donc $\boxed{\omega o = \dfrac{1}{\sqrt{R1R2C1C2}}}$ et $\boxed{m = \dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R2C2}{R1C1}}}$

Q6 : En posant C1=C2=C on en déduit que $fo = \dfrac{1}{2\pi C\sqrt{R1R2}}$ et $m = \dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R2}{R1}}$

soit $R2 = 4.m^2R1$ et donc $C = \dfrac{1}{2\pi fo.2.m.R1}$

avec R1=10kΩ et fo=fc=3400Hz car m=0,707 (Dans ce cas la fréquence de coupure est confondue avec la fréquence propre) on obtient $\boxed{R2 = 20k\Omega}$ et $\boxed{C = 3{,}3nF}$

Pb6 : Un filtre passe bande pour récepteur IR

#Passe bande 2nd ordre #Identification #Facteur de qualité

Q1 : En effectuant l'identification on obtient les 3 équations suivantes :

$\dfrac{1}{\omega o^2} = (RC)^2$ $\dfrac{1}{Q.\omega o} = (3-k).RC$ et $\dfrac{Tmax}{Q.\omega o} = k.RC$ Donc on en déduit $\omega o = \dfrac{1}{RC}$ $Q = \dfrac{1}{3-k}$ et $Tmax = \dfrac{k}{3-k}$

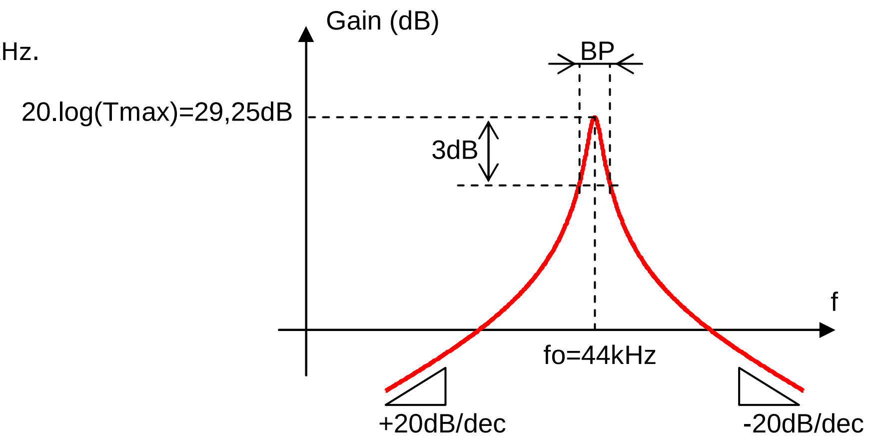
Q2 : Pour obtenir $fo = \dfrac{1}{2\pi RC} = 44kHz$ avec C=330pF il faut que R≈11kΩ

Pour obtenir Q=10 il faut que k=2,9. Dans ces conditions Tmax=29

Pour réaliser l'amplificateur k on peut utiliser un montage amplificateur non inverseur à ampli-op avec 2 résistances Ra=4,3kΩ et Rb=8,2kΩ pour obtenir (1+Rb/Ra)≈2,9

Q3 : $Q = \dfrac{fo}{BP}$ donc BP=4,4kHz.

Q4 :



Pb7 : Un filtre passe haut pour un modem CPL

#Passe haut du 2nd ordre #Identification

Q1 : La forme canonique d'un filtre passe haut du 2nd ordre est : $T(j\omega) = \dfrac{\left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}{1 + 2m\dfrac{j\omega}{\omega o} + \left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}$

donc par identification $\dfrac{1}{\omega o^2} = C^2R1R2$ et $\dfrac{2m}{\omega o} = 2R2.C$ soit $\omega o = \dfrac{1}{C\sqrt{R1.R2}}$ et $2m = \dfrac{2R2C}{C\sqrt{R1.R2}}$ soit $m = \sqrt{\dfrac{R2}{R1}}$

Q2 : Il faut choisir $m = \dfrac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$

Q3 : Avec la valeur de m on en déduit que R1=2R2 soit $fo = \dfrac{1}{2\pi C.R2\sqrt{2}} = fc$ et donc comme C=1,5nF alors R2=15kΩ soit R1=30kΩ.

Q4 : Comme la pente est de 40dB par décade le gain de ce filtre à 50Hz est de -80dB (2 décades) soit une atténuation de 80dB ce qui est considérable et conforme avec l'application envisagée.

Pb8 : Un vumètre audio

#Valeur efficace #Puissance

Q1 : $P = \dfrac{Vheff^2}{Ro}$ **Q2 :** $P = \dfrac{\hat{V}h^2}{2.Ro}$ donc $\hat{V}h = \sqrt{2.P.Ro}$ soit $\hat{V}h = 28{,}3V$

Q3 : RMS : Root Mean Square cad $Veff = \sqrt{< v^2(t) >}$

Q4 : $Vm = K.Vx^2 = K \cdot \left(\dfrac{Ra.Vh}{Ra + Rb}\right)^2$

Q5 : Si l'on choisit une fréquence de coupure très petite pour le filtre passe bas alors celui-ci ne laisse passer que la composante continue qui correspond aussi à la valeur moyenne du signal d'entrée. Donc Vin = <Vm> si $fc << 2.fin$ ou fin désigne la fréquence du signal d'entrée (le coefficient 2 provient du multiplieur)
Cette fréquence est compatible avec ce vumètre audio puisque les composantes fréquentielles les plus basses en entrée sont de 20Hz. On respecte donc la condition précédente.

Q6 : $Vin = < Vm > = K \cdot \left(\dfrac{Ra}{Ra + Rb}\right)^2 \cdot < Vh^2 >$ donc $Vin = K \cdot \left(\dfrac{Ra}{Ra + Rb}\right)^2 \cdot Vheff^2$ soit $Vin = K \cdot \left(\dfrac{Ra}{Ra + Rb}\right)^2 .Ro.P$

De la forme Vin = α.P avec $\alpha = K \cdot \left(\dfrac{Ra}{Ra + Rb}\right)^2 .Ro$

Q7 : Le coefficient α s'exprime en V/W. $\left(\dfrac{Ra + Rb}{Ra}\right)^2 = \dfrac{K.Ro}{\alpha}$ donc $\dfrac{Rb}{Ra} = \sqrt{\dfrac{K.Ro}{\alpha}} - 1$ soit Rb/Ra=3