Etude de systèmes électroniques :
Caractéristiques d'Ampli-op réel
& Filtre du 2nd ordre

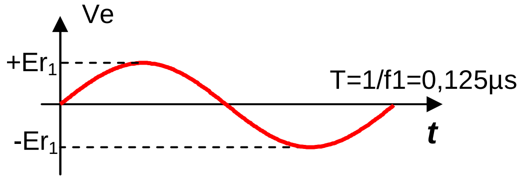
UNIVERSITÉ PARIS SUD
IUT DE CACHAN Département GEii1

Eléments de correction

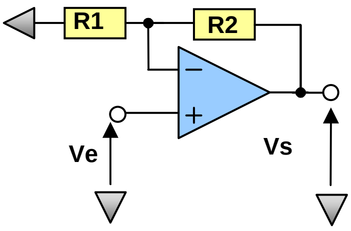
Exercice 1 : Etude d'un amplificateur pour télémètre LASER

Q1 : Il s'agit d'un filtre passe haut avec $fc = \dfrac{1}{2\pi RC}$ donc $\boxed{C = \dfrac{1}{2\pi Rfc} = 3{,}9nF}$

Q2 : Ce filtre supprime la composante continue :



Q3 : Montage amplificateur non inverseur



$$GdB = 20.\log\left(1+\frac{R2}{R1}\right) \text{ donc } \frac{R2}{R1} = 10^{\frac{GdB}{20}} - 1 \approx 19$$

Comme R1=430Ω alors $\boxed{R2 \approx 8{,}2k\Omega}$

Q4 : Le produit gain bande est une limitation pour un amplificateur opérationnel. Cela signifie que le produit entre l'amplification et la bande passante est limité par cette quantité. Dans notre application l'amplification est de 20 (26dB) pour une bande passante de 8MHz ce qui nécessite l'emploi d'un ampli-op avec un produit gain bande GBW minimal de 20×8MHz = 160MHz

Exercice 2 : Une interface d'entrée pour convertisseur analogique-numérique

Q1 : il s'agit de l'unité Mega Sample per second équivalent à MHz

Q2 : Il s'agit d'un filtre passe bas dont la fréquence de coupure $fc = \dfrac{1}{2\pi RC} \approx 500kHz$ Pour Fe/2=5MHz l'atténuation apporté par ce filtre est de 20dB.

Q3 : $V_{OUT} = -20.U.\sin(2\pi f_{IN} t)$ donc $\dfrac{dV_{OUT}}{dt} = -20.U.2\pi.f_{IN}.\cos(2\pi f_{IN} t)$ soit $\left|\dfrac{dV_{OUT}}{dt}\right|_{max} = 20.U.2\pi.f_{IN}$

Pour U=0,1V (0,2$V_{P\text{-}P}$) et f_{IN}=300kHz $\boxed{Sr = \left|\dfrac{dV_{OUT}}{dt}\right|_{max} = 3{,}77V/\mu s}$

Q4 : Si l'on applique un signal sinusoïdal de fréquence f_{IN}=500kHz et d'amplitude 0,4$V_{P\text{-}P}$ cela signifie que le Slew rate nécessaire doit être de 12,6V/µs. Comme l'ampli-op possède un Sr=4V/µS cela implique que le signal de sortie est totalement modifiée et devient triangulaire.

Exercice 3 : Filtrage audio pour qualité téléphonique

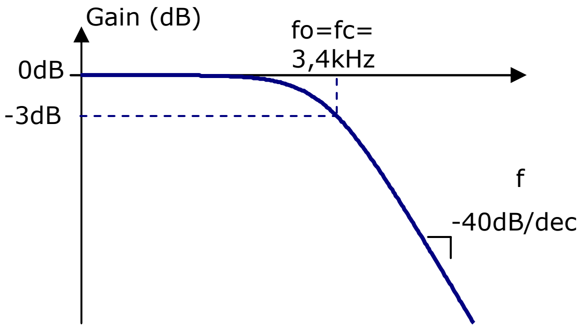
Q1 : La fonction de transfert est de la forme $T(j\omega) = \dfrac{1}{1 + 2m\dfrac{j\omega}{\omega o} + \left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}$

Par identification $\dfrac{1}{\omega o^2} = R_1.R_2.C_1.C_2$ et $\dfrac{2m}{\omega o} = C_2 \cdot (R_1 + R_2)$ donc $\boxed{\omega o = \dfrac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}}$ et $\boxed{m = \dfrac{1}{2} \cdot \dfrac{C_2 \cdot (R_1 + R_2)}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}}$

Q2 : m=0,707 permet d'obtenir une fréquence de coupure fc identique à fo.

Q3 : $\boxed{C_2 = 1{,}1nF}$ (1nF en // avec 100pF par exemple) et $\boxed{R = R_1 = R_2 = 30k\Omega}$

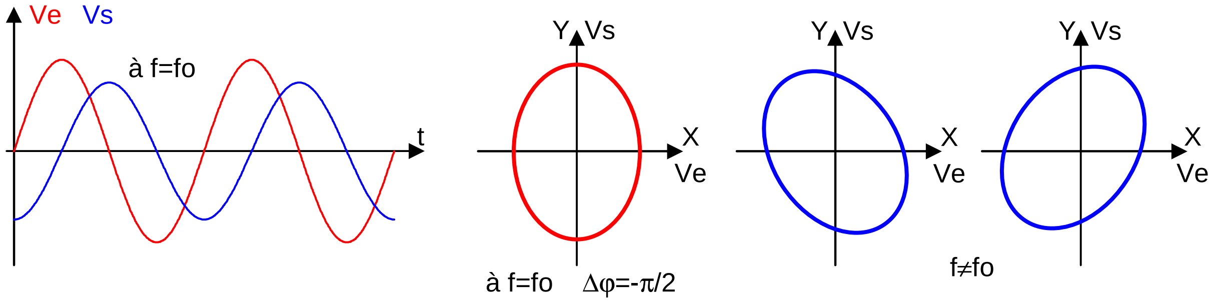
Q4 :



Q5 : Afin de vérifier le bon réglage de la fréquence propre fo et du coefficient d'amortissement m on connecte un signal sinusoïdal en entrée du filtre en veillant à ne pas obtenir de saturation en sortie.

Comme pour f=fo ou ω=ωo la fonction de transfert peut s'écrire sous la forme $T(j\omega o)=\frac{1}{2mj}$ cela signifie que pour la pulsation propre, l'argument de la fonction de transfert est -π/2 et le module est égal à 1/(2m)

Il faut donc rechercher la fréquence fo, en plaçant l'oscilloscope en mode XY (X=Ve & Y=Vs). On obtient alors une ellipse perpendiculaire lorsque l'on se trouve à f=fo. Pour cette fréquence il suffit de mesurer Vscac et Vecac et l'on en déduit le rapport 1/(2m) donc la valeur du coefficient d'amortissement m.



Exercice 4 : Conception d'un filtre passe haut

Q1 : Le calcul de la fonction de transfert est classique :

Etape 1 : Théorème de Millman au point A (point commun entre les 2 condensateurs C et la résistance R2)

$$VA=\frac{E.jC\omega+SjC\omega+\frac{S}{R_2}}{2jC\omega+\frac{1}{R_2}}=\frac{E.jR_2C\omega+SjR_2C\omega+S}{2jR_2C\omega+1}$$

Etape 2 : Relation entre VA & V+=S : il s'agit d'un simple circuit CR1 passe haut donc

$$S=\frac{jR_1C\omega}{1+jR_1C\omega}\cdot VA \quad \text{soit} \quad S\cdot\frac{1+jR_1C\omega}{jR_1C\omega}=VA$$

Etape 3 : A partir des 2 équations précédentes :

$$S\cdot\frac{1+jR_1C\omega}{jR_1C\omega}=\frac{E.jR_2C\omega+SjR_2C\omega+S}{2jR_2C\omega+1}$$

soit $S\cdot(1+jR_1C\omega)\cdot(2jR_2C\omega+1)=E.R_1R_2(jC\omega)^2+S.R_1R_2(jC\omega)^2+S.jR_1C\omega$

donc $S\cdot\left[(1+jR_1C\omega)\cdot(2jR_2C\omega+1)-.R_1R_2(jC\omega)^2-.jR_1C\omega\right]=E.R_1R_2(jC\omega)^2$

que l'on peut écrire $S\cdot\left[1+2jR_2C\omega+.R_1R_2(jC\omega)^2\right]=E.R_1R_2(jC\omega)^2$

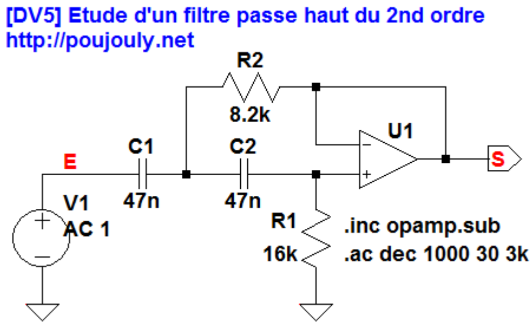
ce qui nous donne bien $T(j\omega)=\frac{S(j\omega)}{E(j\omega)}=\frac{(j\omega)^2C^2R_1R_2}{1+2jR_2C\omega+(j\omega)^2C^2R_1R_2}$

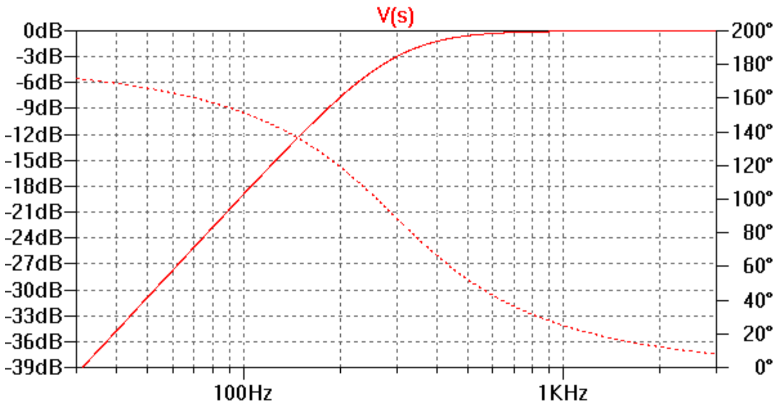
Q2 : Cette fonction de transfert est de la forme $T(j\omega)=\dfrac{\left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}{1+2m\dfrac{j\omega}{\omega o}+\left(\dfrac{j\omega}{\omega o}\right)^2}$

avec $\dfrac{1}{\omega o^2}=R_1R_2C^2$ et $\dfrac{2m}{\omega o}=2R_2C$. On en déduit donc $\boxed{\omega o=\dfrac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}}$ et $\boxed{m=\sqrt{\dfrac{R_2}{R_1}}}$

Le choix m=0,707 impose $R_1=2R_2$ dans ces conditions $C=\dfrac{1}{2\pi foR2\sqrt{2}}$

Le choix R_2=8,2kΩ R_1=16kΩ et C=47nF est un bon compromis pour les séries normalisées classiques (E24 pour les résistances et E12 pour les condensateurs)
Une vérification sous LTspice permet de retrouver la fréquence de coupure de 300Hz





Exercice 5 : Impédancemètre pour composants passifs

Partie 1 : Analyse du fonctionnement de la détection synchrone

Q1 : En position 1 : $Vm(t)=K.Vx(t).S_{0°}(t)$ avec $Vx(t)=gm.Vo.|Zx|.\cos(2\pi fm.t+Arg(Zx))$ et $S_{0°}(t)=Vo.\cos(2\pi fm.t)$

Donc $Vx(t)=\dfrac{K.gm.Vo^2.|Zx|}{2}\cdot[\cos(Arg(Zx))+\cos(2\pi 2fm.t+Arg(Zx))]$

Q2 : Si le filtre passe bas est choisi de telle sorte à « éliminer » la composante en 2fm alors

$Vout(t)=\dfrac{K.gm.Vo^2.|Zx|}{2}\cdot\cos(Arg(Zx))$ de la forme indiquée avec $\boxed{\alpha=\dfrac{K.gm.Vo^2}{2}}$

Pour aller plus loin : En position 2 : $Vm(t)=K.Vx(t).S_{90°}(t)$ avec $S_{90°}(t)=Vo.\cos\left(2\pi fm.t+\dfrac{\pi}{2}\right)$

Donc $Vx(t)=\dfrac{K.gm.Vo^2.|Zx|}{2}\cdot\left[\cos\left(Arg(Zx)-\dfrac{\pi}{2}\right)+\cos\left(2\pi 2fm.t+Arg(Zx)+\dfrac{\pi}{2}\right)\right]$

On obtient donc $Vout(t)=\dfrac{K.gm.Vo^2.|Zx|}{2}\cdot\cos\left(Arg(Zx)-\dfrac{\pi}{2}\right)=\dfrac{K.gm.Vo^2.|Zx|}{2}\cdot\sin(Arg(Zx))$

Comme on connaît les grandeurs Vo, K et gm il suffit d'effectuer une conversion des coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires pour calculer $|Zx|$ et $Arg(Zx)$.

Partie 2 : Etude & Dimensionnement du filtre passe bas

Q3 : $VA(j\omega)=\dfrac{\dfrac{Ve(j\omega)}{R}+\dfrac{Vs(j\omega)}{R}}{\dfrac{3}{R}+jC_1\omega}$ donc $\boxed{VA(j\omega)=\dfrac{Ve(j\omega)+Vs(j\omega)}{3+jRC_1\omega}}$

Q4 : Il s'agit d'un montage intégrateur pur donc $\boxed{Vs(j\omega)=-VA(j\omega).\dfrac{1}{jRC_2\omega}}$

Q5 : En associant les 2 équations précédentes $-jRC2\omega.Vs(j\omega)=\frac{Ve(j\omega)+Vs(j\omega)}{3+jRC_1\omega}$

Soit $-Vs(j\omega).[3jRC_2\omega+R^2C_1C_2(j\omega)^2]=Ve(j\omega)+Vs(j\omega)$ donc $T(j\omega)=\frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)}=\frac{-1}{1+3RC_2(j\omega)+R^2C_1C_2(j\omega)^2}$

Q6 : de la forme: $T(j\omega)=\frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)}=\frac{-1}{1+2m\left(\frac{j\omega}{\omega o}\right)+\left(\frac{j\omega}{\omega o}\right)^2}$ avec $\boxed{\omega o=\frac{1}{R\sqrt{C_1.C_2}}}$ et $\frac{2m}{\omega o}=3RC_2$ donc $\boxed{m=\frac{3}{2}\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}}$

Q7 : C_1=270nF m=0,5 et fo=10Hz donc $\boxed{C_2=30nF}$ (2 condensateurs de 15nF en //) et $\boxed{R=176,8k\Omega}$ (180kΩ)

Q8 : Pour réaliser le filtre du 1er ordre avec une inversion de signe on propose le montage ci-contre.

Comme $fc=\frac{1}{2\pi RC}$ on peut prendre R=130kΩ (E24) et C=120nF (E12)