

Examen d'instrumentation

Consignes

- Indiquez immédiatement vos nom, prénom et section en bas de CHAQUE page
- Documents et calculatrices graphiques ou avec mémoire **NE SONT PAS AUTORISES.**
- L'examen dure **3h00**
- L'examen est coté au total sur 40 points (ramené ensuite sur 20 points)
- Répondez directement dans les cases prévues à cet effet
- Décrivez le **raisonnement** qui a conduit à chaque réponse (**la longueur de l'emplacement prévu pour la réponse vous indique approximativement la longueur du développement attendu**)
- Efforcez-vous d'écrire le plus clairement et le plus lisiblement possible

NOM :

PRENOM :

SECTION :

Question 1

/ 10pts

L'acier est 100% recyclable. Son recyclage contribue aux objectifs environnementaux en réduisant l'utilisation de matières premières vierges et les émissions de CO₂. Il y a un grand volume d'acier produit en Europe chaque année – environ 160 millions de tonnes – dont environ une moitié est fabriqué à partir de ferraille. La ferraille est fondue dans des fours (typiquement par des arcs électriques à haute tension) à une température de plus de 3 500 °Celsius. L'énergie nécessaire à cette transformation est donc considérable.

Afin de maîtriser le processus et de minimiser l'énergie nécessaire à cette transformation, on désire monitorer précisément la température du four, via un capteur de température infrarouge, sur batteries. Les spécifications de cette chaîne d'acquisition vous sont fournies :

- La température doit pouvoir être mesurée entre 0°C et 15k°C
- La puissance max est budgétée à 7.5 mW
- Résolution sur la température de 1 m°C
- On veut mesurer les variations de la température pour des fréquences allant jusqu'à maximum 1Hz.
- Alimentation du circuit en 0-6V

Le capteur de température a les spécifications suivantes :

- une plage de fonctionnement entre 0°C et 15k°C
- en sortie 0V à 0°C et une sensibilité linéaire de 100mV/k°C
- $R_{source} = 1k\Omega$

Pour réaliser cette chaîne, vous avez à votre disposition différents composants (vous pouvez prendre plusieurs fois le même composant si nécessaire). Vous avez aussi à disposition tous les composants numériques que vous pourriez désirer.

Vous désirez minimiser le bruit de la chaîne.

Il vous est demandé de dimensionner la chaîne d'acquisition respectant le cahier des charges. Veuillez préciser son architecture (en vous aidant d'un schéma bloc) et, pour chaque composant, discuter son utilité (est-il nécessaire de l'inclure dans la chaîne ?), sa position dans la chaîne et la manière dont il est utilisé (quelle(s) amplification(s) pour le(s) amplificateur(s) ? quelle(s) fréquence(s) de coupure pour le(s) filtre(s) ?). Veuillez calculer la contribution en bruit de chaque composant ainsi que le bruit total, référé à l'entrée, de la chaîne. Si plusieurs possibilités sont offertes (par exemple, plus d'un composant possible ou plus d'une valeur possible), veuillez le noter.

Amplificateurs :

	Bruit E_n	Bruit I_n	G.BP	Puissance
Ampli 1	$10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$	5kHz	2mW
Ampli 2	$5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$500 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$	0.1kHz	1mW
Ampli 3	$5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$1 \frac{nA}{\sqrt{Hz}}$	10kHz	0.5mW

Filtres passe-haut :

	Bruit E_n	Bruit I_n	G.BP	Puissance	F_{coupe}
Filtre PH1	$500 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$	50kHz	2mW	A déterminer
Filtre PH2	$250 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{nA}{\sqrt{Hz}}$	20kHz	2mW	A déterminer
Filtre PH3	$100 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{nA}{\sqrt{Hz}}$	10kHz	0.5mW	A déterminer

Filtres passe-bas :

	Bruit E_n	Bruit I_n	G.BP	Puissance	F_{coupe}
Filtre PB1	$800 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$	50kHz	0.5mW	A déterminer
Filtre PB2	$800 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{nA}{\sqrt{Hz}}$	20kHz	0.5mW	A déterminer
Filtre PB3	$100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$100 \frac{nA}{\sqrt{Hz}}$	10kHz	2mW	A déterminer

Convertisseurs analogique-numérique :

	Bruit E_n	$F_{sampling}$ max	Nombre de bits	Puissance
CAN 1	$100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	16	2mW
CAN 2	$100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	20	2mW
CAN 3	$100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	24	2mW
CAN 4	$400 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	16	1mW
CAN 5	$400 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	20	1mW
CAN 6	$400 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	100kHz	24	1mW

Cahier des charges

Le capteur donne en sortie 0V à 0°C et une sensibilité linéaire de 100mV/k°C. Il a donc une sortie en tension de 0V (0°C) à 1.5V (15k°C). L'offset nous intéresse, puisqu'il est nécessaire pour obtenir la température (en valeur absolue).

On veut mesurer les variations de la température pour des fréquences allant jusqu'à maximum 1Hz. Il faut donc une fréquence d'échantillonnage > 2Hz minimum pour respecter Shannon.

On veut minimiser le bruit.

Choix de l'ampli

Gain max = 4 (=6V/1.5V). Le produit gain*BP = 4*1Hz = 4 Hz, ne pose de problème pour aucun des trois amplis.

$R_s = 1k\Omega$ donc c'est le bruit de courant qui va être prépondérant. La densité bruit de courant domine largement pour les trois amplis :

- pour l'ampli A : $10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} < 1k\Omega * 100 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} = 100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
- pour l'ampli B : $5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} < 1k\Omega * 500 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} = 500 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
- pour l'ampli C : $5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} < 1k\Omega * 1000 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} = 1000 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$

C'est l'ampli 1 qui a le plus petit bruit en courant et qui minimise le bruit total. La densité spectrale de bruit, presque uniquement due au bruit en courant, vaut :

$$en = \sqrt{\left(1k\Omega * 100 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}\right)^2 + \left(10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2} = \sqrt{\left(100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 + \left(10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2} \approx 100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

Le bruit total de l'ampli vaut :

$$En = 100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{1Hz} = 100nV_{RMS}$$

On désire minimiser le bruit. On choisit l'ampli 1.

Choix des filtres

Il ne faut pas de filtre passe haut.

Le filtre passe-bas coupe à 1Hz (ou entre 1Hz et $F_s/2$ pour être précis). Le produit gain*BP = 1*1Hz = 1Hz. Tous les filtres conviennent.

Ici, c'est le bruit en tension qui domine ($Z_{in} \sim 0$). Le filtre avec le moins de bruit en tension donne (PB3):

$$En = 100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{1Hz}/4 = 25nV_{RMS}$$

Les deux autres donnent :

$$En = 800 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{1Hz}/4 = 200nV_{RMS}$$

On choisit le filtre PB3.

CAN

La résolution sur la mesure est de 10-3°C à l'entrée de la chaîne, correspondant à 0.1µV à la sortie du capteur (1m°C * (100mV/k°C)), soit 4*0.1µV = 0.4µV à l'entrée du CAN. Nous avons donc une dynamique de 6V/0.4µV = 15M. On retrouve ce résultat en travaillant directement sur les températures (15k°C/1m°C = 15 M).

Il nous faudra donc au minimum 24 bits ($2^{24}=16M$). => Uniquement le 3 ou le 6.

$F_s = \min 2 * f_{max} = 2Hz$ => tous les CAN conviennent.

Bruit du 3 : $En = 100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{1Hz}/4 = 25nV_{RMS}$
Bruit du 6 : $En = 400 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{1Hz}/4 = 100nV_{RMS}$

On choisit le CAN 3.

Budget bruit

$$E_{tot} = \sqrt{100nV^2 + 25nV^2 + 25nV^2} = 106nV_{RMS}$$

Budget puissance

Avec le CAN 3 : $2mW + 2mW + 2mW = 6mW$

Architecture finale

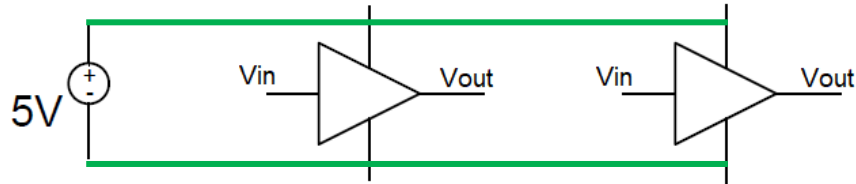


Question 2

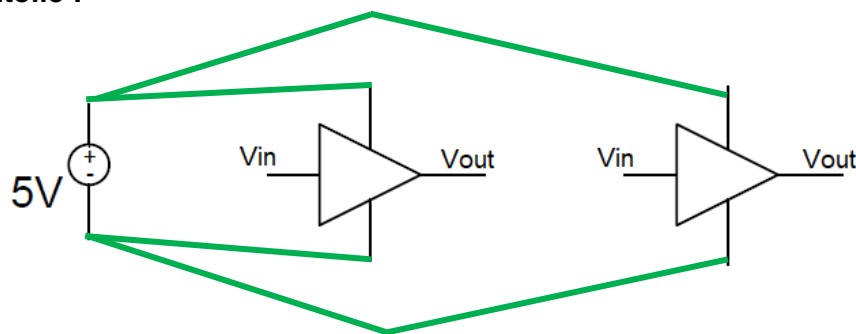
/ 5pts

Représentez schématiquement un câblage en cascade et un câblage en étoile.

Cascade :



Etoile :



/3pts

Lequel protégera mieux des parasites en cas d'une variation brusque de consommation ? Justifiez.

Le montage en étoile protégera mieux des parasites car la portion de câble commune est réduite à son minimum nécessaire.

/2pts

Question 3

/ 5pts

Soit la fonction définie par $y[n] = x[n] - x[n - L]$

Déterminer la réponse en fréquence de ce système.

$$\begin{aligned}\Rightarrow Y(e^{j\omega}) &= X(e^{j\omega}) - X(e^{j\omega})e^{-j\omega L} \\ \Rightarrow H(e^{j\omega}) &= \frac{Y(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})} = 1 - e^{-j\omega L} = 1 - \cos(\omega L) + j \sin(\omega L)\end{aligned}$$

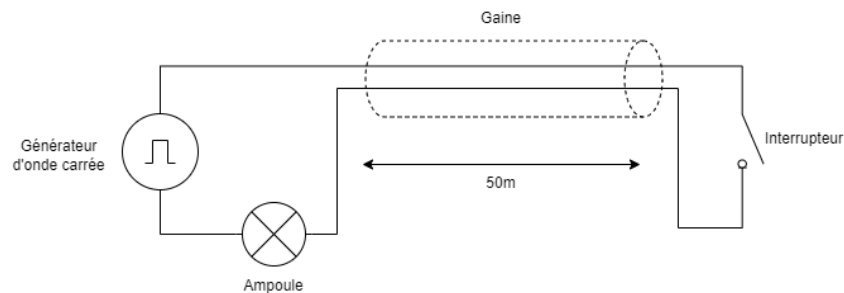
Déterminer l'amplitude $|H(e^{j\omega})|$ et la phase $\text{Arg}(H(e^{j\omega}))$ de ce système pour $L=8$

$$\begin{aligned}H(e^{j\omega}) &= e^{-j\omega \frac{L}{2}} \left(e^{j\omega \frac{L}{2}} - e^{-j\omega \frac{L}{2}} \right) = 2j \sin\left(\omega \frac{L}{2}\right) e^{-j\omega \frac{L}{2}} \\ \Rightarrow |H(e^{j\omega})| &= 2 \left| \sin\left(\omega \frac{L}{2}\right) \right| \\ \text{Et } \text{Arg}[H(e^{j\omega})] &= \pm \frac{\pi}{2} - \omega \frac{L}{2} \quad \text{où } \pm 1 = \text{sign}\left[\sin\left(\omega \frac{L}{2}\right)\right]\end{aligned}$$

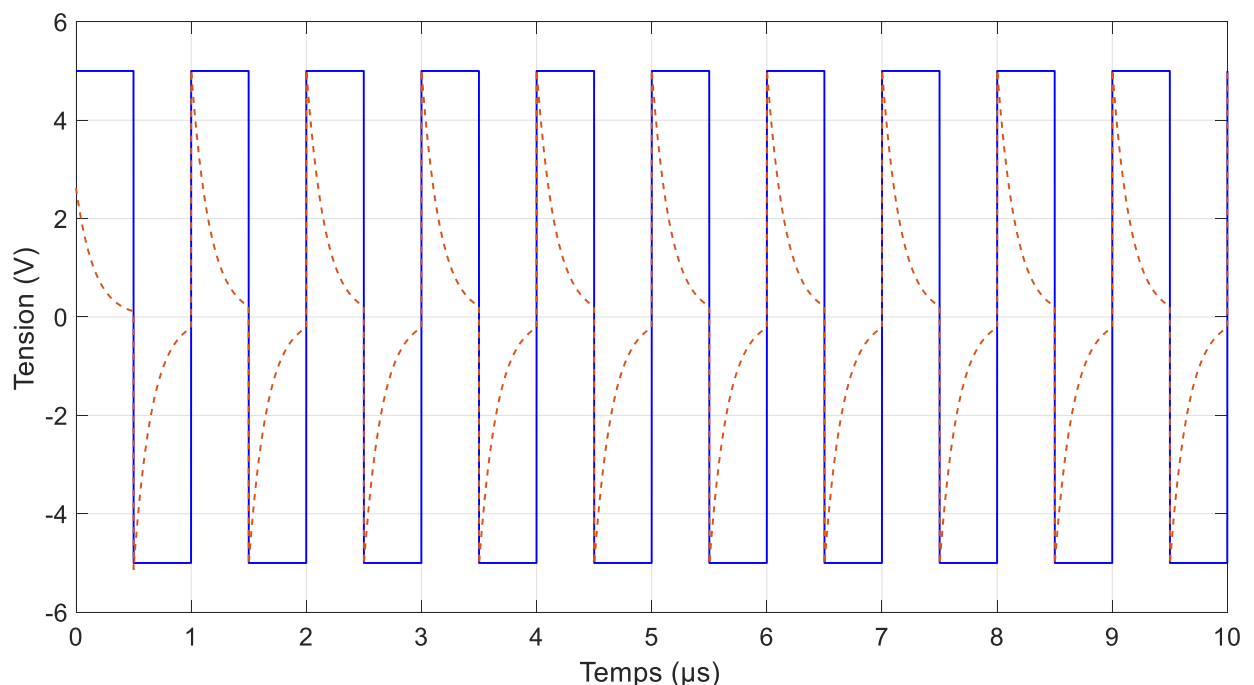
Question 4

/ 6pts

Un étudiant de Polytech désire pouvoir allumer et éteindre une ampoule de très faible puissance située au BEP tout en buvant une bière au CP, à l'aide d'un interrupteur. Afin d'économiser de l'argent, il décide d'utiliser une source de tension alternative générant une onde carrée à 1MHz récupérée dans un ancien projet, qu'il place à proximité de l'ampoule. Il achète également 50 mètres de câble (une seule gaine, contenant deux fils conducteurs en son sein) auquel il connecte son interrupteur, son générateur et l'ampoule. Un schéma de la situation est représenté ci-dessous.

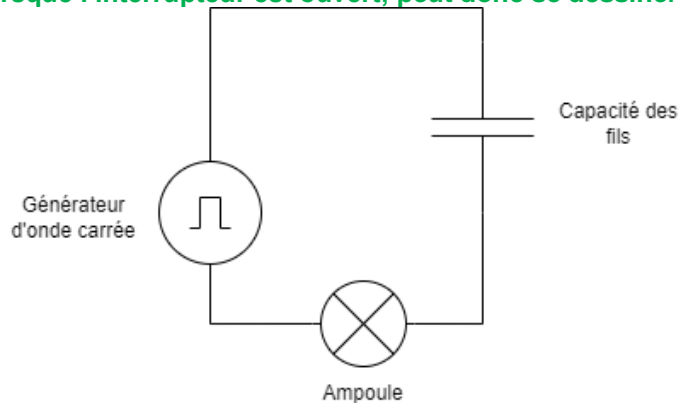


Après avoir tout connecté, il décide d'allumer le générateur et d'observer l'ampoule. Il est étonné lorsqu'il réalise que, bien que l'intensité lumineuse faiblit, l'ampoule ne s'éteint pas complètement lorsque l'interrupteur est ouvert. Afin de mieux comprendre ce qu'il se passe, il remplace l'ampoule par une résistance et observe la tension à ses bornes à l'aide d'un oscilloscope quand l'interrupteur est fermé (en trait continu) et quand il est ouvert (trait pointillé).



Proposez une explication pour le phénomène observé, un schéma équivalent de la situation expliquant le phénomène, ainsi qu'une solution pour éviter le problème rencontré.

Phénomène de couplage inductif. Les deux fils étant proches et parallèles, ils forment une capacité. Le circuit équivalent, lorsque l'interrupteur est ouvert, peut donc se dessiner comme suit :



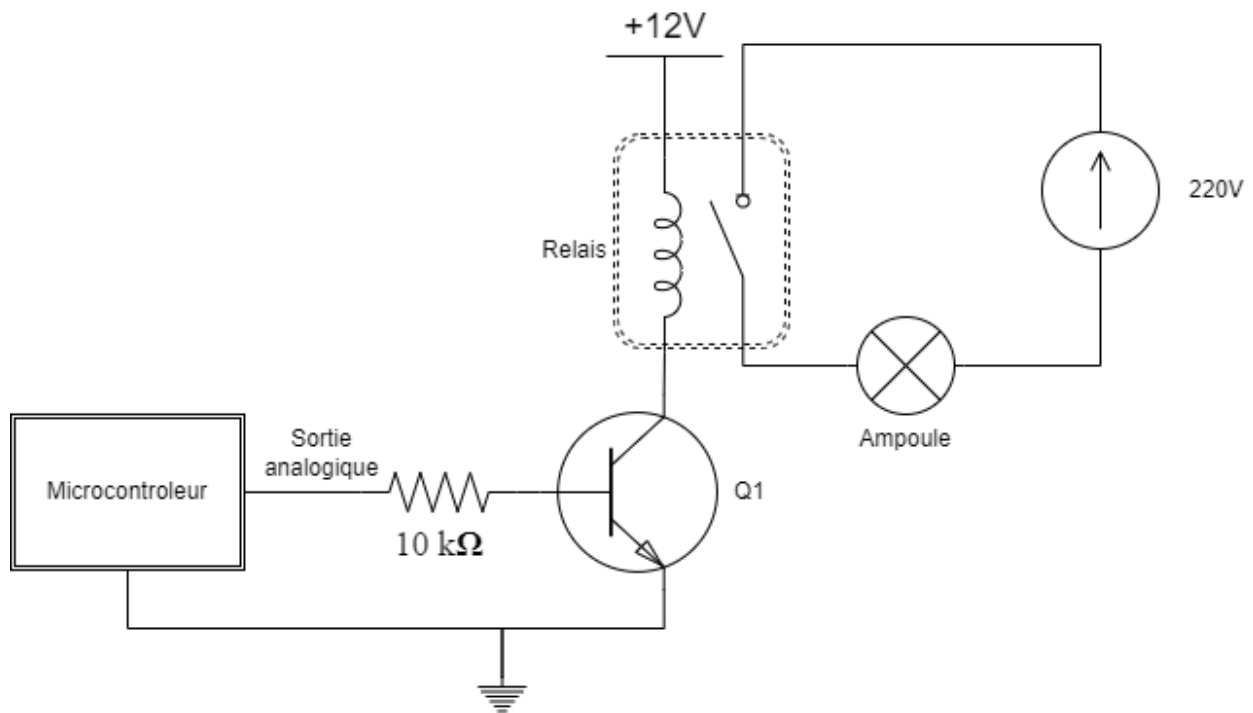
Lorsque l'on mesure la tension sur la résistance remplaçant l'ampoule, on observe un comportement de filtre passe-haut. L'ampoule s'allume, mais plus faiblement. Une solution serait d'augmenter la distance entre les 2 fils reliant l'interrupteur et le reste du circuit. On peut aussi imaginer « shielder » les fils afin de limiter le couplage.

Il existe également un effet lié au caractère inductif des fils, qui pourrait amener un pic de tension sur l'ampoule ou sur l'interrupteur. Dans ce cas-ci, ni l'ampoule ni l'interrupteur ne sont endommagés (inductance faible des fils, ou temps de commutation suffisamment long).

/3pt(s)

Un second étudiant souhaite utiliser un relais (un interrupteur commandé via le champ magnétique généré par un solénoïde) afin de commander l'allumage d'une ampoule tout en l'isolant galvaniquement du circuit de commande. Il choisit d'utiliser un transistor (Q1), commandé via un microcontrôleur, afin de faire circuler un courant dans le solénoïde du relais, ce qui ferme l'interrupteur via l'action du champ magnétique. Lorsque le courant cesse de circuler, le champ magnétique faiblit, et l'interrupteur s'ouvre à nouveau.

L'étudiant met en marche son circuit et ferme l'interrupteur. Aussitôt qu'il décide de rouvrir l'interrupteur, le transistor cesse de fonctionner et devient un court-circuit.



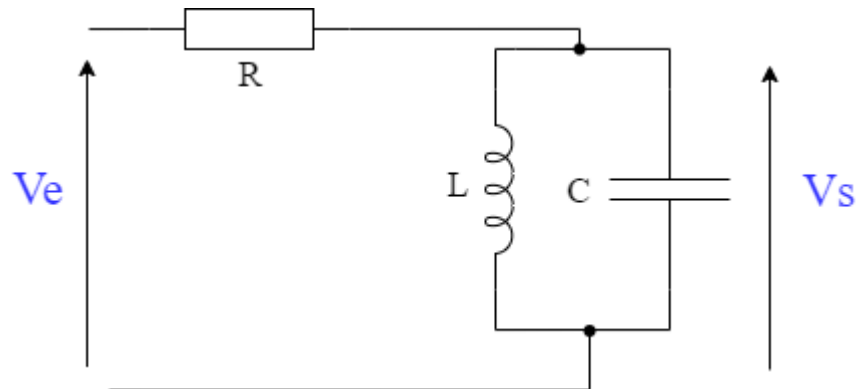
Proposez une explication pour le phénomène observé ainsi qu'une solution pour éviter le problème rencontré.

Phénomène de force contre-électromotrice (back emf) due à la chute rapide du courant circulant dans l'inductance. L'inductance s'opposant au passage du courant, il en résulte une forte tension inverse ($V = L \frac{dI}{dt}$) pouvant entraîner le claquage du transistor en court-circuit si la tension V_{CE} maximale est dépassée.
Il faut utiliser une diode de roue libre en parallèle au solénoïde du relais (ou circuit snubber) afin d'offrir un chemin de décharge pour le courant et allonger le temps de transition, ce qui permet de diminuer le pic de tension.

Question 5

/ 4pts

Calculez la fonction de transfert du circuit ci-dessous et déterminez le type de filtre dont il s'agit.



Quel est l'inconvénient principal lié à la topologie de ce filtre ? Citez une alternative à ce circuit pour éviter cet inconvénient.

C'est un filtre passe-bande passif.

$$\begin{aligned} (Z_{L//C}) &= \frac{j\omega L}{-\omega^2 LC + 1} \\ H(p) &= \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{(Z_{L//C})}{(Z_{L//C}) + R} = \\ &= \frac{\frac{pL}{p^2 LC + 1}}{\frac{pL}{p^2 LC + 1} + R} = \frac{\frac{p}{RC}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

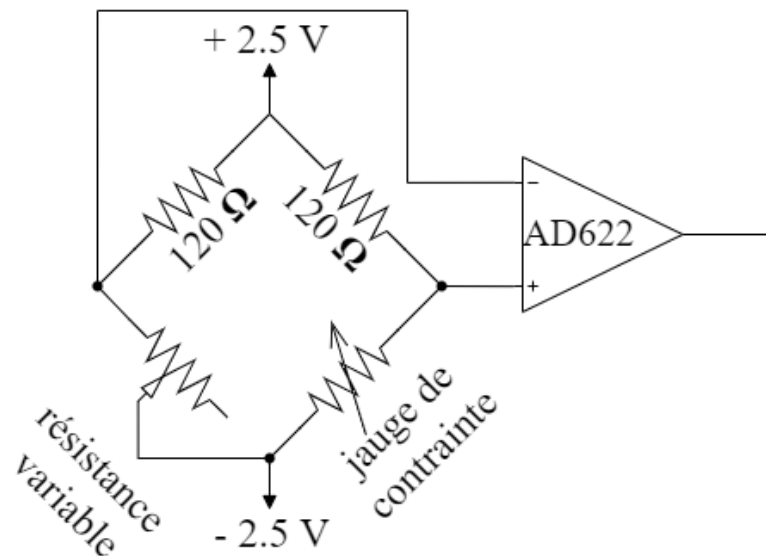
Un filtre RLC passif possède plusieurs inconvénients, notamment lorsqu'il s'agit de filtrer des basses fréquences, puisque les inductances deviennent alors très larges (et donc chères et volumineuses), elles ont généralement une tolérance plus importante que les autres composants passifs (R et C), même si l'on peut toujours mesurer leur valeur exacte, à cause de la présence d'une résistance série parasite.

Une solution est alors d'utiliser des filtres actifs pour se passer des inductances.

Question 6

/ 10pts

Soit le schéma électrique ci-dessous permettant l'acquisition de la déformation d'une jauge de contrainte et l'amplification du signal, à température ambiante (20°C). Les valeurs des résistances et des tensions sont fixées. La résistance de la jauge de contrainte vaut 120Ω au repos et une résistance variable est utilisée afin d'équilibrer le pont de Wheatstone. Après une première recherche parmi différents candidats amplificateurs, l'amplificateur d'instrumentation AD622 est retenu pour réaliser la chaîne d'acquisition.



Déterminez les différentes sources de bruit du montage ci-dessus et calculez le bruit total référé à l'entrée sachant que la bande passante va de 0.1Hz à 50kHz et que le gain de l'étage d'amplification est de 150 pour cette application. Des extraits des fiches techniques des composants vous sont fournies. Justifiez votre approche et détaillez vos calculs.

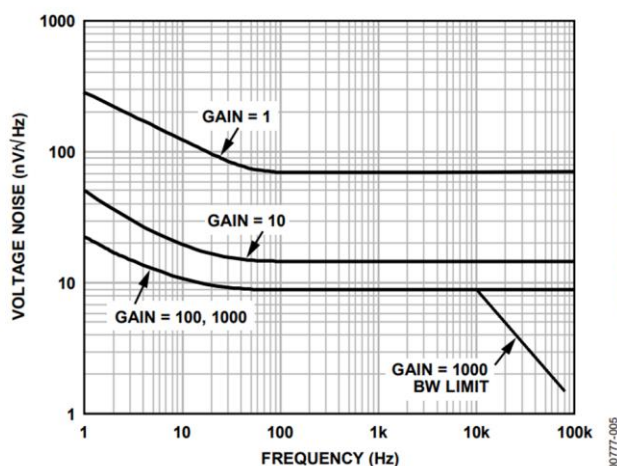


Figure 5. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency (G = 1 to 1000)

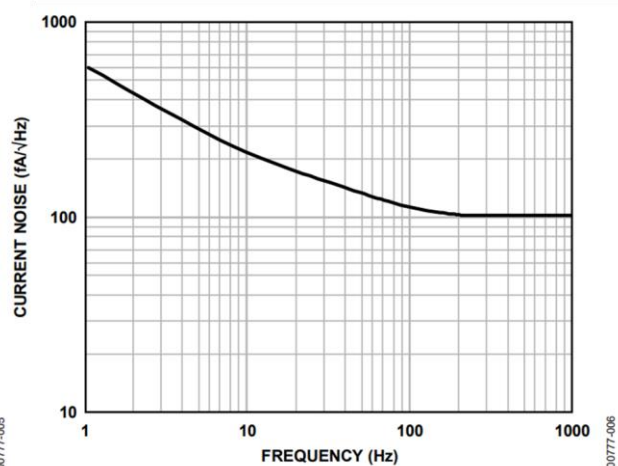


Figure 6. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

AD622		Data Sheet			
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal –3 dB Bandwidth			1000		kHz
G = 1			800		kHz
G = 10			120		kHz
G = 100			12		kHz
G = 1000			1.2		V/μs
Slew Rate					
Settling Time to 0.1%	10 V step		10		μs
G = 1 to 100					
NOISE					
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI Noise = $\sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$		12		nV/√Hz
Input Voltage Noise, e_{ni}			72		nV/√Hz
Output Voltage Noise, e_{no}					
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz			4.0		μV p-p
G = 1			0.6		μV p-p
G = 10			0.3		μV p-p
G = 100			100		fA/√Hz
Current Noise	f = 1 kHz		10		pA p-p
0.1 Hz to 10 Hz					
REFERENCE INPUT					
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20		kΩ
I_{IN}			50	60	μA
Voltage Range		-V _S + 1.6		+V _S - 1.6	V
Gain to Output			1 ± 0.0015		
POWER SUPPLY					
Operating Range ³	$V_S = \pm 2.6 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$	±2.6		±18	V
Quiescent Current			0.9	1.3	mA
Over Temperature			1.1	1.5	mA
TEMPERATURE RANGE					
For Specified Performance			-40 to +85		°C

¹ Does not include effects of External Resistor R₀.

² One input grounded, G = 1.

³ Defined as the same supply range that is used to specify PSR.

Le bruit provient de la somme quadratique du bruit thermique des résistances et du bruit de l'amplificateur.

La bande passante est de 0.1 à 50kHz.

On travaille ici avec les valeurs pour un gain de 100.

La résistance de source à l'entrée du circuit correspond à la résistance équivalente du pont de Wheatstone, soit 120Ω.

Bruit thermique des résistances

$$E_R = \sqrt{4 * R * k * T * \Delta f} = \sqrt{4 * 120 * 1.38 * 10^{-23} * 293 * 50000} * 6.6 = 2.056 \mu V_{pp}$$

Rappel de la formule générique :

$$E(f_L \rightarrow f_H) = 6.6 * e_{wn} \sqrt{f_H - f_L + f_c * \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

Bruit en tension de l'ampli

Le constructeur nous donne le bruit RTI mesuré de 0.1Hz à 10Hz $E_n(0.1 - 10Hz) = 0.3 \mu V_{pp}$

La densité spectrale de bruit blanc (table) vaut :

$$e_{wn} = \sqrt{e_{ni}^2 + \left(\frac{e_{no}}{G}\right)^2} = \sqrt{12^2 + \left(\frac{72}{150}\right)^2} = 12.0096 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

La densité spectrale de bruit blanc obtenue via le graphe vaut :

$$e_{wn} = 9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

La fréquence de coin est obtenue en prenant les asymptotes du graphe : $f_c = 10Hz$

Comparons le bruit en tension avec le modèle avec le bruit mesuré par le constructeur :

$$E_n(0.1 - 10Hz)_{table} = 12 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{10 - 0.1 + 10 * \ln\left(\frac{10}{0.1}\right)} * 6.6 = 0.592 \mu V_{pp}$$

$$E_n(0.1 - 10Hz)_{graphe} = 9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{10 - 0.1 + 10 * \ln\left(\frac{10}{0.1}\right)} * 6.6 = 0.444 \mu V_{pp}$$

On en déduit que la valeur provenant du graphe permet une meilleure approximation de la mesure.

On va donc garder de préférence cette valeur : $e_{wn} = 9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, on observe aussi qu'on surestime à priori légèrement le bruit via le modèle.

On va donc utiliser la valeur constructeur de 0.1Hz à 10Hz et compléter avec le modèle jusque 50kHz :

$$E_n = \sqrt{(0.3 \mu V_{pp})^2 + \left(9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{50000 - 10 + 10 * \ln\left(\frac{50000}{10}\right)} * 6.6\right)^2} = 13.2 \mu V_{pp}$$

Bruit en courant de l'ampli

NB : vu la faible résistance de source, on s'attend à ce que la contribution du bruit en courant sur le bruit total soit négligeable.

Bruit en courant RTI de 0.1Hz à 10Hz mesuré par le constructeur : $I_n = 10 pA_{pp}$

Densité spectrale de bruit en courant : $i_n = 100 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$ (idem table et graphe)

Fréquence de coin : $f_c = 50Hz$

Calculons le bruit de 0.1Hz à 10Hz :

$$I_n(0.1Hz - 10Hz) = 0.1 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{10 - 0.1 + 50 * \ln\left(\frac{10}{0.1}\right)} * 6.6 = 10.23 pA_{pp} \approx 10 pA_{pp}$$

On en déduit que le modèle est une très bonne approximation du bruit en courant. On va donc directement l'appliquer sur l'entièreté de la bande passante.

$$I_n(0.1Hz - 50kHz) = 0.1 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{50000 - 0.1 + 50 * \ln\left(\frac{50000}{0.1}\right)} * 6.6 = 148.55 pA_{pp}$$

Calculons le bruit en tension résultat du bruit en courant :

$$E_{n,i} = I_n * R_s = 148.55 pA_{pp} * 120 = 17.8 nV_{pp}$$

Ce qui est négligeable devant le bruit en tension de l'ampli.

$$\text{Bruit total RTI} = \sqrt{(E_R^2 + E_n^2 + E_{n,i}^2)} = \sqrt{(2.056 \mu V_{pp})^2 + (13.2 \mu V_{pp})^2 + (0.0178 \mu V_{pp})^2} = 13.36 \mu V_{pp}$$