

Corrigé concours Technologie 2019 (ELN)

A.1.1. Cocher dans le tableau du document réponse DR1 les valeurs des accélérations axiales mesurées sur chacun des axes en fonction de la position de l'accéléromètre, en partant de l'exemple de la première ligne. L'accéléromètre est considéré comme immobile et ne mesure donc que la force de gravité.

Voir DR1

A.1.2. Montrer qu'il est possible d'exprimer l'angle d'inclinaison en fonction de la valeur de l'accélération mesurée sur l'axe X : $\theta_{Acc} = \arcsin(\text{AccX})$. Représenter cette fonction sur le document réponse DR2.

$$\sin(\theta_{Acc}) = \frac{\text{AccX}}{\sqrt{\text{AccX}^2 + \text{AccZ}^2}} \text{ or } \sqrt{\text{AccX}^2 + \text{AccZ}^2} = 1 \text{ (Robot immobile)}$$

$$\text{D'où } \sin(\theta_{Acc}) = \frac{\text{AccX}}{1} = \text{AccX} \rightarrow \theta_{Acc} = \arcsin(\text{AccX})$$

A.1.3. Tracer sur le même graphe du DR2 la droite $\theta_{Acc} (^{\circ}) = \frac{180}{\pi} \text{AccX}$.

Voir DR2

A.1.4. Déterminer la plage de l'angle θ_{Acc} pour laquelle l'erreur de linéarisation reste inférieure à 1° .

$$-27 \leq \theta_{Acc} \leq 27,$$

A.1.5. Cette étendue de mesure est-elle suffisante pour l'application visée ?

L'angle utilisé environ $\pm 30^{\circ}$, alors $\pm 27^{\circ}$ peut être acceptable.

A.1.6. Quelle plage convient mieux pour notre application ? Justifier.

On s'intéresse ici à l'accélération de pesanteur qui ne dépasse pas 1g, la plage ± 2 nous donne le maximum de résolution.

A.1.7. Nous allons choisir ± 2 comme plage de mesure. Justifier la valeur de sensibilité 16384 correspondante.

La mesure de l'accélération entre -2 et +2 qui lui correspond -32768 et +32767 d'où le rapport $\frac{32768}{2} = 16384$

A.1.8. Compléter le tableau 3 ci-dessous que vous trouverez sur le document réponse DR3, représentant les valeurs stockées dans l'accéléromètre en fonction de sa position pour la plage ± 2 .

Voir DR3

A.2. Gyroscope

A.2.1. Justifier la valeur de sensibilité 131 pour la plage $\pm 250^{\circ}/s$.

La mesure de la vitesse angulaire entre -250 et +250 qui lui correspond -32768 et +32767 d'où le rapport

$$\frac{32768}{250} = 131$$

A.2.2. En utilisant la discrétisation par approximation arrière : $p = \frac{1-z^{-1}}{T}$ avec T est la période d'échantillonnage. Donner l'expression de $\theta_{Gy}(z)$.

$$\theta_{Gy}(z) = \frac{T}{1-z^{-1}} \omega_{Gy}(z) \Rightarrow \theta_{Gy}(z)(1-z^{-1}) = T\omega_{Gy}(z) \text{ d'où } \theta_{Gy}(z) = z^{-1}\theta_{Gy}(z) + T\omega_{Gy}(z)$$

A.2.3. Montrer alors que l'équation discrète de l'angle d'inclinaison : $\theta_{Gy}(k) = \theta_{Gy}(k-1) + T.\omega_{Gy}(k)$.

$\theta_{Gy}(z) = z^{-1}\theta_{Gy}(z) + T\omega_{Gy}(z)$, z^{-1} : représente un retard d'une période.
D'où $\theta_{Gy}(k) = \theta_{Gy}(k-1) + T \cdot \omega_{Gy}(k)$.

A.3. Filtrage des bruits

A.3.1. Montrer que :

$$h(n) = \begin{cases} \frac{\Omega_c}{\pi} & n = 0 \\ \frac{\sin(n \cdot \Omega_c)}{n \cdot \pi} & -M \leq n \leq M \text{ et } n \neq 0 \end{cases}$$

Pour $n = 0$

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{j\Omega}) e^{j\Omega \times 0} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega_c}^{\Omega_c} 1 d\Omega = \frac{\Omega_c}{\pi}$$

Pour $n \neq 0$

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{j\Omega}) e^{jn\Omega} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega_c}^{\Omega_c} e^{jn\Omega} d\Omega = \frac{e^{jn\Omega}}{2\pi jn} \Big|_{-\Omega_c}^{\Omega_c} = \frac{1}{n\pi} \frac{e^{jn\Omega_c} - e^{-jn\Omega_c}}{2j} \\ = \frac{\sin(n\Omega_c)}{n\pi}$$

A.3.2. Etant donné que la réponse impulsionnelle est symétrique ($h(n) = h(-n)$). Calculer les coefficients $h(n)$ pour n de 0 à M .

$$\Omega_c = \frac{2\pi f_c}{F} = 2\pi \times \frac{94}{1000} = 0,59\text{rd}$$

$$h(0) = \frac{\Omega_c}{\pi} = \frac{0,59}{\pi} = 0,188$$

$$h(1) = \frac{\sin(\Omega_c)}{\pi} = \frac{\sin(0,59)}{\pi} = 3,2777 \cdot 10^{-3}$$

$$h(2) = \frac{\sin[(2)\Omega_c]}{2\pi} = 3,2775 \cdot 10^{-3}$$

A.3.3. Calculer alors les coefficients $w_{han}(n)$ pour n de 0 à M .

$$w_{han}(0) = 1, \quad w_{han}(1) = 0,5, \quad w_{han}(2) = 0$$

A.3.4. Calculer les nouveaux coefficients du filtre numérique $h_d(n) = h(n) \cdot w_{han}(n)$ pour n de 0 à M .

$$h_d(0) = 0,188, \quad h_d(1) = 1,6387 \cdot 10^{-3}, \quad h_d(2) = 0$$

A.3.5. Montrer que la réponse impulsionnelle du filtre numérique s'écrit sous la forme suivante :

$$h_d(n) = b_0 \cdot \delta(n) + b_1 \cdot \delta(n-1) + b_2 \cdot \delta(n-2) + b_3 \cdot \delta(n-3) + b_4 \cdot \delta(n-4)$$

Pour que le filtre soit réalisable, il faut décaler les coefficients de M pas. $b_k = h(n-M)$ pour M de 0 à $2M=4$, d'où l'équation de $h_d(n)$

A.3.6. Donner les coefficients b_k pour k de 0 à 4.

$$b_0 = h_d(-2) = h_d(2) = 0, \quad b_1 = h_d(-1) = h_d(1) = 1,6387 \cdot 10^{-3}, \quad b_2 = h_d(0) = 0,188 \\ b_3 = h_d(1) = 1,6387 \cdot 10^{-3}, \quad b_4 = h_d(2) = 0$$

A.3.7. Donner la fonction de transfert en z du filtre $H_d(z)$.

$$H_d(z) = 1,6387 \cdot 10^{-3} z^{-1} + 0,188 z^{-2} + 1,6387 \cdot 10^{-3} z^{-3},$$

A.3.8. Déterminer analytiquement la réponse fréquentielle $H_d(e^{j\Omega})$.

En remplaçant z par $e^{j\Omega}$:

$$H_d(e^{j\Omega}) = e^{-j2\Omega}(3,2777 \cdot 10^{-3} \cos(\Omega) + 0,188),$$

A.3.9. En déduire le module et la phase de $H_d(e^{j\Omega})$.

$$|H_d(e^{j\Omega})| = |3,2777 \cdot 10^{-3} \cos(\Omega) + 0,188|,$$

$$\varphi(H_d(e^{j\Omega})) = -2\Omega,$$

A.3.10. Montrer qu'en appliquant l'approximation arrière ($p = \frac{1-z^{-1}}{T}$), l'équation discrète de l'angle d'inclinaison peut se mettre sous la forme : $\theta(k) = \beta(\theta(k-1) + T \cdot \omega_{gy}(k)) + (1-\beta)\theta_{Acc}(k)$

$$\theta(p) = G(p)\theta_{Acc}(p) + (1-G(p))\frac{1}{p}\omega_{Gy}(p),$$

$$\frac{1}{1+ap} \xrightarrow{Z} \frac{T/a}{\frac{T+a}{a} - z^{-1}}$$

$$(1-G(p))\frac{1}{p} = \frac{ap}{1+ap} \frac{1}{p} \xrightarrow{Z} \frac{T}{\frac{T+a}{a} - z^{-1}}$$

$$\theta(z) = \frac{a}{T+a}(z^{-1}\theta(z) + T\omega_{Gy}(z)) + \frac{T}{T+a}\theta_{Acc}(z) \text{ le passage en temps discret :}$$

$$\theta(k) = \frac{a}{T+a}(\theta(k-1) + T \cdot \omega_{gy}(k)) + \frac{T}{T+a}\theta_{Acc}(k) \text{ avec } \frac{a}{T+a} = 1 - \frac{T}{T+a} \text{ d'où}$$

$$\theta(k) = \beta(\theta(k-1) + T \cdot \omega_{gy}(k)) + (1-\beta)\theta_{Acc}(k) \text{ avec } \beta = \frac{a}{T+a}$$

A.4. Communication par liaison I2C

A.4.1. La ligne d'horloge SCL est générée par le maître (le microcontrôleur). Quel est alors l'intérêt d'utiliser des sorties drain ouvert ?

1. Pour la gestion du mode multimètre
2. Le maître génère l'horloge et l'esclave impose le rythme en forçant ligne d'horloge à l'état bas lorsqu'il n'arrive pas à suivre rythme du maître. C'est un moyen simple de contrôle de flux entre le maître et l'esclave.

A.4.2. Déterminer la valeur de la capacité équivalente C_{eq} des composants présents sur le bus.

$$C_{eq} = 10 + 10 = 20pF,$$

A.4.3. Calculer la valeur minimale et maximal de la résistance R_p (voir Annexe 1).

$$R_{min} = \frac{V_{CC}-V_{OL}}{I_{OL}} = \frac{3,3-0,4}{3mA} = 966\Omega ,$$

$$R_{max} = \frac{1}{0,8473 \cdot C_{eq}} = \frac{1}{0,8473 \cdot 20pF} = 17,7k\Omega,$$

$$R_{min} < R_p < R_{max}$$

A.4.4. Calculer le temps mis pour lire le deux trames (voir Annexe 2).

$$t_{2trame} = 57 \times 2 \times 10^{-3}/400 = 0,28ms,$$

B. Module de communication sans fil

B.1. Etude du générateur de fréquence

Etude du Quartz

B.1.1. Déterminer l'admittance complexe du quartz Y . Que devient cette expression si on néglige les pertes ?

$$\underline{Y} = jC_0\omega + \frac{1}{j\left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right) + R} \quad \text{sans pertes (R = 0)} \quad \underline{Y} = jC_0\omega + \frac{1}{j\left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)}$$

B.1.2. Donner l'expression de la fréquence de résonance série f_s . Calculer sa valeur (en MHz).

$$\underline{Y} = jC_0\omega + \frac{1}{j\left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)} = \underline{Y} = jC_0\omega + \frac{C_1\omega}{j(LC_1\omega^2 - 1)} = \frac{\omega(-LC_0C_1\omega^2 + C_0 + C_1)}{j(LC_1\omega^2 - 1)}$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC_1} \Rightarrow \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \text{ d'où } f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} = \frac{10^9}{2\pi\sqrt{11 \cdot 2,6}} = 29,775\text{MHz}$$

B.1.3. Donner l'expression de la fréquence de résonance parallèle f_p . Calculer sa valeur (en MHz).

$$-LC_0C_1\omega_p^2 + C_0 + C_1 = 0 \Rightarrow \omega_p^2 = \frac{C_0 + C_1}{LC_0C_1} = \frac{1}{\frac{LC_1C_0}{C_0 + C_1}} \text{ d'où } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_1C_0}{C_0 + C_1}}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC_1C_0}{C_0 + C_1}}} = \frac{10^9}{2\pi\sqrt{\frac{11 \cdot 2,6 \cdot 6}{6 + 0,0026}}} = 29,781\text{MHz}$$

B.1.4. Exprimer \underline{Y} sous la forme suivante :

$$\underline{Y} = \frac{\omega(-LC_0C_1\omega^2 + C_0 + C_1)}{j(LC_1\omega^2 - 1)} = \frac{(C_0 + C_1)\omega\left(-\frac{LC_0C_1}{C_0 + C_1}\omega^2 + 1\right)}{j(LC_1\omega^2 - 1)} =$$

$$\frac{2\pi(C_0 + C_1)f\left(-\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2 + 1\right)}{j\left(\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 - 1\right)} = \frac{j2\pi(C_0 + C_1)f\left(1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}$$

B.1.5. En exploitant l'expression précédente de \underline{Y} . Indiquer le comportement du quartz (capacitif ou inductif) en fonction de la fréquence.

	f_s	f_p
$1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2$	+	-
$1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2$	+	-
	+	+
	capacitif	inductif
		capacitif

Etude de l'oscillateur

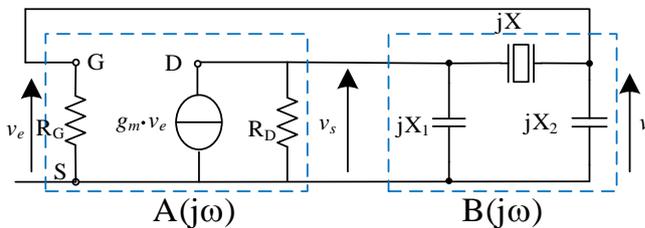
B.1.6. Montrer que l'impédance équivalente du quartz est une réactance pure qu'on peut mettre sous la

forme : $\underline{Z} = jX$

$$\underline{Y} = j2\pi(C_0 + C_1) f \frac{\left(1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2} \Rightarrow \underline{Z} = j \left(- \frac{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{2\pi(C_0 + C_1) f \left(1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right)} \right)$$

$$X = - \frac{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{2\pi(C_0 + C_1) f \left(1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right)}$$

B.1.7. Donner le schéma équivalent de l'oscillateur en régime sinusoïdal. Encadrer la chaîne directe et la chaîne de réaction, qu'on nomme respectivement $\underline{A}(\omega)$ et $\underline{B}(\omega)$.



B.1.8. Donner les conditions d'oscillation de l'oscillateur.

Condition d'oscillation $AB = 1$ et $\varphi(AB)=0$

$$A(j\omega) = \frac{v_s}{v_e}, \quad B(j\omega) = \frac{v}{v_s} \Rightarrow A(j\omega)B(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} \cdot \frac{v}{v_s} = 1 \quad (v_e = v)$$

$A(j\omega)$: réel, il faut que $B(j\omega)$ soit réel

$\underline{Y}_B = \frac{1}{jX_1} + \frac{1}{jX_2 + jX} = \frac{j(X_1 + X_2 + X)}{-X_1(X_2 + X)}$, \underline{Y}_B réel $\Rightarrow X_1 + X_2 + X = 0$ (à la fréquence de résonance) X_1 et X_2 négatives, il faut que X soit positive (donc X est inductive et la fréquence de résonance se situe entre f_s et f_p).

B.2. Mélangeur à PLL (Fractional-N PLL)

B.2.1. Calculer les valeurs des fréquences du signal modulé F_{out0} et F_{out1} correspondant respectivement aux états bas et haut.

$$F_{out0} = 14 \cdot 30 = 420\text{MHz}, \quad F_{out1} = 15 \cdot 30 = 450\text{MHz}$$

B.2.2. Quel est l'espacement minimal de fréquences qu'on peut obtenir (N : entier) ?

$$\Delta F_{out} = 450 - 420 = 30\text{MHz},$$

B.2.3. Quel est l'espacement de fréquence pour le module HC-12 ?

$$\Delta f_{out} = \frac{473 - 433}{100} = 400\text{kHz}$$

B.2.4. Compte tenu du fonctionnement de la PLL, montrer que la valeur moyenne de division :

$$N_{moy} = N + \frac{L}{P}$$

Le diviseur principal divise par N+1 pendant L cycles sur un total de P cycles et divise par N, (P - L) cycles sur un total de P cycles.

$$\text{Donc } N_{\text{moy}} = (N + 1) \times \frac{L}{P} + N \times \frac{(P - L)}{P} = N + \frac{L}{P}$$

B.2.5. Calculer les valeurs de F_{out0} pour $L = 2$ et de F_{out1} pour $L = 4$.

$$F_{\text{out0}} = 30 \cdot (15 + \frac{2}{8}) = 457,5\text{MHz}, \quad F_{\text{out1}} = 30 \cdot (15 + \frac{4}{8}) = 465\text{MHz}$$

B.2.6. Donner l'espacement minimal de fréquences pour cette configuration.

la valeur de P fixe la résolution : $\Delta f_{\text{out}} \text{ min} = \frac{F_{\text{ref}}}{P} = \frac{30}{8} = 3,75\text{MHz}$

B.2.7. Pour respecter les spécifications du module HC-12, donner la valeur de P pour avoir un espacement minimal de fréquences de 400kHz.

$$P = \frac{F_{\text{ref}}}{\Delta f} = \frac{30}{0,400} = 75$$

B.3. Etude du comparateur de phase à pompe de charge (PFD/CP)

B.3.1. Donner l'expression de $V_{\text{cp}}(t) = f(I_c)$.

$$V_{\text{cp}}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_c(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^t I_{\text{cp}} dt = \frac{I_{\text{cp}}}{C} t$$

B.3.2. Compléter le document réponse DR4 et commenter le fonctionnement du comparateur.

Voir DR4

B.3.3. Donner la plage de variation de déphasage entre le signal de référence et le signal de diviseur.

$$-2\pi \leq \varphi \leq 2\pi$$

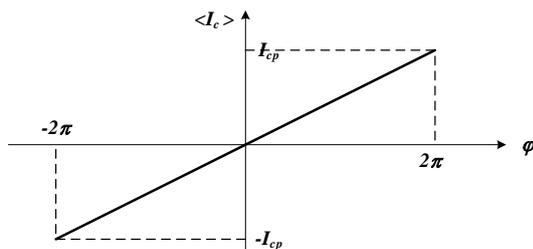
B.3.4. Donner dans le tableau suivant la valeur moyenne du courant, qu'on note $\langle I_c \rangle$ pour différentes valeurs du déphasage.

φ	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/2$	0	$-\pi/4$	$-\pi/2$	$-3\pi/2$
$\langle I_c \rangle$	$5\mu\text{A}$	$10\mu\text{A}$	$30\mu\text{A}$	0	$-5\mu\text{A}$	$-10\mu\text{A}$	$-30\mu\text{A}$

B.3.5. Exprimer alors l'expression de la valeur moyenne du courant I_c en fonction du déphasage $\langle I_c \rangle = f(\varphi)$.

$$\langle I_c \rangle = K_{\text{cp}} \times \varphi$$

B.3.6. Tracer la caractéristique du courant moyen en fonction du déphasage φ . En déduire le gain K_{cp} du comparateur de phase.



$$K_{\text{cp}} = \frac{I_{\text{cp}}}{2\pi} = \frac{40}{2\pi} 10^{-6}$$

C. Régulateur PID numérique

C.1. Equivalent numérique du régulateur PID

C.1.1. Montrer que l'utilisation des approximations ci-dessus nous permet d'obtenir le schéma bloc du régulateur numérique de la figure 13.

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \text{ en temps discret } u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)$$

$$u_p(k) = k_p e(k)$$

$$u_i(k) = k_i \sum_{j=1}^k e(j)T = k_i \sum_{j=1}^{k-1} e(j)T + k_i \cdot Te(k) = u_i(k-1) + k_i \cdot Te(k)$$

$$u_d(k) = k_d (e(k) - e(k-1))/T = (e(k) - e(k-1))k_d/T$$

C.1.2. Déduire alors les expressions de c_1 et c_2 en fonction de k_i , k_d et T .

$$c_1 = k_i \cdot T \quad \text{et} \quad c_2 = k_d/T$$

C.1.3. Montrer que le dérivateur associé au filtre peut être représenté par le schéma bloc de la figure 14. Exprimer alors c_3 et c_4 en fonction de τ et T .

$$U_d(p)(1 + \tau p) = k_d \cdot pE(p), \text{ en approximant } p \text{ à } (f(k) - f(k-1))/T$$

$$(u_d(k) + \tau \frac{u_d(k) - u_d(k-1)}{T}) = k_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \Rightarrow$$

$$(Tu_d(k) + \tau(u_d(k) - u_d(k-1))) = k_d (e(k) - e(k-1)) \Rightarrow$$

$$(T + \tau)u_d(k) = \tau u_d(k-1) + k_d (e(k) - e(k-1)) \Rightarrow u_d(k) = \frac{\tau}{T + \tau} u_d(k-1) + \frac{k_d}{T + \tau} (e(k) - e(k-1))$$

$$\text{Avec } c_3 = \frac{k_d}{T + \tau} \text{ et } c_4 = \frac{\tau}{T + \tau}$$

C.2. Implémentation du régulateur

C.2.1. Rappeler les équations discrètes de $u_p(k)$, $u_i(k)$ et $u_d(k)$.

$$u_p(k) = k_p e(k)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + c_1 \cdot e(k)$$

$$u_d(k) = c_4 \cdot u_d(k-1) + c_3 (e(k) - e(k-1))$$

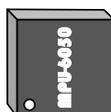
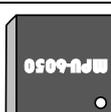
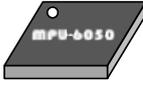
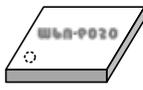
C.2.2. Ecrire le code C de cette fonction qui admet comme paramètre l'erreur $e(k)$ et renvoie en résultat la valeur de $u(k)$.

```
float Reg_PID(float ek)
{
    up = kp*ek;
    ui = (ek - esat)*c1 + ui;
    ud = ek*c3*(ek-ek_1) + c4*ud;
    v = up + ui + ud;
    if(v > umax)
        u = umax;
    else
        if(v < umin)
            u = umin;
        else
            u = v;
    esat = v - u;
    ek_1 = ek;
}
```

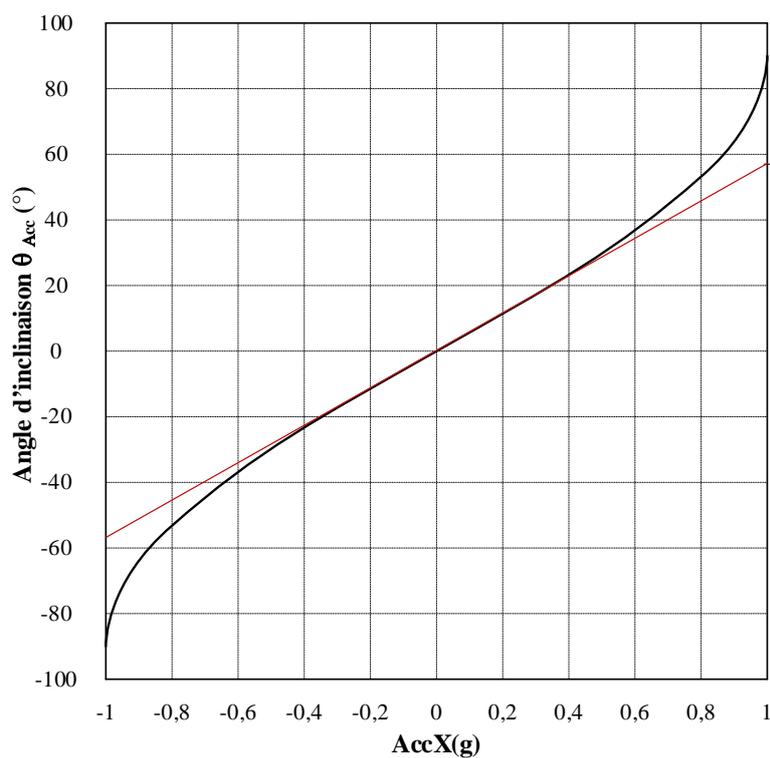
Corrigé du Concours Tech. 2019

Documents Réponses

DR1 (A.1.1)

Position	Accélération sur X	Accélération sur Y	Accélération sur Z
	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input checked="" type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>
	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input checked="" type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>
	-1g <input checked="" type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>
	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input checked="" type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>
	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input checked="" type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>
	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input checked="" type="checkbox"/> +1g <input type="checkbox"/>	-1g <input type="checkbox"/> 0g <input type="checkbox"/> +1g <input checked="" type="checkbox"/>

DR2 (A.1.2)



DR3 (A.1.8)

Valeurs d'accélération sur axe X	ACCEL_XOUT[15..8]	ACCEL_XOUT[7..0]
0g	0x00	0x00
0,35g	0x16	0x66
1g	0x40	0x00
-0,4g	0xE6	0x7B
-1g	0xC0	0x00

DR4 (B.3.2)

