Lycée Charles Coëffin — Sciences physique

Fiche de travaux pratiques — CPGE TSI2

TD 4 : Oscillateurs électroniques

Objectifs

- Mettre en évidence l'influence de la fréquence d'échantillonnage.
- Mettre en évidence le phénomène de repliement de spectre dû à l'échantillonnage lors de l'utilisation d'un oscilloscope numérique ou d'une carte d'acquisition.
- Choisir les paramètres (durée, nombre d'échantillons, fréquence d'échantillonnage) d'une d'acquisition numérique afin de respecter la condition de Nyquist-Shannon.

Pré-requis : régime sinusoïdal forcé, méthode complexe, associations d'impédances complexes ; signal périodique, décomposition d'un signal, fonctions de transfert ; propriétés d'un ALI en régime saturé, modèles d'ALI idéal.

1 Exercices

Extrait d'une notice ★

On peut lire dans la notice d'utilisation de l'oscilloscope numérique TDS1002 :

"Si vous tournez le bouton SEC/DIV afin de sélectionner un réglage plus rapide (moins de cycles), le spectre FFT [*Fast Fourier Transform*] affiche une plage de fréquences plus étendues et limite les possibilités d'un repliement du spectre. Cependant l'oscilloscope affiche également une résolution de fréquence inférieure." »"

Interpréter et **commenter** cet extrait.

Filtres numériques ★ ★

On rappelle que pour transformer une relation différentielle en une équation sur les échantillons, il faut approximer la dérivée. Le plus simple est d'utiliser le schéma d'Euler, en prenant la période d'échantillonnage T_e comme pas de temps.

On utilisera ici le schéma d'Euler explicite : la dérivée est toujours approximée par un taux de variation entre les instants k et $k+1$, mais toutes les autres grandeurs sont à considérer au pas de temps k.

1. **Établir** la relation de récurrence d'un filtre numérique simulant le filtre analogique passe-bas du premier ordre.
2. **Établir** la relation de récurrence d'un filtre numérique simulant le filtre analogique passe-haut du premier ordre.

Adaptation de la fréquence d'échantillonnage aux besoins ★

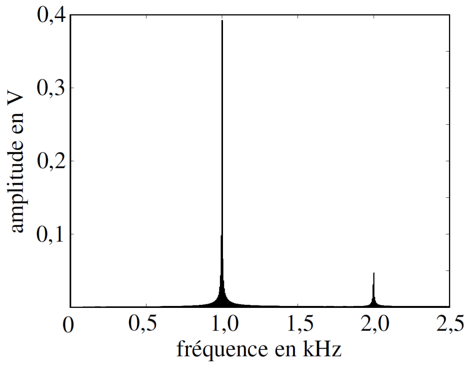
En téléphonie la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 8\,\text{kHz}$. Pour la musique enregistrée sur un CD elle est de $f_e = 44{,}1\,\text{kHz}$.

Commenter. **Déterminer**, dans les deux cas, s'il faut utiliser a priori un filtre anti-repliement.

Analyse spectrale d'un signal triangulaire ★

La figure ci-dessous représente le spectre d'un signal triangulaire d'amplitude crête-à-crête égale à $1\,\text{V}$ et de fréquence $1\,\text{kHz}$ obtenu par DFT à partir d'un échantillon de 1024 points pris à la fréquence d'échantillonnage $f_e = 5\,\text{kHz}$.

1. **Expliquer** la présence dans ce spectre d'une raie à 2000Hz sachant que le signal ne contient que des harmoniques de rang impair.
2. **Proposer** des paramètres expérimentaux (fréquence d'échantillonnage, nombre de points) plus adaptés à l'observation de ce spectre. On considère que le signal triangulaire est quasiment égal à la somme de ses composantes de Fourier de rang inférieur ou égal à 7 et on souhaite une précision minimale de 1% sur la mesure des fréquences.



1. Un signal triangulaire est composé d'harmoniques de rang impair, soit le fondamental de fréquence $f = 1\,\text{kHz}$, $3f = 3\,\text{kHz}$, $5f = 5\,\text{kHz}$, etc. Pour l'harmonique de rang 3 la fréquence d'échantillonnage ne respecte pas le critère de Nyquist-Shannon
$$\frac{f_e}{2} = 2{,}5\,\text{kHz} < 3f = 3\,\text{kHz}.$$
Dans ce cas on voit apparaître un phénomène de repliement spectral dû au mauvais échantillonnage : il apparaît la fréquence $|f_e - 3f| = 2\,\text{kHz}$.

2. Si l'on souhaite observer les 7 premiers harmoniques du signal triangulaire il faut respecter le critère de Nyquist-Shannon
$$\frac{f_e}{2} > 7f \quad ; \quad f_e > 14f.$$
A.N. $\boxed{f_e > 14\,\text{kHz}.}$

On choisit donc $\boxed{f_e = 15\,\text{kHz}}$, soit $T_e = 1/f_e = 6{,}7 \times 10^{-5}\,\text{s}$.

On veut également une précision minimale de $1\,\%$ sur la mesure des fréquences, il faut donc que l'erreur soit de $1\,\%$ sur la plus petite fréquence mesurable, donc la fréquence du fondamental $f = 1\,\text{kHz}$. Donc la résolution fréquentielle Δf est
$$\Delta f = 1\,\% \times 1 \times 10^3\,\text{Hz} = 10\,\text{Hz}.$$

Cette résolution spectrale dépend de la durée T_a du signal mesurée telle que

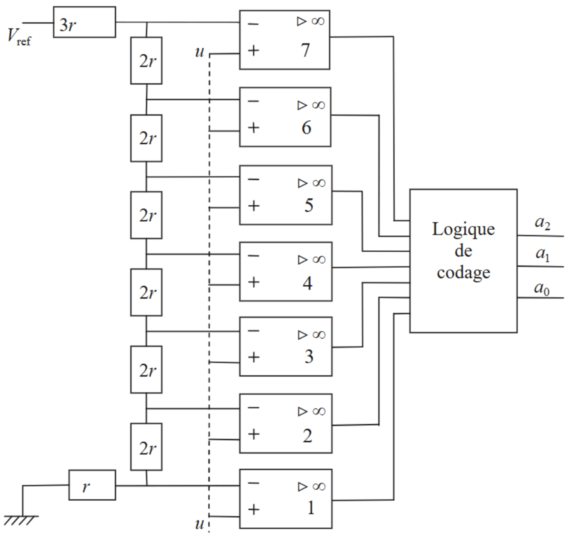
$$T_a = \frac{1}{\Delta f} \quad \textbf{A.N.} \quad T_a = \frac{1}{10\,\text{Hz}} = 0{,}1\,\text{s}.$$

Comme nous connaissons la durée du signal T_a et la période d'échantillonnage T_e, on peut en déduire le nombre de points d'échantillonnage N_a du signal temporel

$$N_a = \frac{T_a}{T_e} \quad \textbf{A.N.} \quad \boxed{N_a = \frac{0{,}1\,\text{s}}{6{,}7\times10^{-5}\,\text{s}} = 1500.}$$

Adaptation de la fréquence d'échantillonnage aux besoins ★ ★ ★

La figure ci-contre représente un convertisseur $N = 3$ bits, qui convertit une tension u qui vérifie $0 < u < V_{ref}$. Il est composé de 7 comparateurs, d'une logique de commande et de résistances de valeur r, $2r$ et $3r$. Les comparateurs ont une impédance d'entrée infinie et délivrent un signal logique qui est au niveau haut lorsque la patte reliée à u a un potentiel supérieur à celui de la patte reliée à V_{ref} par l'intermédiaire des résistances.



1. **Expliquer** le fonctionnement de ce convertisseur.
2. On note u_N la tension numérisée, reconstituée à partir de s_N, nombre obtenu en sortie du numériseur. **Déterminer** comment passer de s_N à u_N.
3. Pour un convertisseur 8 bits, **Déterminer** combien il faut de comparateurs.

1. Étudions le premier comparateur (ALI du bas noté 1). L'ALI fonctionne en régime saturé car il n'y a pas de rétroaction. La borne non inverseuse est soumise à la tension $V_+ = u$. La borne $V-$ est soumise au potentiel V_A potentiel au niveau du nœud ,pté A entre les résistances r et $2r$. Pour l'obtenir on doit exprimer la tension aux bornes de la résistance r, soit $U_1 = V_A - V_M = V_A$. Ainsi $V_- = U_1$. On peut obtenir cette tension à l'aide d'un pont diviseur de tension (les intensités dans les fils reliant les bornes des ALI étant nulles car leur impédance d'entrée est infinie), soit

$$U_1 = V_{ref}\frac{r}{r + 6\times 2r + 3r} = V_{ref}\frac{1}{16}.$$

Donc $V_- = V_{ref}/16$. Ainsi l'ALI est en saturation haute si $\varepsilon = V_+ - V_- = u - V_{ref}/16 > 0$ soit $u > V_{ref}/16$. Il est en saturation basse si $\varepsilon = V_+ - V_- = u - V_{ref}/16 < 0$ soit $u < V_{ref}/16$. Bilan

- si $u > V_{ref}$ le comparateur est en saturation haute il envoie un signal de valeur 1
- si $u > V_{ref}$ le comparateur est en saturation haute il envoie un signal de valeur 0.

On étudie le deuxième comparateur (ALI noté 2). Le fonctionnement est similaire car $V_+ = u$, mais cette fois la borne inverseuse est reliée au nœud noté B entre la première et la deuxième résistance $2r$, soit $V_- = V_B$. On peut voir que V_B correspond à la tension U_2 aux bornes de la première résistance $2r$ ET de la résistance r, soit, en utilisant le pont diviseur de tension

$$U_2 = V_B - V_M = V_{ref}\frac{r+2r}{r+6\times 2r+3r}V_{ref}\frac{3}{16}.$$

Donc $V_- = 3V_{ref}/16$. Ainsi l'ALI est en saturation haute si $\varepsilon = V_+ - V_- = u - 3V_{ref}/16 > 0$ soit $u > 3V_{ref}/16$. Il est en saturation basse si $\varepsilon = V_+ - V_- = u - 3V_{ref}/16 < 0$ soit $u < 3V_{ref}/16$. Bilan

- si $u > 3V_{ref}$ le comparateur est en saturation haute il envoie un signal de valeur 1
- si $u > V_{ref}$ le comparateur est en saturation haute il envoie un signal de valeur 0.

En effectuant le même travail pour tous les comparateur il vient que

- le premier comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le deuxième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 3V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le troisième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 5V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le quatrième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 7V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le cinquième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 9V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le sixième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 11V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon
- le septième comparateur envoie un signal de valeur 0 si $u < 13V_{ref}/16$, un signal de valeur 1 sinon.

On réalise un tableau en fonction de la valeur de u, de la somme des signaux de sorties des comparateurs s et la conversion de ce signal en binaire s_b. On rappelle la conversion d'un nombre de la base binaire constitué de 3 bits (les bits ne peuvent prendre que les valeurs 0 et 1) :

$$XYZ \equiv X\times 2^{3-1} + Y\times 2^{2-1} + Z\times 2^{1-1}$$

Exemple : $101 \equiv 1\times 2^{3-1} + 0\times 2^{2-1} + 1\times 2^{1-1} = 2^2 + 0 + 2^0 = 2+1 = 3.$

u	$0 < u < \frac{V_{ref}}{16}$	$\frac{V_{ref}}{16} < u < \frac{3V_{ref}}{16}$	$\frac{3V_{ref}}{16} < u < \frac{5V_{ref}}{16}$	$\frac{5V_{ref}}{16} < u < \frac{7V_{ref}}{16}$	$\frac{7V_{ref}}{16} < u < \frac{9V_{ref}}{16}$
s	0	1	2	3	4
s_b	000	001	010	011	100

u	$\frac{9V_{ref}}{16} < u < \frac{11V_{ref}}{16}$	$\frac{11V_{ref}}{16} < u < \frac{13V_{ref}}{16}$	$\frac{13V_{ref}}{16} < u$
s	5	6	7
s_b	101	110	111

Les nombres a_0, a_1 et a_0 correspondent aux trois bits du signal s_B, conversion en binaire du signal s issue de la somme des signaux venant des comparateurs.

2. Le signal s_N peut prendre les valeurs discrète $0,\ 1,\ \ldots,\ 7$. Le signal u_N doit correspondre à une valeur proche de u. Commençons avec $s_N = 1$ (on ne peut pas conclure avec $s_N = 0$), soit $\frac{V_{ref}}{16} < u < \frac{3V_{ref}}{16}$, dans ce cas on va dire que u_N correspond à la valeur intermédiaire $\frac{2V_{ref}}{16}$.

   Continuons avec $s_N = 2$, soit $\frac{3V_{ref}}{16} < u < \frac{5V_{ref}}{16}$, dans ce cas on va dire que u_N correspond à la valeur intermédiaire $\frac{4V_{ref}}{16}$.

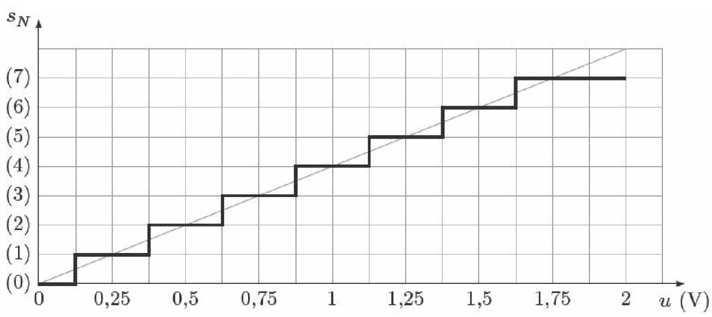
   Ainsi on voit un schéma se mettre en place, on peut dire que $\boxed{u_N = s_N \times \frac{2V_{ref}}{16}.}$.

3. Pour un convertisseur $N = 3$ bits, il faut 7 comparateur pour pouvoir émettre un signal s_N pouvant prendre 7 valeurs, soit $2^3 - 1 = 8 - 1 = 7$.

   Ainsi pour un convertisseur $N = 8$ bits, on obtiendra un signal s_N pouvant prendre $2^8 - 1 = 256 - 1 = 255$ valeurs : il faut donc **255 comparateurs**.

La figure ci-après représente le signal numérisé s_N en fonction de la tension à numériser u.

4. **Déterminer** la valeur du nombre de bits N dans l'exemple donné.
5. **Donner** les valeurs de s_N en base 2 et de u_N pour $u = 1{,}28\,\mathrm{V}$.
6. **Déterminer** le type d'erreur induit par la numérisation. **Préciser** l'écart maximal entre la valeur de la tension numérisée u_N et u.



4. On voit que les valeurs pouvant être prises par s_N sont $0,\ 1,\ldots,7$, donc le nombre de bits correspond au premier cas étudié, soit $N = 3$.

5. On voit sur la figure que pour $u = 1{,}28\,\mathrm{V}$ en abscisse, alors $s_N = 5$ ou $s_N = 101$ en base binaire d'après le tableau, ainsi

$$u_N = s_N \times \frac{2V_{ref}}{16} = 5 \times \frac{2V_{ref}}{16} = \frac{10}{16} V_{ref}.$$

   On peut obtenir V_{ref} on constatant que pour $u < V_{ref}/16$ alors $s_N = 0$, d'après le graphique cela correspond à

$$u < 0{,}125\,\mathrm{V} \quad \text{donc} \quad 0{,}125\,\mathrm{V} = \frac{V_{ref}}{16} \quad ; \quad V_{ref} = 16 \times 0{,}125\,\mathrm{V}$$
$$u_N = \frac{10}{16} V_{ref} = \frac{10}{16} \times 16 \times 0{,}125\,\mathrm{V} = 1{,}25\,\mathrm{V}.$$

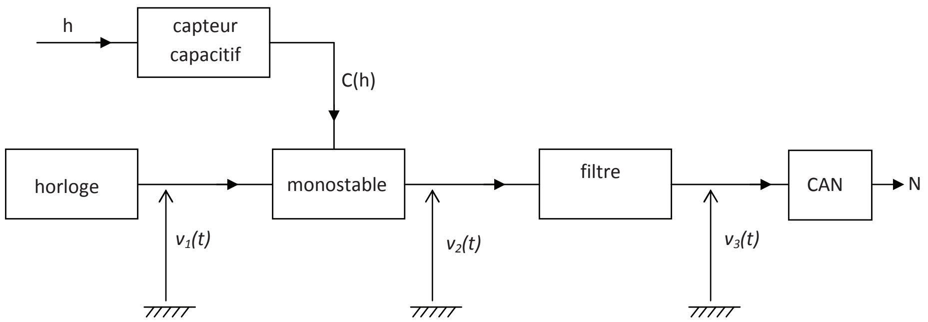
6. La numérisation **arrondi au plus proche** car s_N est entier. Comme s_N est entier cela induit une erreur maximale correspondant à la moitié de l'écart entre deux valeurs possibles de u_N, soit graphiquement à $V_{ref}/16 = 0{,}125\,\mathrm{V}$.

2 Annale

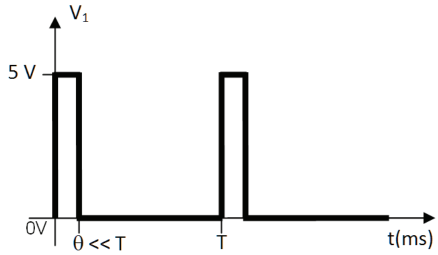
On souhaite mesurer la hauteur h de gazole dans une citerne à l'aide d'un capteur capacitif. Ce dernier peut être assimilé à un condensateur plan de capacité $C(h)$. Les valeurs minimales de $C(h)$ sont respectivement $118\,\mathrm{pF}$ et $590\,\mathrm{pF}$. Le lien entre la hauteur de gazole h en m dans la citerne et $C(h)$ en pF est

$$C(h) = 118 \times (1{,}00 + 4{,}00 \times h)\,.$$

La chaine de mesure est décrite de manière synoptique sur le schéma ci-dessous. L'objectif est d'obtenir une tension $v_3(t)$ proportionnelle à $C(h)$.



Un monostable est un circuit possédant deux états en sortie. Un état stable (durée indéfinie) et un état instable de durée T_0 fixe. Le passage à l'état instable se produit sous l'effet d'une impulsion de commande délivrée par le signal d'horloge de période $T = 2{,}00$ ms et dont l'état haut a une durée θ très petite devant T (voir document ci-après). On impose $T_0 < T$.



Le condensateur étudié en partie B est inséré dans le circuit électronique (non étudié ici) du monostable ; on admet que dans ces conditions T_0 (appelée durée propre du monostable) est proportionnelle à $C(h)$:

$T_0 = R.C(h)$ où R est un facteur de proportionnalité.

La notice technique du monostable indique par ailleurs qu'en fonctionnement normal :

- *T_0 est supérieure à 10,0 µs*
- *La bascule de l'état stable à l'état instable se réalise quasi-instantanément sur front montant du signal d'horloge.*
- *La bascule de l'état instable à l'état stable se réalise quasi-instantanément au bout d'un temps T_0*
- *L'état instable en sortie a pour valeur $U_0 = 5{,}00$ V ; l'état stable en sortie a pour valeur 0,00 V.*

C1. Expliquer qualitativement pourquoi il est nécessaire d'imposer $T_0 < T$.

C2. Déterminer la plage de variation de R pour que le monostable fonctionne correctement.

C3. *On choisit dorénavant $R = 2{,}00$ MΩ.*

Déterminer la plage de variation de T_0 lors du fonctionnement du capteur capacitif.

C4. Tracer sur la copie, en justifiant, une allure du graphe de $v_2(t)$ pour t entre 0 et $2T$ en y plaçant U_0, T_0 et T.

C5. Etablir l'expression de la valeur moyenne V_{2moy} de $v_2(t)$ à l'aide de U_0, T et T_0.

En déduire la plage de variation de V_{2moy} lors du fonctionnement du capteur capacitif.

C6. On désire obtenir en sortie du filtre mentionné dans le schéma synoptique $v_3(t) = V_{2moy}$.

Proposer un montage simple, constitué d'un conducteur ohmique de résistance $R_1 = 220\ k\Omega$ et d'un condensateur de capacité C_1, réalisant cette opération.

Déterminer une condition sur la valeur numérique de C_1 afin d'obtenir en sortie du filtre cette valeur moyenne.

On souhaite visualiser le résultat de la mesure de h à l'aide d'un afficheur numérique. Pour cela, on utilise préalablement un CAN (convertisseur analogique numérique) permettant la numérisation de la tension v_3 en un nombre N binaire exprimé sur 8 bits. La valeur maximale admise en entrée du CAN est V_{max} = 5,00 V. La valeur minimale est 0,00 V.

C7. Que vaut le pas (ou quantum) q du CAN ?

C8. En déduire la plus petite variation de hauteur de liquide Δh mesurable.

C9. Que vaut la valeur N_{min} de N (exprimé en base 10) quand la citerne est vide ?

Que vaut la valeur N_{max} de N (exprimé en base 10) quand la citerne est pleine ?

On se restreint au cas particulier où T_0 = 1,00 ms. On donne la décomposition en série de Fourier de la tension $v_2(t)$:

$$v_2(t) = V_{2,moy} + \frac{2\,U_0}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{2k+1}\sin\left((2k+1)\frac{2\pi}{T}t\right)$$

C10. En raisonnant uniquement sur la première harmonique de $v_2(t)$ (c'est-à-dire $k = 0$), déterminer une condition sur C_1 de manière à ce que la fluctuation de $v_3(t)$ due à cette harmonique n'engendre pas en sortie du CAN de modification de la valeur du nombre binaire N correspondant à V_{2moy}.

1. En imposant une durée de l'état instable T_0 inférieure à la période de l'horloge, le système a le temps de revenir à l'état stable avant une nouvelle impulsion du signal de l'horloge. Dans le cas contraire le signal de sortie du monostable serait toujours dans l'état instable.

2. La durée de l'état instable est

$$T_0 = RC(h).$$

D'après l'énoncé $T_0 > 10 \times 10^{-6}\,\mathrm{s}$ et $T_0 < T = 2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}$, ainsi

$$T_{0,min} = R_{min}C(h)_{min} = 10 \times 10^{-6}\,\mathrm{s} \quad \text{et} \quad T_{0,max} = R_{max}C(h)_{max} = 2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}$$

$$R_{min} = \frac{T_{0,min}}{C(h)_{min}} \quad \text{et} \quad R_{max} = \frac{T_{0,max}}{C(h)_{max}}.$$

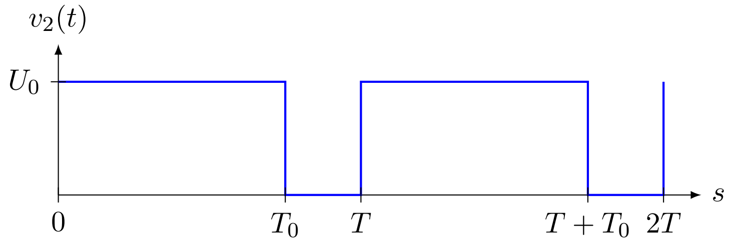
A.N. $$R_{min} = \frac{10 \times 10^{-6}\,\mathrm{s}}{118 \times 10^{-12}\,\mathrm{F}} = 85 \times 10^{3}\,\Omega \quad \text{et} \quad R_{max} = \frac{2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}}{590 \times 10^{-12}\,\mathrm{F}} = 3{,}4 \times 10^{6}\,\Omega.$$

3. Si on choisit $R = 2{,}00 \times 10^6\,\Omega$, il vient que

$$T_{0,min} = RC(h)_{min} \quad \text{et} \quad T_{0,max} = RC(h)_{max}.$$

A.N. $$T_{0,min} = 2{,}00 \times 10^6\,\Omega \times 118 \times 10^{-12}\,\mathrm{F} = 2{,}4 \times 10^{-4}\,\mathrm{s}$$
$$T_{0,max} = 2{,}00 \times 10^6\,\Omega \times 590 \times 10^{-12}\,\mathrm{F} = 1{,}2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}.$$

4. On réalise le schéma ci-contre.



5. Le signal $v_2(t)$ a une période de T (le motif se répète tous les T). Durant une durée T_0 le signal a une valeur U_0 et pendant la durée $T - T_0$ il a une valeur nulle, la moyenne du signal est donc

$$V_{2moy} = \frac{U_0 \times T_0 + 0 \times (T - T_0)}{T}$$
$$\boxed{V_{2moy} = U_0 \frac{T_0}{T}.}$$

La plage de variation de V_{2moy} est donc

$$V_{2moy,min} = U_0 \frac{T}{T_{0,max}} \quad \text{et} \quad V_{2my,max} = U_0 \frac{T}{T_{0,min}}.$$

A.N. $$V_{2moy,min} = 5\,\mathrm{V} \times \frac{2{,}4 \times 10^{-4}\,\mathrm{s}}{2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}} = 0{,}6\,\mathrm{V}$$
$$V_{2moy,max} = 5\,\mathrm{V} \times \frac{1{,}2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}}{2 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}} = 2{,}6\,\mathrm{V}$$

6. On veut construire un filtre passe-bas qui enlèvera la fréquence $f = 1/T$ du signal $v_2(t)$ afin de n'obtenir que sa composante continue, soit $V_{2,moy} = v_3(t)$. Pour ce faire on peut utiliser un circuit RC dont on prendra la tension aux bornes du condensateur C_1. La pulsation de coupure de ce filtre est $\omega_0 = 1/R_1C_1$, sa fréquence de coupure est $f_0 = 1/2\pi R_1 C_1$. Cette fréquence de coupure doit être inférieure à la fréquence f à filtrer, pour être sur de bien prendre une valeur inférieur on impose $f_0 < f/10$. Ainsi il vient que

$$\frac{1}{2\pi R_1 C_1} < \frac{1}{10T} \quad \text{soit} \quad 2\pi R_1 C_1 > 10T$$
$$\boxed{C_1 > \frac{10T}{2\pi R_1}.}$$

A.N. $$\boxed{C_1 > \frac{10 \times 2{,}00 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}}{2\pi \times 220 \times 10^3\,\Omega} = 14 \times 10^{-9}\,\mathrm{F}.}$$

7. Le pas q du CAN vaut

$$q = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^8 - 1} \quad \textbf{A.N.} \quad \boxed{q = \frac{5\,\mathrm{V}}{255} = 2{,}0 \times 10^{-2}\,\mathrm{V}.}$$

8. À partir de l'expression de la capacité C en fonction de la hauteur h, on peut faire le lien entre la plus petite variation de capacité ΔC en pF et la plus petite variation de hauteur Δh

$$\begin{aligned}\Delta C &= C(h_1) - C(h_2)\\ &= 118 \times (1{,}00 + 4{,}00 \times h_1) - 118 \times (1{,}00 + 4{,}00 \times h_2)\\ &= 118 \times 4{,}00\,(h_2 - h1)\\ &= 472 \times \Delta h.\end{aligned}$$

Or la variation ΔC en pF est liée à la variation de la valeur moyenne $V_{2,moy} = v_3$ telle que

$$V_{2,moy} = U_0 \frac{T_0}{T} = U_0 \frac{RC(h)}{T}$$
$$\Delta V_{2,moy} = U_0 \frac{R}{T} \Delta C \times 10^{-12} = 472 \times 10^{-12} \times U_0 \frac{R}{T} \Delta h.$$

Ainsi, comme la plus petite variation de tension moyenne $\Delta V_{2,moy}$ est limitée par le pas q du CAN, il

$$\Delta h = \frac{qT}{472 \times U_0 R}.$$

$$\textbf{A.N.} \quad \Delta h = \frac{2{,}0 \times 10^{-2}\,\mathrm{V} \times 2{,}00 \times 10^{-3}\,\mathrm{s}}{472 \times 10^{-12} \times 5\,\mathrm{V} \times 2{,}00 \times 10^{6}\,\Omega} = 8{,}5 \times 10^{-3}\,\mathrm{m}.$$

9. D'après la question 5 les valeurs moyennes minimale et maximale de V_{2moy} sont

$$V_{2moy,min} = 0{,}6\,\mathrm{V} \quad \text{et} \quad V_{2moy,max} = 2{,}6\,\mathrm{V}.$$

La conversion de la tension V_{2moy} en nombre binaire N effectuée par le CAN est

$$N = \frac{V_{2moy}}{q}.$$

$$\textbf{A.N.} \quad N_{min} = \frac{V_{2moy,min}}{q} = \frac{0{,}6\,\mathrm{V}}{2{,}0 \times 10^{-2}\,\mathrm{V}} = 30$$
$$N_{max} = \frac{V_{2moy,max}}{q} = \frac{2{,}6\,\mathrm{V}}{2{,}0 \times 10^{-2}\,\mathrm{V}} = 130.$$

10. Supposons que l'on s'impose que l'amplitude de la fluctuation de v_3 ne dépasse pas le pas q

$$\frac{2U_0}{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi R_1 C_1}{T}\right)^2}} < q \quad \text{soit} \quad \boxed{C_1 > \frac{T\sqrt{\left(\frac{2U_0}{\pi q}\right)^2 - 1}}{2\pi R_1} = 236\,\mathrm{nF}.}$$