

I)

A.1) Le compteur renvoie la partie entière de $f \cdot \Delta t$; Δt étant la durée à mesurer.

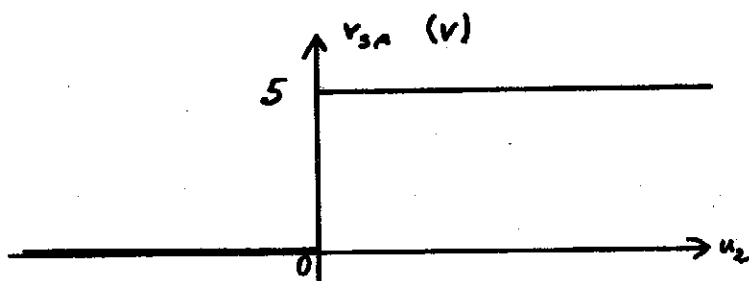
$$\text{Or } f \Delta t - 1 \leq E(f \cdot \Delta t) \leq f \cdot \Delta t$$

$$\text{donc } \Delta t = \frac{1}{f} \leq \frac{E(f \cdot \Delta t)}{f} \leq \Delta t$$

la précision maximale (compteur supposé parfait) est $\frac{1}{f \cdot \Delta t}$. (On connaît la durée Δt à $\frac{1}{f}$ près, c'est-à-dire ici, à 10^{-9} s près...)

A.2) a. masse : référence de potentiel (Une seule par circuit). On choisit en général de lui affecter la valeur nulle : $V_{\text{masse}} = 0$.

b.



A.3) $\frac{u_2 - u}{r} = C \cdot \ddot{u}_2$ donc $\tau \cdot \ddot{u}_2 + u_2 = u$ avec $\tau = r \cdot C$

u étant constante, on a $\forall t \in]0; t_1[$, $u_2(t) = u \cdot (1 - e^{-t/\tau})$

car $\left| \begin{array}{l} u_2(0^+) = u_2(0^-) : \text{tension aux bornes d'un condensateur} \\ u_2(0^-) = 0 : \text{car initialement le condensateur est déchargé.} \end{array} \right.$

B.1) a. $t_1 \ll \tau$ donc $\forall t \in]0; t_1[$, $t \ll \tau$

donc $\forall t \in]0; t_1[$, $u_2(t) \approx u \cdot \frac{t}{\tau}$

De plus, on aura $\tau \cdot \ddot{u}_2 = u$ (ici $u_1 = u \dots$)

b. Le bloc B est alors intégrateur.

c. si $0 < t < t_1$, $u_2(t) \geq 0$ donc $V_{SA}(t) = 5 \text{ V}$.

B2) a - $t_1 + t_2$ est tel que u_2 s'y annule et change de signe (2)

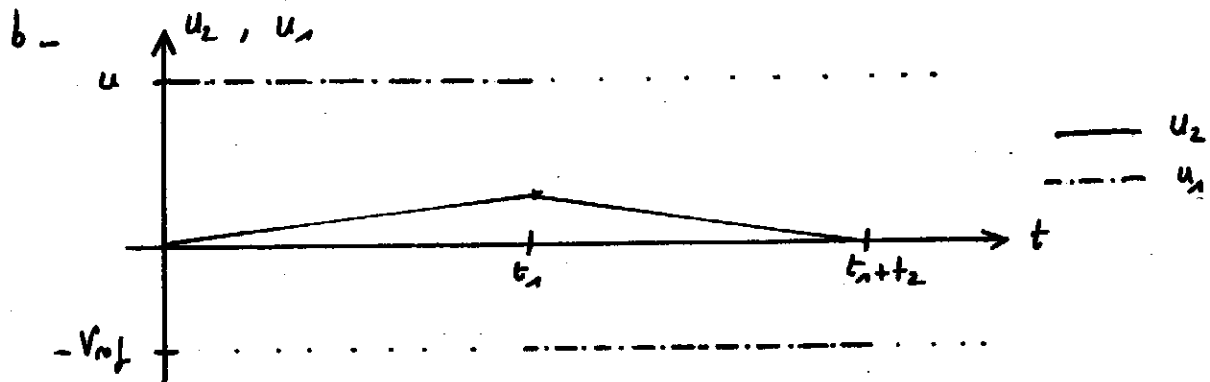
$$\text{Or } \forall t \in]t_1; t_1 + t_2[, u_2(t) = -V_{ref} + e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \cdot (V_{ref} + u_2(t_1))$$

$$\text{donc } 0 = -V_{ref} + e^{-t_2/\tau} \cdot (V_{ref} + u_2(t_1))$$

$$\text{donc } t_2 = \tau \cdot \ln\left(\frac{V_{ref} + u_2(t_1)}{V_{ref}}\right)$$

$$\text{Or } u_2(t_1) = u \cdot (1 - e^{-t_1/\tau}) \quad ; \quad \text{par continuité en } t_1 \text{ (condensateur)} \\ u_2(t_1) \approx u \cdot \frac{t_1}{\tau}$$

$$\text{donc } t_2 = \tau \cdot \ln\left(1 + \frac{u}{V_{ref}} \cdot \frac{t_1}{\tau}\right) \underset{t_1 \ll \tau}{\approx} \frac{u}{V_{ref}} \cdot t_1$$



$$c - S_N = E(f \cdot t_2) \quad \text{où } E \text{ désigne la partie entière.}$$

B.3) Durée de la conversion : $t_1 + t_2 = t_1 \cdot \left(1 + \frac{u}{V_{ref}}\right)$

$$t_1 + t_2 \leq 2t_1 \quad \text{car } u < V_{ref}.$$

$$t_1 + t_2 \leq 2 \cdot \frac{2^N - 1}{f_{ck}}$$

$$\text{Ainsi, la durée maximale de la conversion est } 2 \times \frac{2^N - 1}{f_{ck}}, \text{ c'est-à-dire}$$

$$\text{soit } 0,51 \mu s.$$

$$\text{Donc la fréquence d'échantillonnage ne doit pas dépasser } \frac{1}{0,51 \mu s} = 2 \text{ kHz}$$

$$\text{Donc, la fréquence du signal à numériser ne doit pas dépasser } 1 \text{ kHz (Shannon)}$$

$$(\text{Avec } 16 \text{ bits, ça tombe à } 3,8 \text{ kHz!}).$$

C.1) On compare u à des fractions de V_{ref} .

(3)

$$\frac{1}{16} ; \frac{3}{16} ; \frac{5}{16} ; \dots ; \frac{13}{16} \quad (\text{points divisés})$$

Selon les valeurs de u , certains comparateurs délivrent un signal au niveau haut, d'autres au niveau bas selon :

comparateur	0	$1/16$	$3/16$	$5/16$	$7/16$	$9/16$	$11/16$	$13/16$	1	u/V_{ref}
7	B	H	H	H	H	H	H	H		
6	B	B	H	H	H	H	H	H		
5	B	B	B	H	H	H	H	H		
4	B	B	B	B	H	H	H	H		
3	B	B	B	B	B	H	H	H		
2	B	B	B	B	B	B	H	H		
1	B	B	B	B	B	B	B	H		

$\left. \begin{array}{l} B : \text{état bas} \\ H : \text{état haut} \end{array} \right\}$

S_N peut prendre 8 valeurs (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7)

associés aux intervalles $0 < u/V_{ref} < 1/16$; $1/16 < u < 3/16$; ... etc...

Donc

$$u_N = 0 \quad \text{si} \quad S_N = 0$$

$$u_N = \frac{V_{ref}}{16} \quad \text{si} \quad S_N = 1$$

$$u_N = \frac{3}{16} V_{ref} \quad \text{si} \quad S_N = 2$$

etc...

$$\text{On peut écrire : } u_N = \begin{cases} V_{ref} \times \frac{2S_N - 1}{16} & \text{si } S_N \neq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

C.2) 8 bits proposent 256 valeurs ; il faudra donc 255 comparateurs... ($2^N - 1$ comparateurs pour N bits).

CAN parallèle plus rapide que CAN série

plus lourd techniquement (cependant, on ne sait rien de l'horloge et du compteur du CAN série)

D.1) 7 valeurs donc $N = 3$ bits.

(4)

D.2) $u = 1,28 V \Rightarrow \begin{cases} S_N = 101 & (5 \text{ en base 2}) \\ u_N = V_{ref} \times \frac{2 \times 5 - 1}{16} = 1,13 V \end{cases}$

D.3) La numérisation induit une erreur d'arrondi par défaut.

L'erreur est maximale si $u = 2 V$. Elle vaut alors $\frac{3}{16} V_{ref}$ c'est-à-dire $0,38 V$.

E.1) Filtrage passe-bas afin d'éviter tout repliement spectral.

Le filtre doit sélectionner la bande $[0; \frac{f_{ech}}{2}]$ (Shannon)

Ayant affaire à un signal audio et souhaitant un enregistrement de haute qualité, on peut proposer $\frac{f_{ech}}{2} \geq 20 \text{ kHz}$ de façon à garder toutes les composantes spectrales audibles.

E.2) C'est fait, ci-dessus! $f_{ech} \geq 40 \text{ kHz}$. (égal CD audio 44100 Hz)

F) L'essai 4 montre que le déphasage peut atteindre π .

Donc le filtre cherché n'est pas le passe-bande.

- En comparant l'essai 1 à l'essai 4, on se rend compte que les basses fréquences sont amplifiées alors que les hautes sont atténuées.

Donc le filtre cherché est le passe-bas, figure 2 de l'annexe.

- Essai 3 : déphasage $-\pi/2$ donc la fréquence du signal vaut la fréquence propre f_0 du filtre (lecture de l'annexe...)

Ainsi, $\underline{f_0 = 10 \text{ kHz}}$ ($T_0 = \frac{1}{f_0}$ représente 5 divisions)

- Essai 1 : déphasage nul (environ) donc $s \ll \omega_0$ donc $H \sim H_{0dB}$
on déduit $\underline{H_{0dB} \approx 1,5}$.

Essai 2 : $|H| \approx 2$ et $|H| = \frac{H_{0dB}}{\sqrt{(1 - \frac{f}{f_0})^2 + (\frac{f}{f_0 Q})^2}}$; on en déduit $\underline{Q \approx 0,9}$
 $f \approx 5 \text{ kHz}$

Exploitation d'une formule de l'annexe : $\underline{f_c = 1,2 \cdot f_0 = 12 \text{ kHz}}$

Commentaire :
haute
qualité
???