

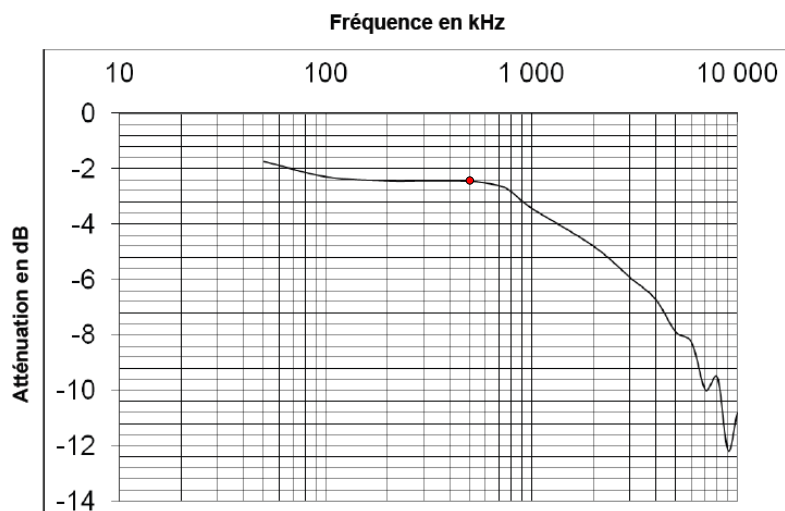
# BTS SYSTEMES ÉLECTRONIQUES 2010 : CORRIGÉ

## Partie A

1.1.  $f = 1/T = 500 \text{ kHz}$ .

1.2.  $A = 20 \cdot \log(U_1/U_2) = 2,4 \text{ dB}$ , le gain quant à lui vaut  $-2,4 \text{ dB}$  (la courbe tracée sur DR1 représente le gain et non l'atténuation)

1.3.



*Document réponse 1*

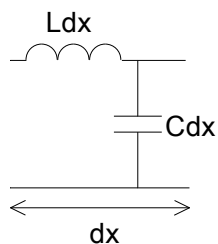
1.4. A 5 MHz le gain vaut  $-8 \text{ dB}$ , l'atténuation  $+ 8 \text{ dB}$ .

1.5. Filtre passe-bas.

2.1. R : résistance des fils, G : conductance du diélectrique.

2.2.  $R = 0 \Omega$  et  $G = 0 \text{ S}$ .

2.3.



2.4.  $R = 0 \Omega$  et  $G = 0 \text{ S}$ , donc  $\underline{Z}_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$  nombre réel :  $\underline{Z}_C = R_C$

2.5.  $R_C = 120 \Omega$

2.6.  $\Gamma_S = 0$  si  $R_{CH} = Z_C$ .

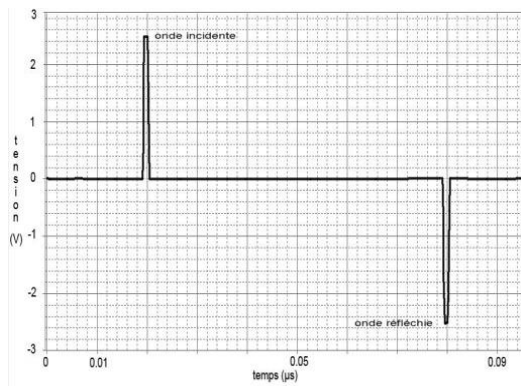
2.7. Les résistances  $R_T$  annulent les réflexions en bout de ligne.

3.1. Condition de mesure A : pas de réflexion donc pas de retour d'impulsion,  $\Gamma_1 = 0$

3.2.  $t_p = 30$  ns donc  $t_{pl} = 30/5 = 6$  ns/m.

3.3. Condition B : court-circuit en sortie donc pas de signal en sortie et réflexion totale,  $\Gamma_1 = -1$ .

3.4. L'amplitude est la même, la ligne étant sans perte, seul le signe change.



## Partie B

1.1.NB : les bornes + et – du premier AOP sont inversées.

Le montage est un suiveur à haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie, il évite au condensateur de se décharger dans les résistances  $R_o$  :  $v_2 = v_1$

1.2. 
$$\underline{T} = \frac{1}{1 + jR_f C_f \omega} = \frac{1}{1 + j\omega / \omega_o} \text{ avec } \omega_o = 1/R_f C_f.$$

1.3. Passe-bas destiné à éliminer les parasites éventuellement présents et jouant le rôle de filtre anti-repliement.

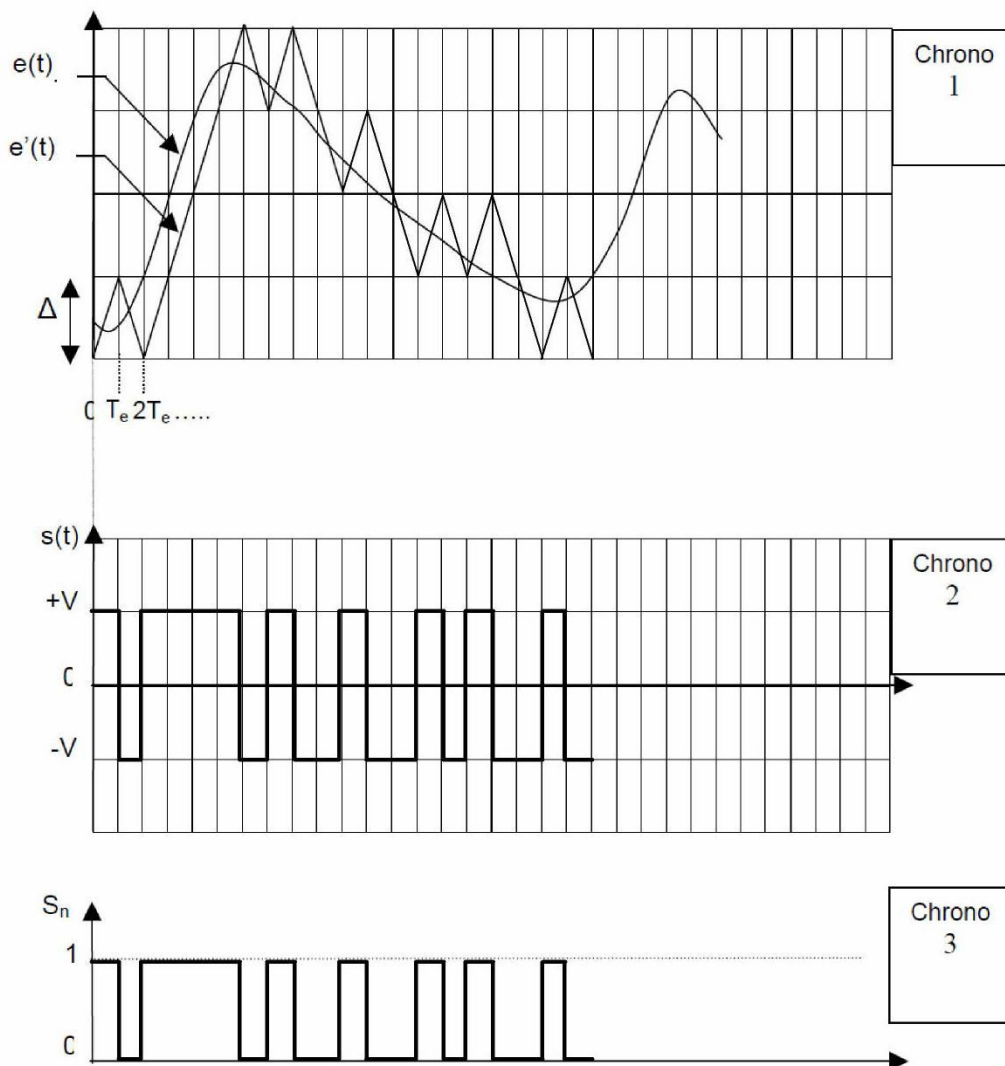
1.4.  $f_o = 72,3 \text{ Hz}$

1.5.  $V_d = V_2/24$  et  $V_{\text{adapt}} = V_d = V_2/24$

1.6.  $V_2 = V_{\text{Batt}}$

1.7. A  $V_{\text{Batt}} = 28,8 \text{ V}$  correspond  $V_{\text{adapt}} = 28,8/24 = 1,2 \text{ V}$

2.1.

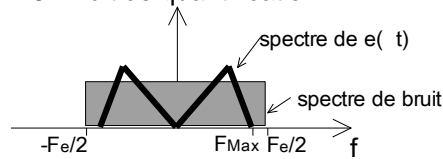


2.2.1. La pente du signal  $e'(t)$  doit être supérieure à la pente du signal  $e(t)$  pour éviter la saturation de

pente : 
$$\frac{\Delta}{T_e} > \left| \frac{de}{dt} \right|_{\text{Max}}$$

**2.2.2.** La deuxième condition est celle de Shannon Nyquist :  $F_e = 1/T_e > 2 F_{MAX}$ ,  $F_{MAX}$  étant la fréquence la plus élevée du spectre de  $e(t)$ .

**2.3. Bruit de quantification**



**2.4.** Le premier étage est un intégrateur qui permet de reconstituer à partir de  $s(t)$  le signal  $e'(t)$ , le second étage est un filtre passe-bas qui lisse  $e'(t)$  pour obtenir  $e(t)$ .

**3.1.**  $1/(1-z^{-1})$  correspond à une intégration et  $z^{-1}$  à un retard d'une période d'échantillonnage.

$$3.2. S_i(z) = \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}} E(z) + \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}} B_q(z) = E(z) + (1-z^{-1})B_q(z)$$

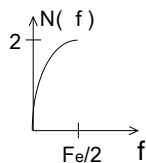
Donc  $T(z) = 1$  et  $N(z) = 1-z^{-1}$

**3.3.**  $\underline{N}(j\omega) = 1 - e^{-j\omega T_e}$

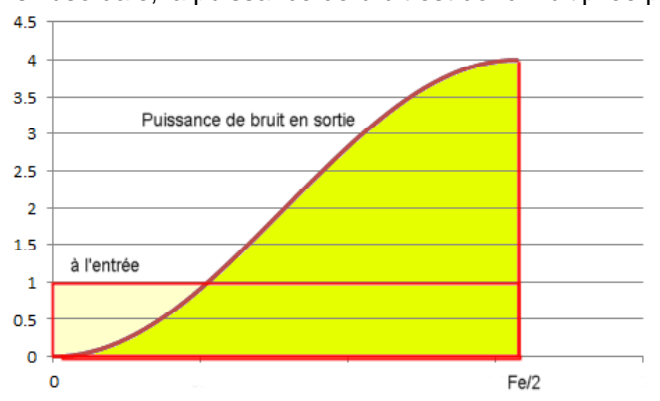
**3.4.**  $\underline{N}(j\omega) = 1 - e^{-j\omega T_e} = e^{-j\omega T_e/2} \cdot (e^{+j\omega T_e/2} - e^{-j\omega T_e/2}) = e^{-j\pi f/F_e} \cdot (e^{+j\pi f/F_e} - e^{-j\pi f/F_e}) = e^{-j\pi f/F_e} \cdot 2j \sin(\pi f/F_e)$

**3.5.**  $N(f) = 2 | \sin(\pi f/F_e) |$

**3.6.**  $N(0) = 0$  et  $N(F_e/2) = 2$



**3.7.** C'est un filtre passe-haut : il atténue le bruit de quantification en basse fréquence mais l'amplifie lorsque la fréquence augmente (coefficient 2 à  $f = F_e/2$ ). L'amplitude du bruit est multipliée par une fonction sinusoïdale, la puissance de bruit est donc multipliée par un sinus au carré.



**3.8.** La puissance de bruit est atténuée de  $10^3$  soit  $10 \cdot \log(10^3) = 30$  dB d'où l'intérêt du sur-échantillonnage.

**4.1.** Filtre passe-bas.

**4.2.**  $d_n = b_0 \cdot s_{1,n} + b_1 \cdot s_{1,n-1} + b_2 \cdot s_{1,n-2}$

**4.3.**  $s_n = d_n - a_1 \cdot s_{n-1} - a_2 \cdot s_{n-2}$ .

**4.4.** En remplaçant  $d_n$  par la première expression dans  $s_n$  on obtient le résultat attendu.

**4.5.** Filtre récursif car  $s_n$  dépend des  $s_{n-i}$ .

**4.6.**  $t_f = 4,6$  ms

**4.7.** D'après 4.4 :  $S(z) = b_0 \cdot S_1(z) + b_1 \cdot z^{-1} \cdot S_1(z) + b_2 \cdot z^{-2} \cdot S_1(z) - a_1 \cdot z^{-1} \cdot S(z) - a_2 \cdot z^{-2} \cdot S(z)$

donc :  $S(z) \cdot [1 + a_1 \cdot z^{-1} \cdot S(z) + a_2 \cdot z^{-2} \cdot S(z)] = S_1(z) \cdot [b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}]$

et  $H(z) = S(z)/S_1(z) = [b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}] / [1 + a_1 \cdot z^{-1} \cdot S(z) + a_2 \cdot z^{-2} \cdot S(z)]$

**4.8.** L'équation  $z^2 - 1,911 \cdot z + 0,915$  a deux solutions :  $z = 0,95 \pm 0,045j$  qui ont pour module

$(0,95^2 + 0,045^2) = 0,956$ .

**4.9.** Le filtre est stable car ses pôles sont à l'intérieur du cercle unité.

**4.10.** Oui car la réponse indicielle de la figure 16 montrait cette stabilité.

**4.11.** BP = 100Hz. On a vu à la question 3.7 que les composantes de bruit étaient plus importantes en HF, ce filtre va donc les éliminer. En revanche le spectre du signal  $v_{Adapt}$  n'est pas affecté par le filtre car ses composantes ont des fréquences inférieures à 100 Hz.

**5.1.**  $V_2 = 13$  V et  $V_1 = 0,7$  V.

**5.2.** NB : c'est la figure 18 (et non 17) à laquelle il faut se reporter pour lire 01011101 soit \$5D

**5.3.**  $T_B = 52\mu s$  et  $D = 19,2$  kbps.

**5.4.** On lit \$5D, soit 93 en décimal, \$7F correspondant à 127, le pourcentage de charge vaut 73,2 %.  
La charge est suffisante car > 70% (voir page B6).