

Éléments de correction de l'épreuve de modélisation d'un système, d'un procédé ou d'une organisation

Question 1

Le circuit intégré 74HC4060 compte les signaux d'horloge sur son entrée RS.

La fréquence du signal présent sur la broche Q11 du circuit intégré U7 se calcule donc :

$$F = \frac{1 \times 10^6}{2^{12}} = 244,1 \text{ Hz .}$$

Ce résultat peut être déduit également par observation des chronogrammes du document ressource DR1.

Question 2

Voir document réponse.

Question 3

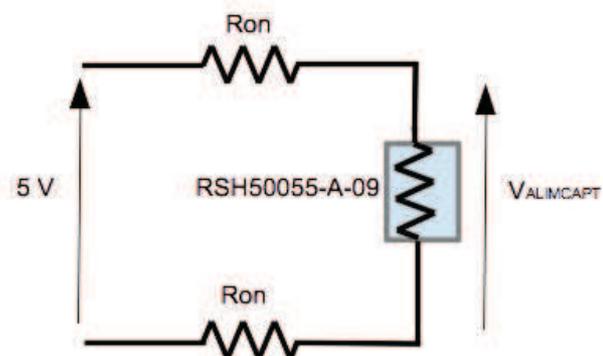
Le terme R_{ON} désigne la résistance drain source équivalente du transistor MOS lorsque celui-ci est saturé (commutateur passant).

La résistance nominale du capteur inclinométrique $R_{SH50055-A-09}$ est de $1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$.

La résistance typique du commutateur MOS est de $2,2 \Omega$. En considérant toutefois un fonctionnement sur la plage de -40°C à 85°C , la résistance typique est de 5Ω par commutateur (soit 10Ω par cellule de commutation). On note $V_{ALIMCAPT}$ la tension aux bornes du capteur inclinométrique.

Modélisation du circuit électrique équivalent :

$$V_{ALIMCAPTmin} = \frac{800}{810} \times 5 = 4,938 \text{ V}$$
$$V_{ALIMCAPTnom} = \frac{1000}{1010} \times 5 = 4,951 \text{ V}$$
$$V_{ALIMCAPTmax} = \frac{1200}{1210} \times 5 = 4,958 \text{ V}$$



Question 4

Voir document réponse.

L'hypothèse d'impédance d'entrée du convertisseur analogique numérique considérée infinie confirme la viabilité du procédé d'alimentation. La tension $V_{ALIMCAPT}$ constitue une référence de tension pour les échantillonnages.

Question 5

Exprimer la sensibilité en $\text{mV} \cdot \text{rad}^{-1}$ du capteur revient à convertir les unités et leurs sous-multiples tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} S = 0,5 \text{ mV} \cdot \text{arcsecond}^{-1} = 0,5 \cdot 3600 \text{ mV} \cdot \text{°}^{-1} = 1,8 \text{ V} \cdot \text{°}^{-1} = 103,132 \text{ V} \cdot \text{rad}^{-1} = 0,103 \text{ mV} \cdot \text{rad}^{-1} \\ 1 \text{ arcsecond} = \left(\frac{1}{3600} \right) \text{°} \\ 2 \text{ rad} = 360 \text{°} \end{array} \right.$$

Question 6

La transmission de signaux analogiques par liaison différentielle présente les avantages suivants :

- immunité au bruit,
- rejet des perturbations de mode commun.

D'après le document DT5, on obtient :

$$V_e = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \cdot \left(V_{DIFA+} - V_{DIFA-} \right) = 2 \cdot \left(V_{DIFA+} - V_{DIFA-} \right)$$

Question 7

Fonction de transfert :

pour cette étude, on fait l'hypothèse d'un amplificateur opérationnel parfait.

On considère les admittances complexes suivantes :

$$Y_{R1} = \frac{1}{R1}, Y_{R2} = \frac{1}{R2}, Y_{C2} = jC_2 \cdot \omega \text{ et } Y_{C6} = jC_6 \cdot \omega$$

Par application du théorème de Millman au point A du schéma structurel, on obtient les relations suivantes :

$$V_{-1} = \frac{\frac{V_e}{Y_{R2}} + \frac{V_s}{Y_{C2}} + \frac{V_s}{Y_{R1}}}{\frac{1}{Y_{R2}} + \frac{1}{Y_{C2}} + \frac{1}{Y_{R1}}} \text{ et } V_{-s} = \frac{Y_{R1}}{\frac{1}{Y_{C6}} + \frac{1}{Y_{R1}}} V_E$$

Par suite :

$$V_{-s} = \frac{Y_{R2} Y_{R1}}{(Y_{R2} + Y_{C2})(Y_{R1} + Y_{C6}) + Y_{R1}(Y_{C6} - Y_{C2})} V_E$$

Par identification avec la forme canonique :

$$T(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{K}{1 + \frac{2m}{\omega_c} (j\omega) + \frac{(j\omega)^2}{\omega_c^2}}$$

On en déduit :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_6 \times C_2}} \quad \text{et} \quad m = \frac{C_6 (R_1 + R_2)}{2 \times \sqrt{R_1 \times R_2 \times C_6 \times C_2}}$$

$$\omega_c = 0.943 \text{ rad} \times \text{s}^{-1} \quad \text{soit} \quad f_c = 0.15 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \eta = 0,79.$$

K correspond au gain statique, m au coefficient d'amortissement (sans unité) et ω_c pulsation de coupure du système.

Question 8

Le choix des composants passifs tiendra compte des éléments suivants :

- tolérance intrinsèque,
- coefficient de dérive en température.

Les stations de mesure doivent présenter des caractéristiques statiques et dynamiques idéalement identiques et reproductibles.

Question 9

Résolution angulaire du dispositif d'acquisition :

Le capteur présente une résolution $< 0.0001^\circ$ (DT4).

La sensibilité du dispositif d'acquisition est de $0,103 \text{ mV} \times \text{rad}^{-1}$.

En idéalisant les composants passifs et autres imperfections, le document constructeur de l'amplificateur précise un bruit de l'ordre de $1.6 \Delta V_{p-p}$ (0.1 Hz à 10 Hz).

Le convertisseur analogique numérique a une résolution effective de l'ordre de $q = \frac{5}{2^{22}} = 1,19 \Delta V$.

La résolution de la chaîne d'acquisition associée au capteur ($< 0,0001^\circ$ ou $< 1,74 \mu\text{rad}$) en tenant compte de la sensibilité du dispositif d'acquisition est de $1,74 \Delta\text{rad} \times 0,103 = 179 \Delta V$.

Le convertisseur analogique numérique possède une résolution 150 fois supérieure à la résolution de l'ensemble capteur.

Question 10

Variation de pseudo- hauteur :

la résolution angulaire du dispositif d'acquisition est sensiblement égale à celle du capteur, soit $1,74 \Delta\text{rad}$.

En première approximation, on obtient :

$$\Delta h = d \Delta \theta, \quad \text{soit} \quad \Delta h = 174 \Delta \text{m}.$$

Question 11

Ordre de grandeur de la largeur de bande des signaux :

D'après la figure 9, on peut considérer en première approximation une pseudo demi-période de l'ordre de 30 min soit une période $T = 1 \text{ h} = 3600 \text{ s}$ et une fréquence $F = \frac{1}{3600} \approx 222 \Delta\text{Hz}$.

On peut raisonnablement admettre une largeur de bande suffisante de l'ordre du mHz.

Question 12

Réalisabilité du filtre analogique :

Pour satisfaire à la condition de Shannon (condition d'anti-repliement spectral), il faut atténuer tout signal d'entrée d'amplitude maximale à une valeur inférieure au quantum du convertisseur analogique numérique à la fréquence $\frac{F_e}{2} = 8,33 \text{ mHz}$, soit une atténuation $A = 20 \cdot \log\left(\frac{5}{1 \cdot 10^{-6}}\right) = 134 \text{ dB}$.

Le filtre analogique anti-repliement devra être d'un ordre très élevé afin de satisfaire cette atténuation dans la même décade fréquentielle.

Question 13

Résolution du convertisseur analogique numérique :

On détermine le quantum du convertisseur :

$$q \square \frac{V_{PE}}{2^n}, \text{ on en déduit : } n = \frac{\ln\left(\frac{V_{PE}}{q}\right)}{\ln(2)} = 22,29 \text{ bits.}$$

L'erreur de non linéarité intégrale (INL) représente l'erreur maximale sur l'ensemble de la caractéristique entre la courbe réelle (présentant des non linéarités) et la courbe idéale.

Question 14

Fréquence d'échantillonnage :

Si on considère une fréquence d'échantillonnage à 340 Hz, en respectant la condition de Shannon, c'est-à-dire une atténuation supérieure à 120 dB à $\frac{F_e}{2} = 170 \text{ Hz}$, l'atténuation théorique du filtre d'ordre 2 d'atténuation – 40 dB par décade et de fréquence de coupure théorique de 0.15 Hz est bien supérieure à 120 dB.

Question 15

Impédance d'entrée du convertisseur analogique numérique :

Les entrées du convertisseur analogique sont non-bufférisées. L'amplificateur à gain programmable présente un gain unitaire $PGA=1$ et $F_{ACLK}=11\ 059\ 200 \text{ Hz}$.

D'après la documentation constructeur,

$$Z_{in} = \frac{10^6}{ACLK} \times \frac{5 \text{ M}\Omega}{PGA},$$
$$Z_{in} = \frac{10^6}{11\ 059\ 200} \times \frac{5 \times 10^6}{1} = 452 \text{ k}\Omega.$$

Le convertisseur présente une impédance très grande vis-à-vis du circuit de conditionnement permettant de valider la non-perturbation des tensions à échantillonner.

Question 16

Ordre du filtre passe-bas :

On considère une bande passante de 1 MHz et une dynamique de 110 dB.
La réponse normalisée d'un filtre de Butterworth d'ordre N est :

$$|T_N(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2N}}}$$

Dans la bande atténuée, on peut faire l'approximation telle que :

$$G = -20 \log \left(\frac{f_c}{f} \right)^N$$

Soit :

$$N = \frac{\ln \left(10^{\left(\frac{A}{20} \right)} \right)}{\ln \left(\frac{f_c}{f} \right)}, \text{ soit } N = \frac{\ln \left(10^{\left(\frac{110}{20} \right)} \right)}{\ln \left(\frac{1}{25} \right)} = 3,94.$$

Un filtre d'ordre 4 satisfait à la condition.

Question 17

Deux autres fonctions d'approximations sont :

- Chebyshev (2 types, 1 présentant des ondulations plus importantes en bande passante et l'autre en bande atténuée, meilleure sélectivité que Butterworth),
- Cauer (ondulation en bande passante et en bande atténuée, raideur la plus élevée dans la bande de coupure).

Question 18

Fonction de transfert du filtre de Butterworth d'ordre 4 :

On détermine la position des pôles.

$p_1 = e^{j\left(\frac{3\pi}{8}\right)}$, $p_2 = e^{j\left(\frac{5\pi}{8}\right)}$, $p_3 = e^{j\left(\frac{7\pi}{8}\right)}$ et $p_4 = e^{j\left(\frac{9\pi}{8}\right)}$ en coordonnées polaires soit :

$p_1 = 0,3827 + j \times 0,9239$, $p_2 = 0,3827 - j \times 0,9239$, $p_3 = 0,9239 + j \times 0,3827$ et $p_4 = -0,3827 - j \times 0,9239$
en coordonnées cartésiennes.

Question 19

Le filtre réalisé est un filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII).

Expression des fonctions de transfert en z :

$$T_1(p) = \frac{1}{p^2 + 1.848p + 1} \text{ et } T_2(p) = \frac{1}{p^2 + 0.768p + 1}$$

En tenant compte de la transformation bilinéaire $p = \frac{2}{T_e} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$ et en prenant $K = \frac{2}{T_e}$, on obtient :

$$T_1(z) = \frac{1}{K} \cdot \frac{z^2 + 2z + 1}{z^2 \left(1 + \frac{1,848}{K} + \frac{1}{K^2} \right) + z \left(2 + \frac{2}{K^2} \right) + \left(1 + \frac{1}{K^2} - \frac{1,848}{K} \right)}$$

$$T_2(z) = \frac{1}{K} \cdot \frac{z^2 + 2z + 1}{z^2 \left(1 + \frac{0,768}{K} + \frac{1}{K^2} \right) + z \left(2 + \frac{2}{K^2} \right) + \left(1 + \frac{1}{K^2} - \frac{0,768}{K} \right)}$$

Question 20

Des simulations peuvent être menées pour afin de déterminer les conséquences de la quantification en virgule fixe des coefficients. Le codage des échantillons doit être soigneusement choisi afin d'éviter les risques de dépassements au niveau des calculs arithmétiques.

Avantages des architectures à virgule fixe :

- rapidité,
- économie en énergie.

Avantages des architectures à virgule flottante :

- précision,
- stabilité.

Question 21

Décimation par moyennage des échantillons.

L'équation de récurrence est donnée par l'expression suivante :

$$s_n = \frac{e_n + e_{n-1} + e_{n-2}}{3}.$$

Par transformée en z :

$$S(z) = \frac{1}{3} (1 + z^{-1} + z^{-2}) \times E(z).$$

Question 22

On pose $z = e^{pT_e}$.

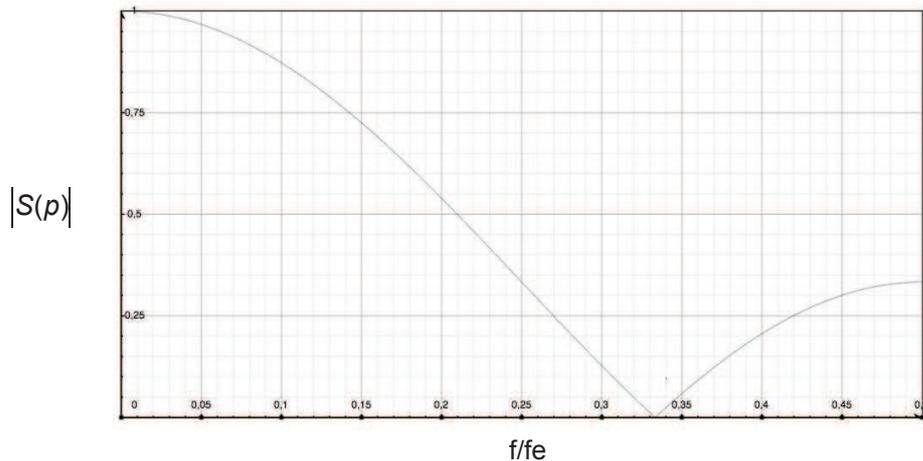
$$S(p) = \frac{1}{3} (1 + e^{-pT_e} + e^{-2pT_e}) \times E(p).$$

En prenant,

$$e^{-pT_e} = \cos(\omega T_e) - j \sin(\omega T_e) \text{ et } e^{-2pT_e} = \cos(2\omega T_e) - j \sin(2\omega T_e),$$

on détermine le module de la fonction de transfert :

$$|S(p)| = \frac{1}{3} \sqrt{(1 + \cos(\omega T_e) + \cos(2\omega T_e))^2 + (\sin(\omega T_e) + \sin(2\omega T_e))^2}.$$



Question 23

L'erreur liée à la quantification lors de la numérisation du signal s'exprime par :

$$e = \frac{\pm q}{2}$$

La puissance du bruit de quantification :

$$P_{\text{Bruit}} = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} e^2(t) \cdot dt = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} \left[q \frac{t}{q} \right]^2 dt = \frac{q^2}{12}$$

La puissance du signal :

$$P_{\text{Signal}} = \frac{V^2}{2}$$

On détermine le rapport signal sur bruit :

$$SNR = 10 \log \left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Bruit}}} \right),$$

soit :

$$SNR = 10 \log \left(\frac{V^2}{\frac{q^2}{12}} \right) = 10 \log \left(\frac{\frac{(V)^2}{2}}{\left(\frac{2V}{2^N} \right)^2 \frac{1}{12}} \right) = 10 \log \left(\frac{\frac{12}{2} V^2}{\frac{4V^2}{2^{2N}}} \right) = 10 \log \left(\frac{6}{4} \right) + 10 \log \left(2^{2N} \right) = 6,02 \cdot N + 1,76$$

Question 24

Suréchantillonnage :

La densité spectrale de puissance du bruit est inversement proportionnelle à la fréquence d'échantillonnage. En prenant l'hypothèse de négliger les erreurs de calculs lors du traitement numérique (mise en œuvre de calculs avec une architecture de type virgule flottante), on détermine une amélioration du rapport signal sur bruit telle que :

$$A_{SNR} = 10 \log \left(\frac{f_{se}}{f_e} \right)$$

On note N le nombre de bits du convertisseur analogique numérique considéré.

Par conséquent :

$$ENOB = \frac{10 \log \left(\frac{f_{se}}{f_e} \right)}{6} + N .$$

Question 25

Les procédés de traitement numériques du signal par suréchantillonnage et filtrage numérique permettent de respecter les contraintes fréquentielles inhérentes aux signaux issus des inclinomètres. Les données transmises prennent en compte des échantillons filtrés et non filtrés car les temps de traitement liés aux processus de filtrage s'avèreraient trop longs pour donner l'alerte en cas d'éruption. Les données non filtrées permettent par conséquent de minimiser les temps d'alerte.

Question 26

Fd et erreur associée :

Le timer est intégré à un registre de 16 bits. Le comptage de ce registre est cadencé par le quartz à 11 059 200 Hz soit une période $T_{\text{Quartz}} = 90,422 \text{ ns}$. Afin de générer une interruption toutes les millisecondes, l'implémentation d'une valeur de $Fd = 11\,059$ est la plus appropriée. Une erreur résiduelle est inévitable.

Sur 1 ms, on détermine avec les paramètres théoriques une erreur $\square t_{ms} = 18 \text{ ns}$.

Question 27

L'erreur propagée sur une durée d'une journée se déduit :

$$\square t_{\text{journée}} = 1,56 \text{ s} .$$

Cette erreur trop importante cause une dérive de l'horodatage des événements de la station et par conséquent des dé-synchronisations des stations de mesure entre elles.

Question 28

Un oscillateur à quartz intégré présente principalement les avantages suivants :

- facilité d'intégration,
- précision et stabilité de la fréquence d'oscillation.

La fréquence propre est de 11 059 200 Hz.

La précision intrinsèque est donnée à $\pm 20 \text{ ppm}$, par conséquent la fréquence du quartz sera comprise entre $F_{\text{min}} = 11\,058\,979 \text{ Hz}$ et $F_{\text{max}} = 11\,059\,441 \text{ Hz}$.

Question 29

Les principaux facteurs de dérive sont la température et le vieillissement du composant.

Dans le cadre de cet oscillateur à quartz, les dérives sont de :

Dérive liée à l'âge : $\pm 5 \text{ ppm}$

Question 30

Afin d'annuler les erreurs de précision, il faut satisfaire la condition suivante :

$$11059,2 = 11059 \times (1-K) + 11060 \times K$$

On obtient : $K = 0,2$.

Question 31

Correction de la déviation :

une synchronisation externe est nécessaire afin de corriger les défauts de synchronisation par le signal PPS du GPS ayant une précision de $1 \mu s$.

Deux pistes peuvent être exploitées conjointement pour la correction des erreurs :

- si l'erreur de déviation affecte le coefficient F_d , celui-ci peut se déterminer par calcul en relevant la dérive sur un slot temporel connu, puis le coefficient K ;
- si l'erreur de déviation n'affecte que le coefficient K seul, celui-ci peut être corrigé.

Question 32

Volume des données sur une heure :

on relève approximativement la nécessité de transmettre une centaine de caractère par point.

Chaque caractère est codé en ASCII sur 1 octet, soit 100 octets par point à transmettre.

En considérant la transmission d'un point par minute, un volume par heure de 6 000 octets soit 5,859 Ko est nécessaire.

L'évolution du système tient compte de l'envoi d'un point par seconde soit un volume par heure de 351 Ko.

Une autre possibilité de codage consisterait à la transmission des données numérisées sous leurs formats bruts c'est-à-dire sur 24 bits ou 3 octets par voie (codage issu directement du CAN). Pour une donnée, la réduction effective serait de passer de 8 caractères soit 8 octets à 3 octets. Une approximation de réduction de moitié du volume de données serait viable.

Question 33

Transmission série asynchrone UART :

le mécanisme de transfert repose sur la transmission de données sans signal d'horloge. Les émetteurs et récepteurs doivent être configurés avec les mêmes paramètres, dont entre autres :

- débit,
- parité,
- nombre de bit(s) de stop,
- optionnellement le contrôle de flux (matériels ou logiciels).

La synchronisation se fait par un bit de start. Les taux de transferts usuels vont de quelques kbauds à une centaine de kbauds.

Question 34

Choix du protocole TCP :

Le protocole TCP (Transmission Control Protocol) appartient à la couche transport (4) du modèle OSI. Il assure un service de transmission de données fiable de bout en bout par l'établissement d'un circuit virtuel (établissement et fermeture de connexion, validation par acquittement du transfert des données, ré-ordonnancement des segments, gestion de la congestion du réseau...).

Question 35

Choix des antennes :

en raison des répartitions géographiques des stations de mesure, une antenne omnidirectionnelle est préconisée pour la liaison entre le piton de Partage et ces stations.

De l'observatoire au piton de Basalte et entre le piton de Basalte et le piton de Partage, les antennes à préconiser sont des antennes directives.

Question 36

Bilan de liaison : un bilan de liaison permet de valider le dimensionnement en puissance dans une transmission hertzienne.

dBi (dB isotrope) : en émission, exprime un gain d'antenne rayonnant dans une direction privilégiée en comparaison avec une antenne rayonnant telle une sphère. En réception, exprime un gain d'antenne due à la surface équivalente de captation des ondes dans la direction privilégiée.

dBm (dB milliwatt) : unité de puissance référencée à 1 mW.

$$P = 10 \log(P_{\text{mW}})$$

S_{11} : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne. Plus S_{11} sera faible, mieux se fera la transmission de puissance.

ROS : Rapport d'onde stationnaire.

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$

Question 37

Choix des fréquences optimales :

en fonction de la polarisation la valeur minimale de S_{11} est d'approximativement -23dB (5.1 GHz en polarisation horizontale, 5.75 GHz en polarisation verticale).

Question 38

Expression du bilan de liaison :

on considère une distance de 8 Km entre le piton de Basalte et le piton de Partage.

Le bilan de liaison s'exprime :

$$Pr = Pe - A + G_{AE} + G_{AR}$$

$$A = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \pi \cdot d}{\lambda}\right) \text{ soit, } A = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \pi \cdot 8000}{\frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^9}}\right) = 124 \text{ dB.}$$

On déduit :

$$Pr = Pe - A + G_{AE} + G_{AR} = 20 - 124 + 27 + 27 = -50 \text{ dBm.}$$

La marge de 10 dB est valide au vu de la sensibilité du récepteur qui dans le cas normal d'utilisation demande -65 dBm.

Le paramètre S_{11} ajoute une atténuation complémentaire (et également en réception).

Question 39

Puissance pour une réception optimale :

$$P_{OPT} = 10^{\frac{-65}{10}} = 3,16 \times 10^{-4} \text{mW.}$$

Puissance pour une réception minimale :

$$P_{min} = 10^{\frac{-82}{10}} = 6,3 \times 10^{-6} \text{mW.}$$

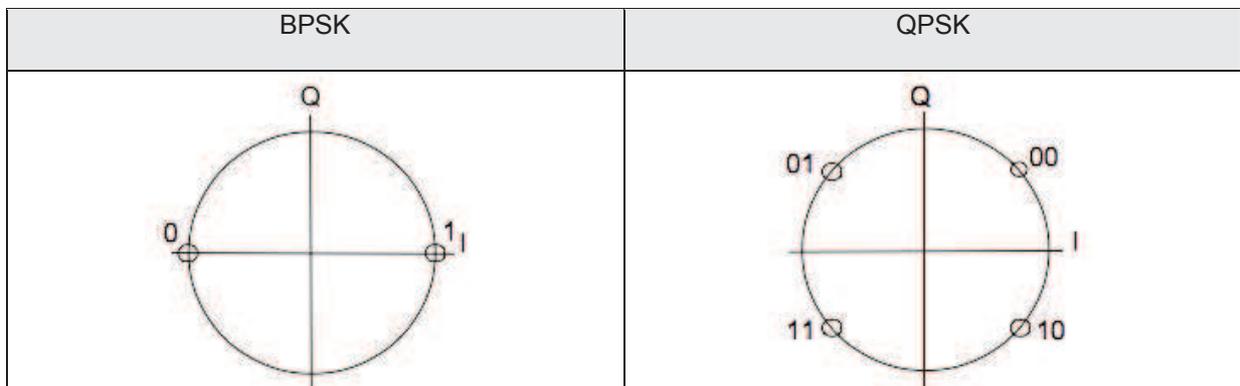
Question 40

Le sigle OFDM signifie Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

Ce type de transmission repose sur l'émission de données en canaux constitués de sous-porteuses orthogonales entre elles.

Question 41

Diagramme de constellation



Question 42

En considérant une sous-modulation d'un symbole autour de la fréquence f_k , cette sous porteuse

s'écrit $c_k e^{j2\pi f_k t}$ soit pour tous les canaux à $s(t) = \sum_{k=0}^n c_k e^{j2\pi f_k t}$ équivalent à une FFT inverse.

Question 43

Condition d'orthogonalité des sous-porteuses :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_k t) \times \cos(2\pi f_{k+1} t) dt = \int_0^{T_s} \frac{1}{2} \left(\cos(2\pi(f_{k+1} - f_k)t) + \cos(2\pi(f_{k+1} + f_k)t) \right) dt$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2\pi(f_{k+1} - f_k)} \sin(2\pi(f_{k+1} - f_k)t) + \frac{1}{2\pi(f_{k+1} + f_k)} \sin(2\pi(f_{k+1} + f_k)t) \right]_0^{T_s},$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2\pi(f_{k+1} - f_k)} \sin(2\pi(f_{k+1} - f_k)T_s) + \frac{1}{2\pi(f_{k+1} + f_k)} \sin(2\pi(f_{k+1} + f_k)T_s) \right].$$

Avec $f_{k+1} - f_k = \frac{1}{T_s}$:

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_k t) \cdot \cos(2\pi f_{k+1} t) dt = \frac{1}{4\pi} \left[T_s \sin\left(2\pi \left(\frac{1}{T_s}\right) T_s\right) + \frac{1}{\left(2f_k + \left(\frac{1}{T_s}\right)\right)} \sin\left(2\pi \left(2f_k + \left(\frac{1}{T_s}\right)\right) T_s\right) \right]$$

$$= \frac{1}{4\pi} \left[\frac{1}{\left(2f_k + \left(\frac{1}{T_s}\right)\right)} \left(\sin\left((2\pi \cdot 2f_k) T_s\right) \cos\left(2\pi \left(\frac{1}{T_s}\right) T_s\right) + \sin\left(2\pi \left(\frac{1}{T_s}\right) T_s\right) \cos\left((2\pi \cdot 2f_k) T_s\right) \right) \right],$$

soit :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_k t) \cdot \cos(2\pi f_{k+1} t) dt = \frac{1}{4\pi} [0] = 0.$$

Question 44

Rôle des signaux pilotes :

la transmission se faisant en large bande, chaque sous canal possède un comportement particulier. Le rôle des signaux pilotes (signaux connus volontairement insérés lors des transmissions) est d'obtenir une estimation du canal afin de corriger les imperfections de la transmission.

Question 45

Débit BPSK :

$$D_{BPSK} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\frac{1 \times 48}{4 \times 10^{-6}}\right) = 6 \text{ Mbits/s.}$$

Débit 64 QAM QPSK :

$$D_{QPSK} = \left(\frac{3}{4}\right) \cdot \left(\frac{6 \times 48}{4 \times 10^{-6}}\right) = 54 \text{ Mbits/s.}$$

Question 46

Distorsions d'intermodulation d'ordre 3 :

on considère le signal $e(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)$.

Le signal amplifié s'exprime :

$$s(t) = G_1 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + G_3 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t))^3,$$

$$s(t) = G_1 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + G_3 \left((A_1 \cos(2\pi f_1 t))^3 + 3 \cdot (A_1 \cos(2\pi f_1 t))^2 (A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + 3 \cdot (A_1 \cos(2\pi f_1 t)) \cdot (A_2 \cos(2\pi f_2 t))^2 + (A_2 \cos(2\pi f_2 t))^3 \right)$$

Les termes d'intermodulations se trouvent dans les expressions suivantes :

$$(A_1 \cos(2\pi f_1 t))^2 \cdot (A_2 \cos(2\pi f_2 t)) = A_1^2 \left[\frac{1 + \cos(2\pi(2f_1)t)}{2} \right] \cdot A_2 \cos(2\pi f_2 t) : \text{signaux de fréquence } 2f_1 \pm f_2 ,$$

$$(A_1 \cos(2\pi f_1 t)) \cdot (A_2 \cos(2\pi f_2 t))^2 = A_2^2 \left[\frac{1 + \cos(2\pi(2f_2)t)}{2} \right] \cdot A_1 \cos(2\pi f_1 t) : \text{signaux de fréquence } 2f_2 \pm f_1 .$$

Question 47

Le dispositif de caractérisation se compose d'un générateur 2 tons, d'un amplificateur sous-test (un préamplificateur caractérisé ultra linéaire dans la bande considérée peut être nécessaire) et d'un analyseur de spectre.

Question 48

Les signaux de fréquences $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$ sont hors de la bande passante du dispositif d'amplification.

Question 49

Les récepteurs étant proches des émetteurs des autres stations, dans une même bande fréquentielle, il peut y avoir un aveuglement des dispositifs de réception par les émissions des stations voisines (à distance proche l'effet est d'autant plus avéré).

DOCUMENT REPONSE DR1

Document réponse relatif aux questions Q2 et Q4 :

