



MINISTÈRE
DE L'ÉDUCATION
NATIONALE

EAE SIE 2

SESSION 2018

AGREGATION CONCOURS EXTERNE

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE

MODÉLISATION D'UN SYSTÈME, D'UN PROCÉDÉ
OU D'UNE ORGANISATION

Durée : 6 heures

Calculatrice électronique de poche - y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

NB : *La copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.*

Tournez la page S.V.P.

A

INFORMATION AUX CANDIDATS

Vous trouverez ci-après les codes nécessaires vous permettant de compléter les rubriques figurant en en-tête de votre copie.

Ces codes doivent être reportés sur chacune des copies que vous remettrez.

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAE	1415A	102	2680

Surveillance de la qualité de service d'une émission télévisuelle

Ce sujet est constitué de trois dossiers.

Questionnement : pages DQ1 à DQ17
Documents techniques : pages DT1 à DT13
Documents réponses : pages DR1 à DR4

Ce sujet comporte trois parties totalement indépendantes.

Partie A : liaison satellite pages DQ3 à DQ7
Partie B : régulation de température pages DQ8 à DQ12
Partie C : mesure de la température pages DQ13 à DQ17

Une lecture préalable et complète du sujet est indispensable.

Les candidats sont invités à numéroter chaque page de leur copie et à indiquer clairement le numéro de la question traitée.

Les candidats sont priés de rédiger les différentes parties du problème sur feuilles séparées et clairement repérées.

Les candidats doivent utiliser les notations propres au sujet, présenter clairement les calculs et dégager ou encadrer tous les résultats.

Si le texte du sujet, ses questions ou ses annexes conduisent à formuler une ou plusieurs hypothèses, il est demandé au candidat de la (ou les) mentionner explicitement dans la copie.

Présentation du système

Pour s'assurer de la qualité de son service, un diffuseur d'émissions télévisuelles surveille en permanence la qualité de la transmission de ses émissions.

Le diagramme de contexte ci-dessous présente les équipements mis en œuvre pour assurer cette surveillance.

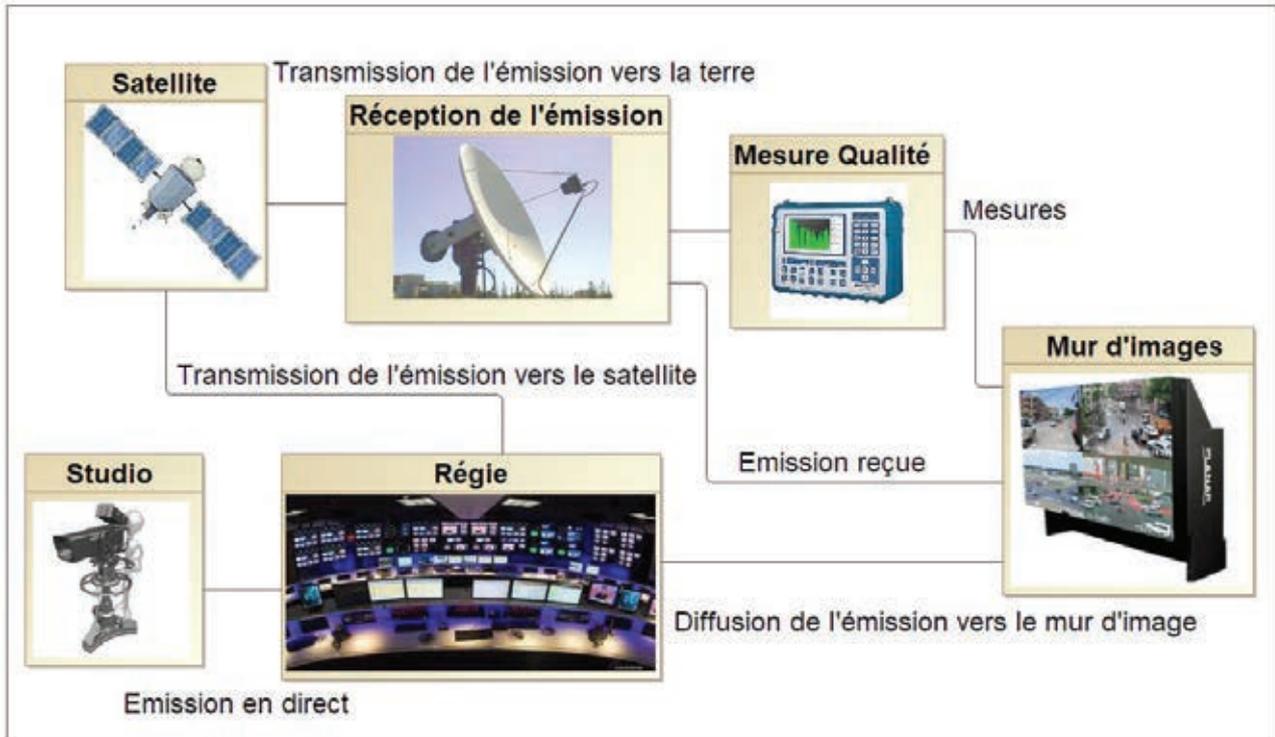


Figure 1 : diagramme de contexte du système

Le studio d'enregistrement fournit l'émission à la régie qui transmet celle-ci vers le satellite et vers le mur d'images (liaison DVI).

Le satellite retransmet l'émission vers la zone de couverture terrestre (liaison DVB-S2).

Le système de mesure de la qualité de l'émission reçoit le multiplex émis par le satellite et génère des images RGB comportant les informations suivantes :

- données techniques sur la qualité de réception ;
- diagramme de constellation du signal reçu.

Le mur d'images affiche une mosaïque composée des sources suivantes :

- émission en sortie de la régie ;
- émission reçue depuis le satellite ;
- données techniques sur la qualité de réception ;
- diagramme de constellation.

Partie A : liaison satellite

Les signaux émis sur des liaisons satellites sont de niveaux très faibles et souvent fortement bruités. Le coût des installations doit rester toutefois abordable au plus grand nombre et présenter des images d'excellente qualité.

L'objectif de cette partie est de valider les choix du constructeur pour :

- obtenir une excellente qualité d'images (BER bit error rate $< 10^{-5}$) ;
- utiliser une antenne de réception de diamètre inférieur à 70 cm.

La chaîne de réception est composée d'une antenne parabolique et d'une tête LNB (réf. 708570), de 25 mètres de câble (réf. 11PRTC), d'un répartiteur (réf. 328120) et d'un récepteur (réf. 751587). Leurs caractéristiques techniques sont précisées dans les documents techniques DT1 et DT2.

La parabole est pointée sur le satellite Astra 1N en bande Ku dont la gamme de fréquences est comprise entre 10,7 GHz et 12,75 GHz.

La PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente) du satellite sur la France sera considérée égale à 48 dBW.

On notera G l'amplification linéaire d'un système et G_{dB} sa valeur en décibel.

On notera L l'atténuation linéaire d'un système et L_{dB} sa valeur en décibel.

On rappelle l'expression de l'atténuation L_s en espace libre dans le vide en fonction de la distance d et de la longueur d'onde λ :

$$L_s = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda} \right)^2$$

L'atténuation $(L_A)_{dB}$ liée à l'atmosphère peut varier en fonction de la météorologie :

- $(L_A)_{dB} = 3$ dB par temps clair
- $(L_A)_{dB} = 10$ dB par temps pluvieux

On rappelle l'expression du gain d'une antenne parabolique de réception de diamètre D :

$$G_R = \eta \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2$$

On considérera l'altitude des satellites géostationnaires égale à 35 786 km et la vitesse de la lumière égale à $3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹.

A1 : dimensionner la taille de l'antenne en fonction de la puissance reçue

La chaîne de réception des émissions est représentée sur le document réponse DR1.

- Q1. À l'aide des documents techniques DT1 à DT2, compléter le bilan de puissance sur le document réponse DR1.
- Q2. Valider le niveau de réception en entrée du démodulateur, pour la fréquence dans la bande Ku offrant l'atténuation maximale dans les conditions météorologiques les plus défavorables.

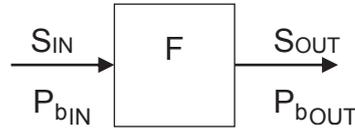
A2 : valider la taille de l'antenne par le rapport signal sur bruit

A21 : facteur de bruit de la chaîne de réception

Le facteur de bruit F quantifie la dégradation du rapport signal sur bruit en entrée et en sortie d'un système :

$$F = \frac{S_{IN}/P_{bIN}}{S_{OUT}/P_{bOUT}}$$

où S/P_b est le rapport signal sur bruit



P_{bIN} désigne la puissance du bruit thermique en entrée : $P_{bIN} = k \cdot B \cdot T_0$ avec :

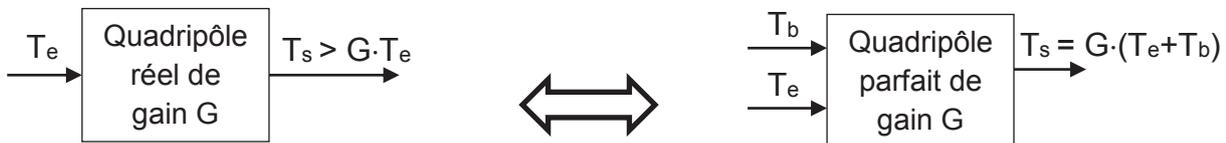
- K , constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$) ;
- B , bande-passante du système en Hz ;
- T_0 , bruit thermique à la température normalisée (290 K).

Un dispositif électronique non bruyant a un facteur de bruit de 1. S'il engendre du bruit, alors son facteur de bruit est supérieur à 1.

Une convention couramment admise pour chiffrer ce bruit additionnel est la suivante :

- un quadripôle réel de gain G peut être modélisé par un quadripôle parfait comportant une entrée additionnelle de bruit représentative du bruit interne ;
- les puissances P_b des bruits sont définies par leur température équivalente de bruit T_b .

Ce qui est explicité sur le schéma suivant :

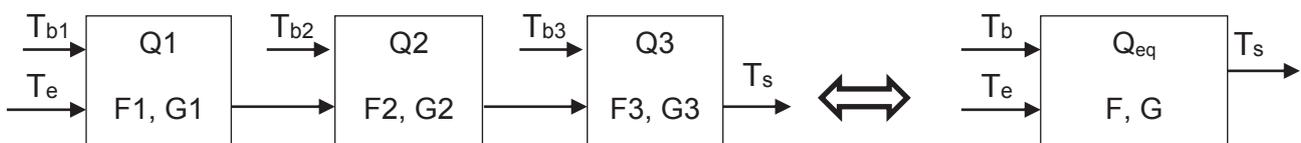


Le quadripôle parfait devra avoir le même gain que le quadripôle réel, la température de bruit T_s est identique à la sortie des deux quadripôles. T_b est une source additionnelle de bruit.

Q3. Montrer que la relation liant T_b , T_e et F dans un système peut s'écrire sous la forme : $T_b = T_e \cdot (F-1)$.

Q4. Justifier que le facteur de bruit F d'un circuit passif est égal à son atténuation L ($L = 1/G$).

Q5. Exprimer la température de bruit T_b en entrée du quadripôle équivalent Q_{eq} pour une mise en cascade de trois quadripôles Q_1 à Q_3 présentant des gains G_1 à G_3 et des températures de bruit T_{b1} à T_{b3} .



Q6. Montrer que la relation liant F aux facteurs de bruit F_1 à F_3 et aux gains G_1 à G_2 peut s'écrire sous la forme :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

Q7. Généraliser cette relation à une chaîne de réception comportant n éléments.

Q8. À l'aide des documents techniques DT1 et DT2, compléter sur la chaîne de réception document DR1 les amplifications et facteurs de bruit des composants constituant la chaîne de réception de la tête LNB à l'entrée du récepteur numérique.

Q9. Déterminer le facteur de bruit de la chaîne de réception. Montrer que l'influence du câble et du répartiteur est négligeable sur le niveau du rapport signal / bruit.

A22 : rapport signal / bruit au niveau de l'antenne

La qualité des images reçues dépend du rapport signal / bruit au niveau du récepteur.

Il a été démontré précédemment qu'il pouvait être approximé au rapport signal / bruit au niveau de l'antenne. Il faut exprimer ce rapport en fonction des caractéristiques du canal de transmission et du type de modulation.

Q10. Exprimer la puissance utile du signal reçu P_R en fonction de l'énergie d'un bit E_b et du débit binaire R_B .

Q11. Exprimer la puissance de bruit reçue P_B en fonction de N_0 densité spectrale de puissance du bruit et de B_W la largeur de bande du canal.

Q12. Montrer que le rapport Signal / Bruit $\left(\frac{P_R}{P_B}\right)_{dB}$ peut s'écrire sous la forme :

$$\left(\frac{P_R}{P_b}\right)_{dB} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{B_W}{R_S \cdot \log_2(m)} \right) \quad (\text{équation 1})$$

Avec m, nombre de symboles et R_S débit de symboles exprimé en bauds.

A23 : facteur de mérite de l'antenne

Le rapport signal/bruit précédent va permettre, avec le facteur de mérite de l'antenne, de dimensionner le diamètre D de la parabole.

On rappelle la définition du facteur de mérite d'une antenne $\left(\frac{G_R}{T_b}\right)_{dB}$, avec :

- G_R , amplification de l'antenne ;
- T_b , température de bruit équivalente à la réception, $T_b = T_{Antenne} + T_{LNB}$.

Q13. Montrer que :

$$\left(\frac{G_R}{T_b}\right)_{dB} = \left(\frac{P_R}{P_b}\right)_{dB} - (PIRE)_{dB} - (L_S)_{dB} - (L_A)_{dB} + 10 \cdot \log_{10}(k \cdot B_W) \quad (\text{équation 2})$$

Le constructeur donne une température d'antenne inférieure à 35 K et un facteur de bruit de la tête LNB de 0,2 dB.

Q14. Montrer que T_b peut être approximée à environ 50 K.

A24 : dimensionnement du diamètre de l'antenne pour une modulation 8PSK

Le récepteur est réglé sur une chaîne appartenant à un multiplex au standard DVB-S2. La modulation utilisée est de type 8PSK. La bande passante B_W du transpondeur est de 36 MHz. Le débit par symbole R_S est de $22 \cdot 10^6$ bauds.

La qualité de réception d'une émission est fonction du BER (taux d'erreur binaire) :

BER	Qualité de l'image
$<10^{-5}$	Excellente
de 10^{-4} à 10^{-3}	Acceptable pour une installation
$5 \cdot 10^{-3}$	Limite inférieure acceptable Début des perturbations intermittentes
$1 \cdot 10^{-2}$	Le terminal ou l'adaptateur se bloque

- Q15. Donner le nombre de symboles et le nombre de bits par symbole utilisés pour cette modulation.
- Q16. À l'aide du document technique DT3, identifier le rapport E_b/N_0 permettant d'obtenir une excellente qualité de réception en utilisant une modulation de type 8PSK.
- Q17. À l'aide des équations 1 et 2 (fournies dans les questions Q12 et Q13), déterminer le gain minimal de l'antenne parabolique permettant d'obtenir une excellente qualité de réception dans les conditions météorologiques les plus défavorables. En déduire son diamètre minimal D.

A25 : dimensionnement du diamètre de l'antenne pour une modulation 8PSK associée à des codeurs LDPC (Low-Density Parity-Check Code)

Pour diminuer la taille de l'antenne de réception, la norme DVB-S2 intègre à l'émission un bloc LDPC qui réalise un entrelacement des trames et qui génère un code correcteur d'erreur dont l'efficacité est fonction du nombre de bits utiles par rapport au nombre de bits transmis (FEC, Forward Error Correction).

À la réception les trames sont désentrelacées et le décodeur corrige les erreurs dues au bruit sur le canal de transmission. Les performances des correcteurs LDPC sont représentées sur le document technique DT3.

On rappelle que : E_s est l'énergie d'un symbole et E_b est l'énergie d'un bit.

La chaîne sélectionnée possède un décodage LDPC de FEC 3/4.

- Q18. Montrer que, en modulation de type 8PSK, la relation liant $(E_s/N_0)_{dB}$ à $(E_b/N_0)_{dB}$ peut s'écrire sous la forme : $(E_s/N_0)_{dB} = (E_b/N_0)_{dB} + 4,77$ dB.
- Q19. À l'aide du document technique DT3, identifier le rapport E_b/N_0 permettant d'obtenir une excellente qualité de réception en utilisant une modulation de type 8PSK associée à un codeur LDPC de FEC 3/4.
- Q20. À l'aide des équations 1 et 2 (fournies dans les questions Q12 et Q13), déterminer le gain minimal de l'antenne parabolique permettant d'obtenir une excellente qualité de réception dans les conditions météorologiques les plus défavorables. En déduire son diamètre minimal D.
- Q21. Montrer qu'une parabole de diamètre inférieur à 35 cm permet, par temps clair, d'obtenir également une excellente qualité de réception.

A26 : influence des encodeurs / décodeurs LDPC sur les erreurs de transmission

La figure ci-dessous représente un modèle permettant la simulation d'une transmission en 8PSK sur un canal gaussien de rapport signal/bruit paramétrable et ce, avec ou sans encodage / décodage LDPC :

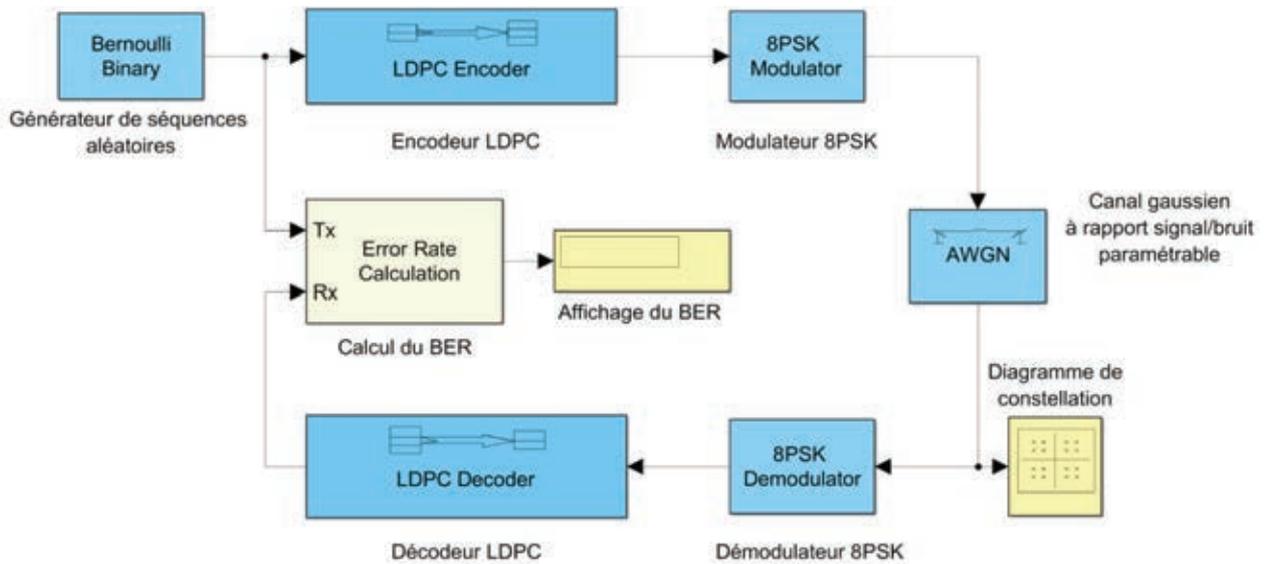


Figure 2 : modèle de simulation de la transmission numérique

On obtient les résultats de simulation suivants :

Conditions de simulation	Sans LDPC $E_b/N_0 = 14,4 \text{ dB}$	Avec LDPC FEC $\frac{3}{4}$ $E_b/N_0 = 14,4 \text{ dB}$
Constellation		
Taux d'erreurs binaire	BER = 0,0028	BER = 0

Conditions de simulation	Avec LDPC FEC $\frac{3}{4}$ $E_b/N_0 = 3,9 \text{ dB}$	Avec LDPC FEC $\frac{3}{4}$ $E_b/N_0 = 2,8 \text{ dB}$
Constellation		
Taux d'erreurs binaire	BER = 0	BER = 0,01813

Q22. Interpréter ces résultats de simulation.

Partie B : régulation de la température

Les composants utilisés en vidéo sont sensibles aux dérives en température. Or les murs d'image peuvent être installés dans des environnements perturbés.

Pour éviter des fluctuations de l'image, le constructeur réalise une régulation de la température à 40 °C du composant d'échantillonnage des signaux analogiques. Cette régulation est obtenue en pilotant la vitesse du ventilateur de refroidissement.

L'objectif de cette partie est de définir l'algorithme de pilotage du ventilateur pour réaliser cette régulation conformément aux exigences ci-dessous :

- erreur statique nulle ;
- dépassement < 15% ;
- temps de réponse à 5% < 10 secondes.

B1 : modélisation du processus

Pour modéliser le processus, le constructeur a choisi d'effectuer un essai en boucle ouverte dans les conditions suivantes :

- le dispositif est placé dans son environnement (sources de chaleur constantes) ;
- le ventilateur est alimenté avec une tension de 4 V et la température est stabilisée à 40 °C ;
- un échelon de tension de 0,5 V est appliqué sur le ventilateur (sa tension d'alimentation passe donc à 4,5 V) ;
- la carte d'acquisition trace l'évolution de la variation de la tension issue du capteur de température à partir de l'instant d'application de l'échelon (signal « Amplitude » exprimé en V) ;
- le capteur de température délivre une tension 0 à 10 V pour une température de 0 à 100 °C.

La réponse temporelle expérimentale obtenue est représentée ci-dessous :

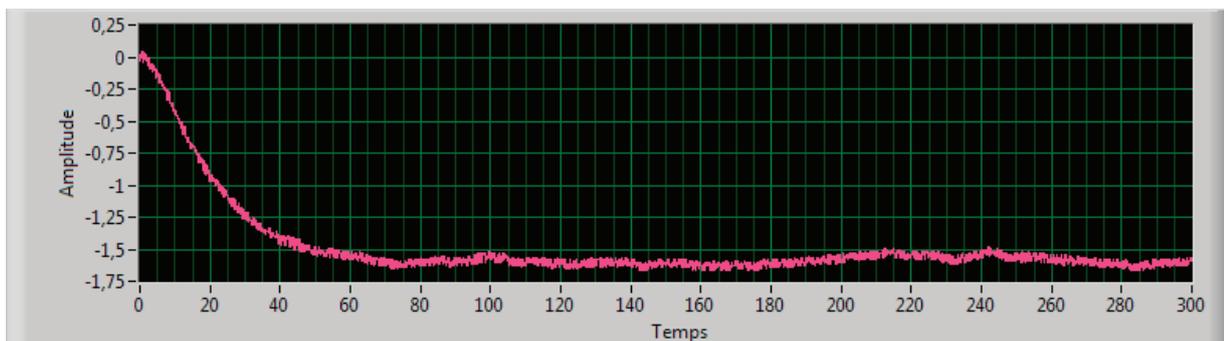


Figure 3 : réponse de la température à un échelon de tension de 0,5 V sur le ventilateur

On fait l'hypothèse de la linéarité du modèle thermique autour du point de fonctionnement.

Un algorithme d'identification donne le modèle suivant :

$$\frac{\text{Amplitude}(s)}{E(s)} = \frac{H_0}{(1 + t_1 \cdot s) \cdot (1 + t_2 \cdot s)} = \frac{-3}{(1 + 6 \cdot s) \cdot (1 + 18 \cdot s)}$$

La réponse indicielle de cette fonction de transfert (réponse à un échelon unitaire en entrée) est représentée sur le document réponse DR2.

Q23. Proposer sur le document réponse DR2 les constructions graphiques permettant de retrouver les paramètres H_0 , t_1 et t_2 du modèle pour une entrée en échelon unitaire.

Q24. Justifier la valeur négative de la fonction de transfert en regard des phénomènes physiques mis en jeu.

L'asservissement de température est réalisé par une architecture qui peut être représentée par le modèle de la figure 4 avec les paramètres suivants :

Paramètre	H1	K_{adapt}	K_c	a	b
Valeur	+30	0,1	0,1	108	24

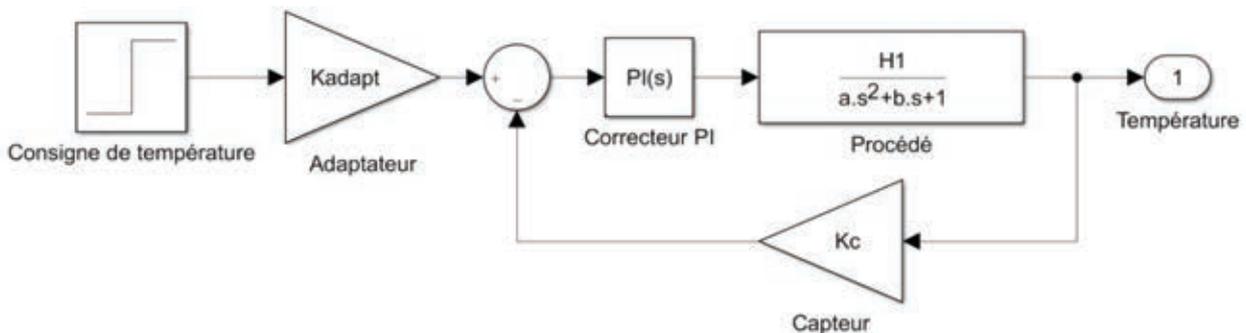


Figure 4 : modèle de la régulation analogique de température

Q25. Justifier la valeur des différents paramètres.

B2 : synthèse d'un correcteur analogique

Afin de respecter les exigences du cahier des charges, le constructeur a choisi dans un premier temps un correcteur proportionnel intégral dont on rappelle l'expression et le diagramme de Bode dans le document technique DT4.

Dans un premier temps, on choisit la valeur du gain proportionnel K_{corr} .

Q26. À partir du diagramme de Bode du système non corrigé en boucle ouverte représenté sur le document réponse DR2, déterminer graphiquement la valeur du gain K_{corr} permettant d'obtenir une marge de phase de 45 degrés.

Q27. Calculer pour ce correcteur proportionnel l'erreur statique relative de température en réponse à une consigne en échelon unitaire.

Dans un second temps, on choisit la constante T_i du correcteur PI en conservant la même valeur de gain proportionnel K_{corr} .

Q28. Déterminer, la valeur de T_i permettant de conserver cette marge de phase (on négligera l'action du correcteur PI pour $\omega > 10/T_i$).

Q29. En déduire l'expression du correcteur proportionnel intégral permettant d'assurer la correction du système.

Q30. À l'aide des résultats précédents, réaliser sur le document réponse DR3 et DR4 une analyse critique des différentes réponses temporelles obtenues pour les correcteurs C1 à C5 en faisant apparaître les informations les plus pertinentes.

B3 : synthèse d'un correcteur numérique

La commande du ventilateur est actualisée par un microcontrôleur tous les dixièmes de seconde.

L'effet de l'échantillonnage du processus ne peut pas être négligé.

Le modèle équivalent du système peut être représenté par la figure ci-dessous :

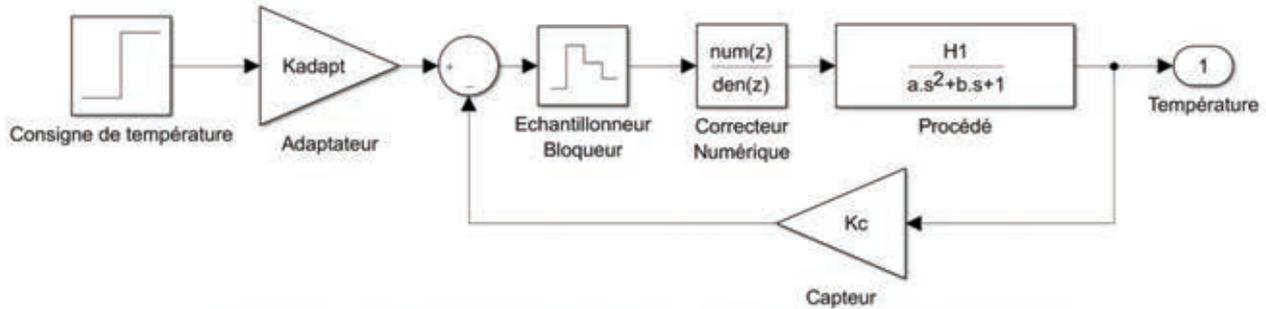


Figure 5 : modèle de la régulation numérique de température

Q31. Donner la fonction de transfert d'un échantillonneur bloqueur d'ordre 0 dans le domaine de Laplace.

Q32. Démontrer la relation ci-dessous liant la fonction de transfert échantillonnée FTBO(z) à la fonction de transfert continue FTBO(s) :

$$FTBO(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left[\frac{FTBO(s)}{s} \right]$$

Q33. À l'aide du document technique DT5, identifier la fonction de transfert discrète de la fonction de transfert en boucle ouverte du système lorsque celui-ci est échantillonné à 10 Hz.

Q34. En déduire l'expression de la fonction de transfert du système en fonction de FTBO(z) et du correcteur C(z).

B31 : synthèse d'un correcteur par réponse pile

On souhaite que le système en boucle fermée se comporte comme un retard pur :

$$Température(z) = z^{-1} \cdot Consigne de Température(z)$$

Q35. Déterminer la fonction de transfert C(z), permettant de satisfaire cette exigence.

La réponse temporelle du système avec ce correcteur est représentée ci-dessous :

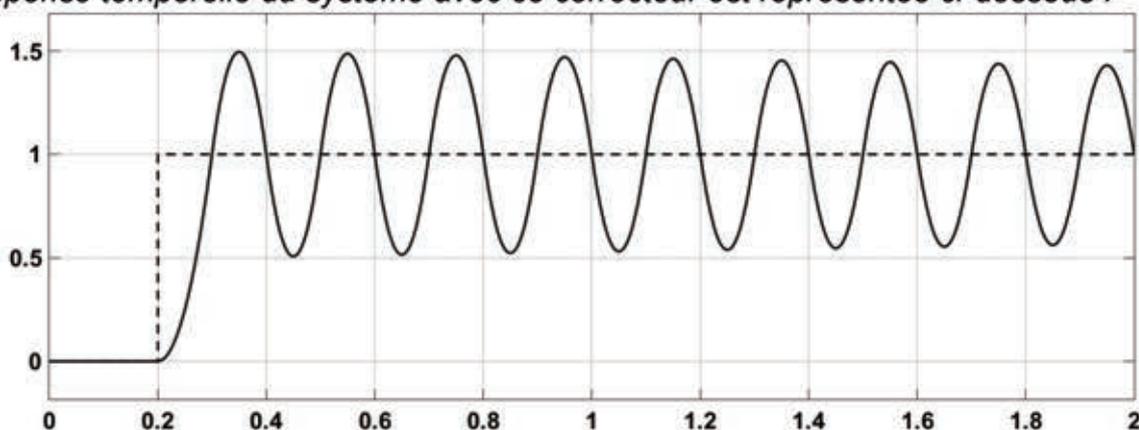


Figure 6 : réponse à un échelon avec un correcteur numérique réponse pile

Q36. Interpréter la forme de cette réponse temporelle et valider ou non ce correcteur.

B32 : synthèse d'un correcteur par la transformée bilatérale

Une méthode de transformation d'une fonction de transfert du domaine continu vers le domaine discret consiste à utiliser la transformée bilinéaire. On rappelle sa forme :

$$s = \frac{2}{T_e} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

Q37. En utilisant un correcteur Proportionnel Intégral analogique d'expression

$$C(s) = \frac{2,63 \cdot (1 + 41,3 \cdot s)}{41,3 \cdot s}$$

déterminer la fonction de transfert $C(z)$ du correcteur numérique correspondant.

La réponse temporelle du système avec ce correcteur est représentée ci-dessous :

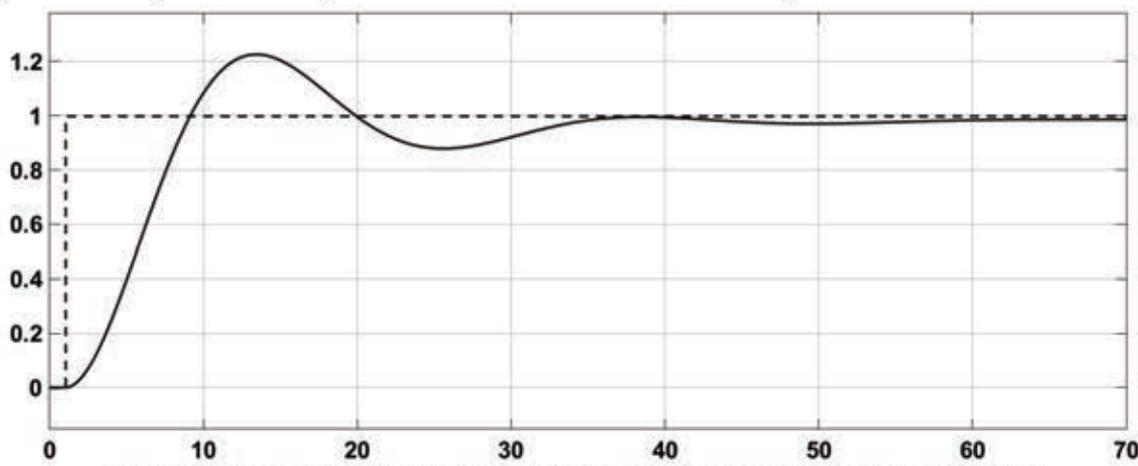


Figure 7 : réponse à un échelon avec un correcteur PI numérique

Q38. En référence aux 3 exigences du cahier des charges, valider ou non le choix de ce correcteur.

B33 : synthèse d'un correcteur par la méthode du modèle

Afin de minimiser le temps de calcul du correcteur on porte finalement la fréquence d'échantillonnage à 1 seconde et l'on souhaite obtenir une réponse du second ordre possédant les caractéristiques suivantes :

- $T_{pic} = 10 \text{ s}$;
- $m = 0,9$.

Q39. À l'aide du document technique DT6, déterminer l'expression de la fonction de transfert en s désirée pour le système en boucle fermée.

Q40. En déduire l'expression de cette fonction de transfert en z.

Q41. Poser l'équation à résoudre permettant de calculer les coefficients du correcteur.

On obtient par calcul matriciel :

$$C(z) = \frac{11,2 - 20 \cdot z^{-1} + 8,9 \cdot z^{-2}}{1 - 1,1 \cdot z^{-1} + 0,1 \cdot z^{-2}}$$

La réponse temporelle du système avec ce correcteur est représentée ci-dessous :

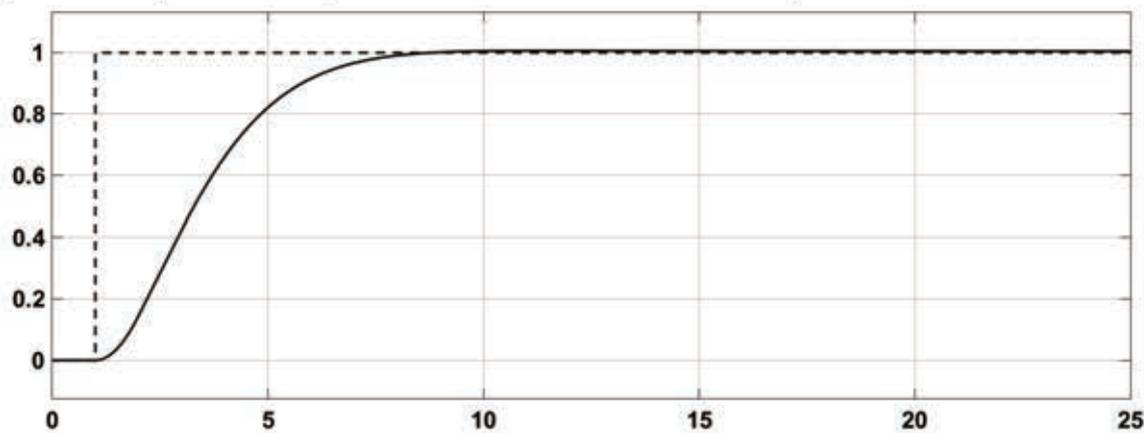


Figure 8 : réponse à un échelon avec un correcteur établi avec la méthode du modèle

Q42. En référence aux 3 exigences du cahier des charges, valider ou non ce correcteur.

Q43. Écrire l'équation récurrente permettant de réaliser le correcteur.

Partie C : mesure de la température

Afin d'éviter des fluctuations des images diffusées, le constructeur réalise une régulation de la température à 313,15 K (40 °C) du composant d'échantillonnage des signaux analogiques (AD9888). La mise en œuvre de cette régulation nécessite une mesure de la température interne de ce composant.

Pour améliorer la fiabilité, le constructeur a choisi de remplacer la solution analogique initiale par une solution numérique. La chaîne d'acquisition, présentée à la figure 9, est construite autour d'un circuit spécialisé (LM95235) associé au capteur de température intégré dans le composant AD9888 : une diode gravée dans le substrat de la puce.

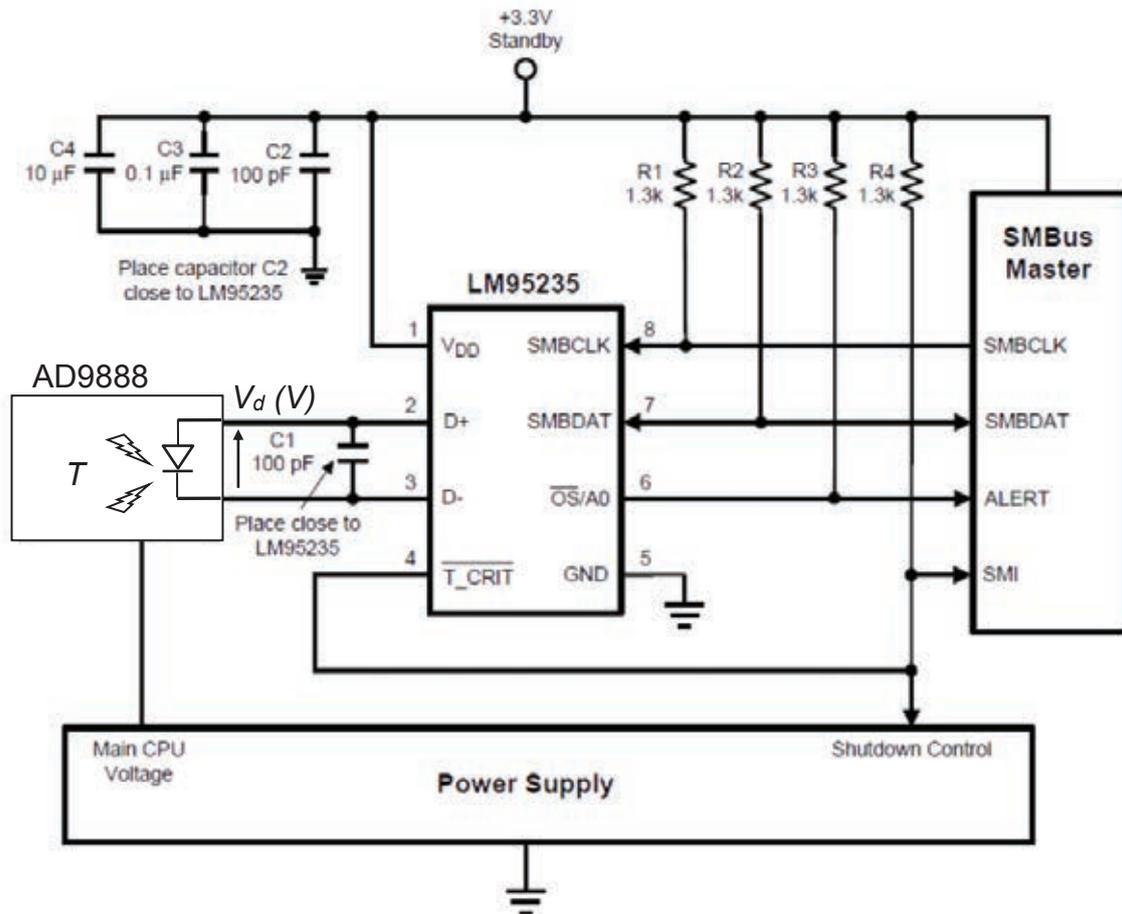


Figure 9 : application typique du composant AD9888.

L'étendue de mesure de la température est de 0 °C à 100 °C.

On arrondira cette plage de 273 K à 373 K.

On considère l'hypothèse suivante :

- la température interne du composant AD9888, notée T , est égale à la température de la jonction de la diode T_J .

L'objectif de cette partie est de modéliser la loi entrée - sortie de la chaîne d'acquisition.

C1 : principe de la mesure

La diode est un composant dont la caractéristique électrique dépend de la température. L'objectif de cette partie est de justifier la méthode de mesure retenue par le constructeur.

C11 : modèle de comportement de la diode en fonction de T_J

On rappelle l'expression du courant, I_d , en fonction de la température de jonction du composant T_J :

$$I_d = I_R \cdot \left(e^{\left(\frac{q \cdot V_d}{\eta \cdot k \cdot T_J} \right)} - 1 \right) \quad (\text{équation 3})$$

Avec :

- le courant de saturation inverse, exprimé en A, I_R ;
- la température de jonction de la diode, exprimée en K, T_J ;
- le coefficient d'émission de la diode $\eta = 1,008$;
- la charge d'un électron $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C ;
- la constante de Boltzmann $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J·K⁻¹.

Cette équation montre qu'il est possible de déterminer la température T_J à partir de la tension V_d si l'on génère un courant constant dans la diode (cf. figure 10).

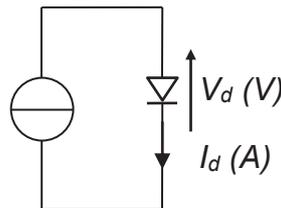


Figure 10 : génération d'un courant constant dans la diode

Il faudra toutefois tenir compte de l'influence de la température sur I_R conformément à ce qui est représenté sur le document technique DT7.

- Q44. À partir de la documentation technique DT7, déterminer l'expression du courant de saturation I_R en fonction de la température de jonction T_J . Mettre celle-ci sous la forme :

$$I_R = e^{(A \cdot T_J + B)}$$

en précisant les valeurs numériques de A et B.

- Q45. Déterminer l'expression de $I_d = f(T_J)$ à partir de l'écriture de l'équation 3 et des résultats précédents. En déduire l'expression de $V_d = f(T_J)$.

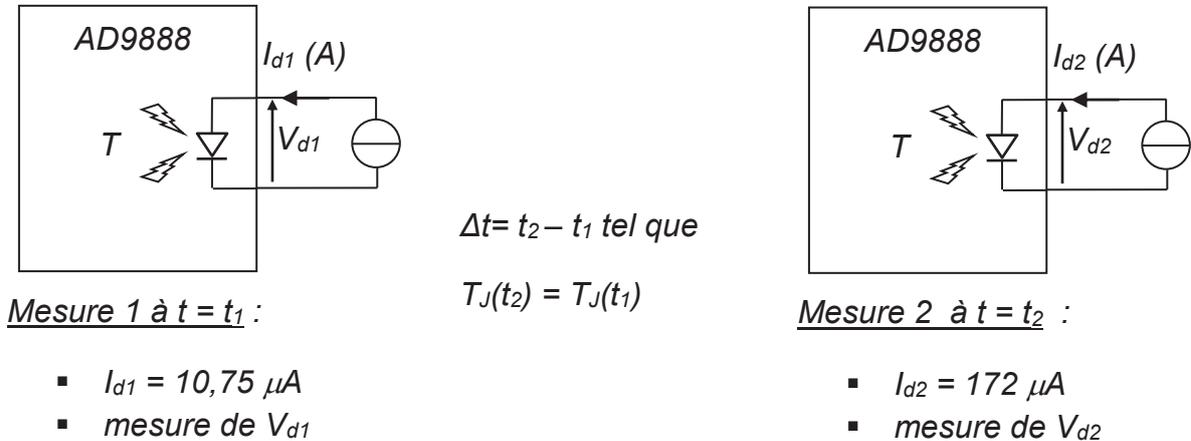
La dépendance de I_R à T_J induit d'importants écarts de linéarité qui rendent difficilement exploitable cette première méthode de mesure.

Le constructeur s'est affranchi de cette problématique avec une solution qui sera étudiée dans la partie C12.

C12 : méthode de mesure de la température retenue par le constructeur

Le principe de mesure retenu par le constructeur, présenté à la figure 11, consiste à comparer deux valeurs de la tension V_d pour deux valeurs du courant direct I_d .

Cette mesure de température est réalisée par le composant LM95235 dont les caractéristiques sont fournies dans les documentations techniques DT8 à DT13.



Mesure 1 à $t = t_1$:

- $I_{d1} = 10,75 \mu A$
- mesure de V_{d1}

Mesure 2 à $t = t_2$:

- $I_{d2} = 172 \mu A$
- mesure de V_{d2}

Figure 11 : principe de mesure du circuit LM95235.

Q46. À partir de l'équation 3, donner l'expression de $V_{d1} = f(T_J, I_R, \eta, I_{d1})$ et de $V_{d2} = f(T_J, I_R, \eta, I_{d2})$. En déduire l'expression de $\Delta V_d = V_{d2} - V_{d1}$ en fonction de I_{d1} , I_{d2} , I_R , η , et T_J .

Q47. Proposer une condition de simplification permettant d'exprimer la relation précédente de ΔV_d indépendamment de I_R . À l'aide du document technique DT7, vérifier numériquement la validité de cette hypothèse pour $I_{d1} = 10,75 \mu A$ et $I_{d2} = 172 \mu A$, compte tenu de la plage de mesure de la température étudiée.

Q48. Donner l'expression simplifiée de ΔV_d . Démontrer que celle-ci peut se mettre sous la forme : $\Delta V_d = \alpha \cdot T_J$, avec $\alpha = 1,047 \cdot 10^{-4} V/K$. Donner l'expression de α .

Le circuit LM95235 permet également de filtrer les mesures de la tension V_d . Le document technique DT7 présente l'évolution de la température mesurée pour un échelon de température appliqué au composant AD9888.

Q49. À partir des documents techniques DT7 et DT8, déterminer la constante de temps du capteur lorsque la fonction filtrage est utilisée et que le temps de conversion est maximal.

Q50. Déduire des résultats précédents, l'expression de la fonction de transfert du capteur dans le domaine de Laplace :

$$H_C(s) = \frac{\Delta V_d(s)}{T_J(s)}$$

C2 : configuration et exploitation du composant de mesure de la température

L'objectif de cette partie est de configurer le composant LM95235 et d'exploiter les résultats numériques qu'il délivre. Le document technique DT9 et la figure 9 présentent les différents constituants internes et externes de ce composant.

Ce circuit génère un signal numérique sous la forme d'un mot codé en binaire signé ou non signé, image de la température de jonction d'une diode distante (broches 2 et 3). L'information numérique stockée dans des registres internes au composant peut être lue par l'intermédiaire d'un bus de type SMBus.

On considère pour la suite de l'étude que :

- le composant LM95235 sera considéré comme un esclave lors d'une communication via le SMBus;
- le potentiel High désigne une tension d'alimentation typique de 3,3 V ;
- le potentiel Low désigne une tension d'alimentation typique de 0 V ;
- la notation h désigne une grandeur numérique codée en hexadécimal, A2h par exemple ;
- un mot codé en binaire naturel sera indicé par ordre croissant, l'indice le plus faible correspondant au LSB (Least Significant Bit).

On rappelle que les standards de bus inter-composants les plus fréquemment utilisés sont le bus I2C (Inter Integrated Circuit) et le bus SPI (Serial Peripheral Interface).

Q51. Préciser à quel type de bus s'apparente le SMBus. Indiquer ses avantages et ses inconvénients.

Q52. À l'aide de la documentation technique DT9, déterminer le potentiel à fixer sur la broche 6 du composant afin de choisir une adresse d'affectation du composant sur le SMBus de valeur hexadécimale 4Ch.

Q53. Compléter, à l'aide de la documentation technique DT10, sur le document réponse DR4, le tableau permettant de configurer le registre 2 et le registre du taux de conversion afin de respecter les exigences suivantes :

- Diode Fault Mask non utilisé ;
- sélection d'une diode modèle 2 ;
- activation d'un filtre numérique ;
- la fonction Address A0 est autorisé ;
- Conversion Rate de 1 s.

Q54. À l'aide de la documentation technique DT11, compléter le chronogramme sur le document réponse DR4 permettant de générer sur le SMBus une trame d'écriture dans le registre 2 (d'adresse BFh) de la valeur 17h.

Une lecture sur deux registres du LM95235 a permis de relever les données suivantes :

registre d'adresse 31h								
Bit	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Valeur	0	0	1	0	0	0	0	1

registre d'adresse 32h								
Bit	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Valeur	0	0	1	0	1	0	0	0

Q55. À partir des documentations techniques DT11 et DT12, interpréter les données reçues.

On considère que la diode de mesure utilisée présente les caractéristiques suivantes :

- $\eta_s = 1,003$ (coefficient d'émission du LM95235) ;
- $\eta_{processor} = 1,008$ (coefficient d'émission de la diode distante du composant AD9888) ;
- 1,19 % / - 0,27 % (variation due à la non idéalité de la diode de mesure) ;
- $T_A = \pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$ (précision en température de la diode de mesure).

Q56. Déterminer la précision de mesure totale de la température de jonction de la diode, T_{ACC} , à partir des informations de la documentation technique DT13 et dans le cas d'une mesure de température correspondant à 40 °C.

Q57. À partir des informations fournies dans la documentation technique DT13, déterminer la température de compensation, T_{CF} , permettant d'optimiser la mesure autour de 40 °C. Déduire la valeur du mot en hexadécimal à écrire dans les registres Remote Offset à partir des indications données dans la documentation technique DT12 (les bits D4 à D0 sont inchangés).

DT1 et 2 : documentation des constituants de la chaîne de réception

Antenne Satellite + LNB : réf. 708570



Modèle	60 cm	70 cm
Référence avec LNB blanche	708560	708570
Référence sans LNB blanche	-	771570
Matériau du réflecteur	composite renforcé de fibres de verre	
Traitement du réflecteur	peinture époxy	
Dimensions du réflecteur	56 x 68 cm	66 x 77 cm
Bande de fréquences	10,70 - 12,75 GHz	
Gain à 12,75 GHz	36 dB	37,3 dB
Rendement	70 %	70 %
Facteur de bruit LNB	0,2 dB	0,2 dB
Gain LNB typique	55 dB	55 dB
Température de bruit	< 35° K	< 35° K

Les LNBs universels permettent la réception de tous les programmes TV et radios diffusés par un satellite (en bande Ku : 10,7 à 12,75 GHz) en les convertissant dans la Bande Intermédiaire Satellite (BIS : 950 à 2150 MHz).

Répartiteur réf. 328120



Référence	Répartiteurs de mât TVT + TVS	Bande passante	Pertes E/S
328120	2 sorties symétriques -6,5 dB	5 à 2400 MHz	6,5 dB
328130	3 sorties symétriques -11 dB	5 à 2400 MHz	11 dB
328140	4 sorties symétriques -11,5 dB	5 à 2400 MHz	11,5 dB

**Récepteur Satellite Numérique
réf. 751587**



Modèle	Ceto
Particularités	Free To Air
Référence	751587
Couleur du boîtier	noir
Fréquence d'entrée	950 à 2150 MHz
Niveau d'entrée	- 65 à - 25 dBm (43 à 83 dB μ V)
Démodulation	QPSK / 8PSK / LDPC / BCH
Décodage vidéo	MPEG2 MP@HL, MPEG4 SP, DIVX 13.11, 4.X, 6.X, FLV Format, H.264 MP@HL, AP@L3, RM&RMVB
Résolution vidéo (sortie HDMI)	1080p (50 Hz), 1080i, 720p, 576p, 576i, 480p, 480i
Format image	4:3 / 16:9 / letter box
Décodage audio	MPEG-1, MPEG-2 (Layer I/II), MP3, AC-3, AAC-LC
Alimentation secteur	120 à 230 V \sim - 50/60 Hz
Consommation	6 W max
DiSEqC	1.0 - 1.1 - 1.2 - 1.3
Courant LNB maxi en sortie	300 mA

Câble coaxial : réf. 11PRTC

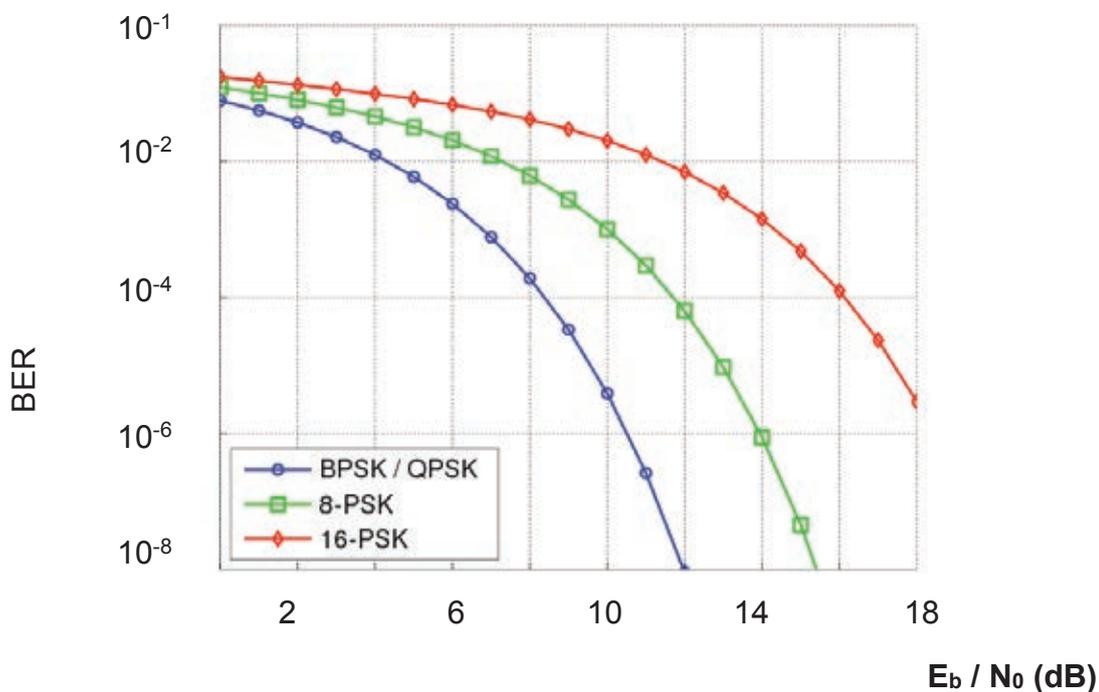


Câbles coaxiaux de haute qualité présente de faibles pertes et sont destinés à la distribution collective ou aux réseaux câblés. La forte section de leur âme permet le passage de courant de téléalimentation important.

P e r t e s	à 5 MHz (au 100 m)	0,9 dB
	à 47 MHz (au 100 m)	2,5 dB
	à 230 MHz (au 100 m)	5,8 dB
	à 470 MHz (au 100 m)	8,4 dB
	à 862 MHz (au 100 m)	11,6 dB
	à 950 MHz (au 100 m)	12,2 dB
	à 2150 MHz (au 100 m)	19,3 dB
Impédance nominale	75 Ω	
Capacité nominale	52 pF/m	
Vitesse de propagation	86 %	
Résistance de l'âme (maxi.)	7,9 Ω /km	
Résistance du conducteur ext.	7,6 Ω /km	
Rayon de courbure mini	100 mm	

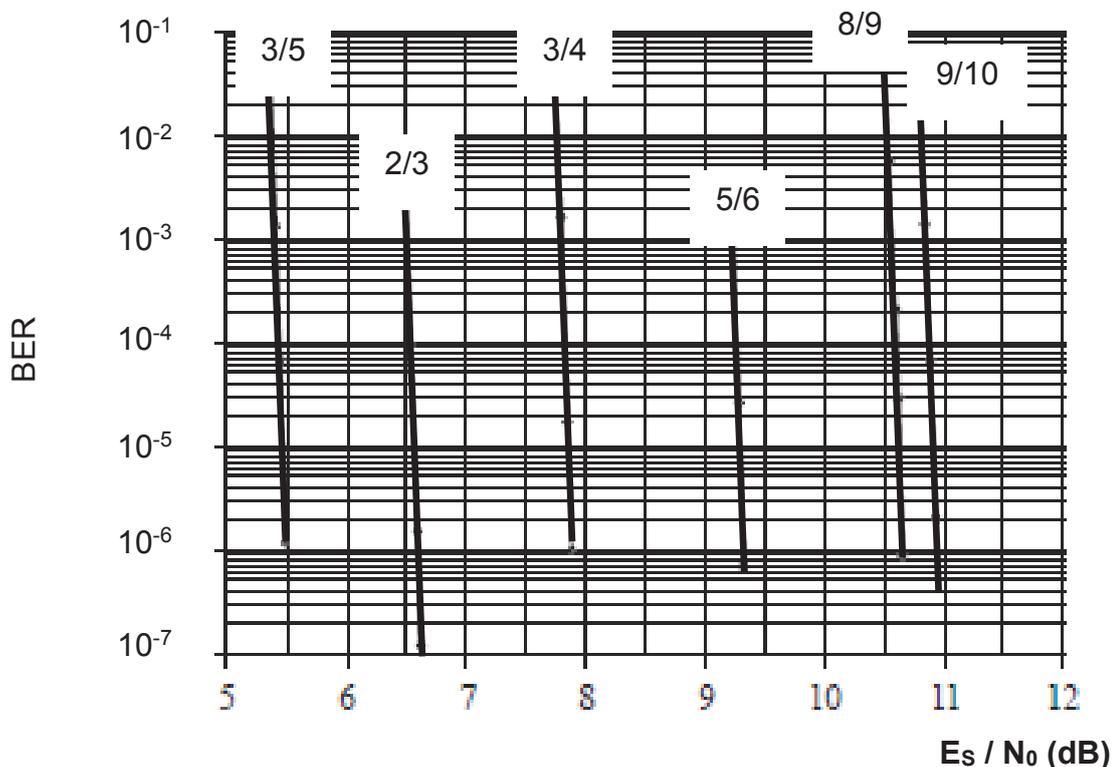
DT3 : BER en modulations BPSK, 8PSK et 16PSK

La courbe ci-dessous représente le taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport E_b/N_0 (énergie d'un bit sur densité spectrale du bruit) pour 3 types de modulation : BPSK, 8PSK et 16PSK.



DT3 : BER en modulation 8PSK associée à un codeur LDPC

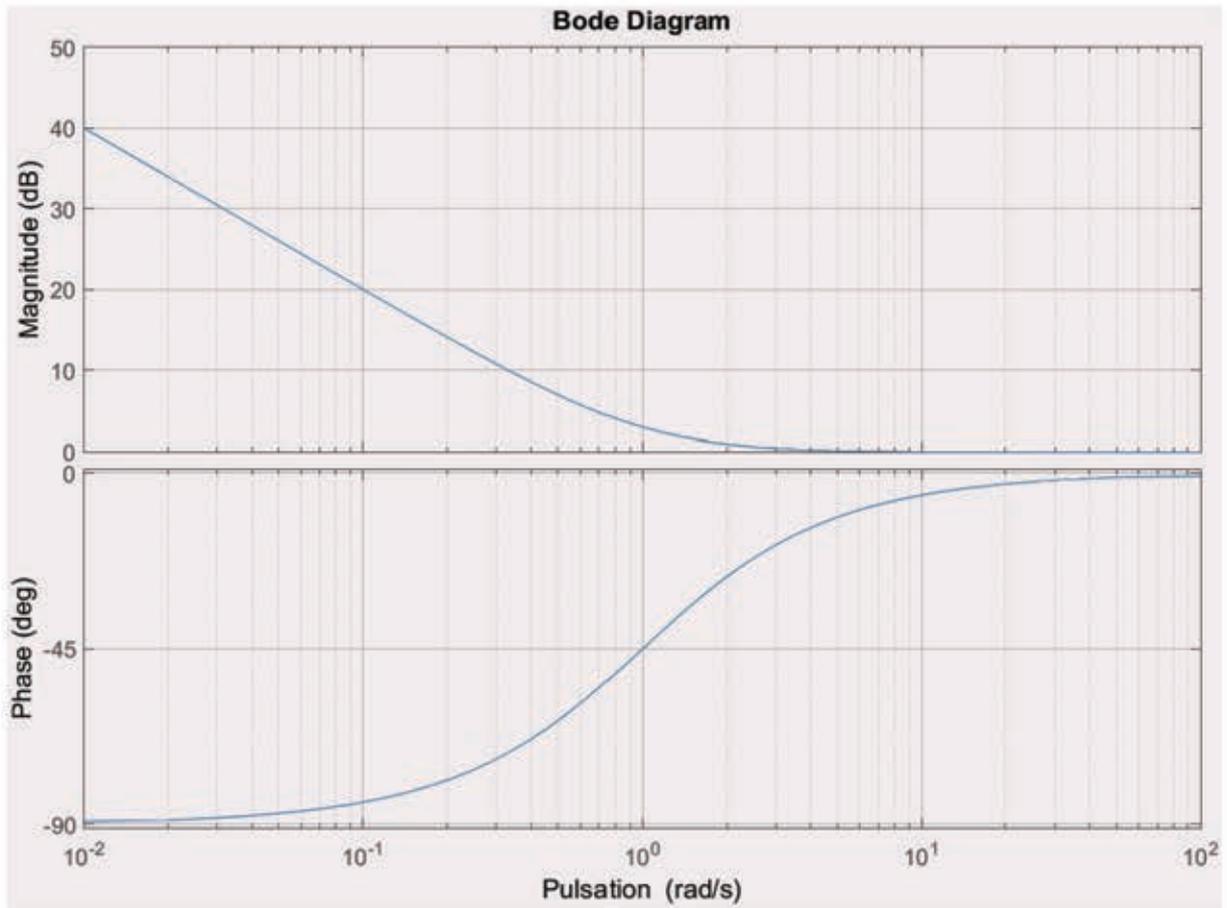
La courbe ci-dessous représente le taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport E_s/N_0 (énergie d'un symbole sur densité spectrale du bruit) pour différents FEC en 8PSK.



DT4 : correcteur proportionnel intégral

Fonction de transfert :
$$\text{Corr}(s) = \frac{K_{\text{corr}} \cdot (1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s}$$

Diagramme de Bode pour $T_i = 1$ s et $K_{\text{corr}} = 1$



DT5 : table de transformées en z

f(t)	F(p)	f(z)
<p>Processus précédés d'un bloqueur d'ordre zéro</p> $B_0(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p}$	$B_0(p) \cdot \frac{K}{p}$	$K \frac{T}{z-1} = K \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}}$
	$B_0(p) \cdot \frac{K}{p^2}$	$\frac{KT^2}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)^2} = \frac{KT^2}{2} \frac{(1+z^{-1})z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$
	$B_0(p) \cdot \frac{K}{1+\tau p}$	$\frac{K(1-\alpha)}{z-\alpha} = \frac{K(1-\alpha)z^{-1}}{1-\alpha z^{-1}}$ <p>avec $\alpha = e^{-\frac{T}{\tau}}$</p>
	$B_0(p) \cdot \frac{K e^{-rp}}{1+\tau p}$ <p>avec $r = d.T + L$ d entier ; $0 \leq L < T$</p>	$\frac{Kz^{-d}(b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})}{1-\alpha z^{-1}}$ <p>avec $\alpha = e^{-\frac{T}{\tau}}$; $b_1 = 1 - e^{-\frac{L-T}{\tau}}$; $b_2 = \alpha \left(e^{\frac{L}{T}} - 1 \right)$</p>
	$B_0(p) \cdot \frac{K}{p(1+\tau p)}$	$K \frac{z\{T-\tau(1-\alpha)\} - \alpha T + \tau(1-\alpha)}{(z-1)(z-\alpha)}$ <p>avec $\alpha = e^{-\frac{T}{\tau}}$</p>
	$B_0(p) \cdot \frac{K}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}$	$K \frac{z(1-\alpha_1-\alpha_2-\lambda) + \alpha_1\alpha_2 + \lambda}{(z-\alpha_1)(z-\alpha_2)}$ <p>$\alpha_1 = e^{-\frac{T}{\tau_1}}$; $\alpha_2 = e^{-\frac{T}{\tau_2}}$; $\lambda = \frac{\alpha_2\tau_1 - \alpha_1\tau_2}{\tau_2 - \tau_1}$</p>
	$B_0(p) \cdot \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$ <p>avec $\xi < 1$ et $\omega_p = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$</p>	$\frac{K(b_1 z + b_2)}{z^2 + a_1 z + a_2} = \frac{K(b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$ <p>avec $b_1 = 1 - \alpha \left(\beta + \xi \frac{\omega_n}{\omega_p} \delta \right)$; $b_2 = \alpha^2 + \alpha \left(\frac{\omega_n}{\omega_p} \delta - \beta \right)$; $a_1 = -2\alpha\beta$; $a_2 = \alpha^2$; $\alpha = e^{-\xi\omega_n T}$; $\beta = \cos\omega_p T$; $\delta = \sin\omega_p T$</p>

DT6 : systèmes du second ordre

Sur un système du second ordre de type : $\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 + 2 \cdot m \cdot \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$

- Réponse oscillatoire amortie de pulsation : $\omega_p = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2}$
- Temps de pic : $T_{pic} = \frac{\pi}{\omega_p}$
- 1^{er} Dépassement : $D = e^{-\frac{\pi m}{\sqrt{1-m^2}}}$

La fonction de transfert discrète du système peut se mettre sous la forme :

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{c_1 \cdot z^{-1} + c_2 \cdot z^{-2}}{1 + e_1 \cdot z^{-1} + e_2 \cdot z^{-2}}$$

On rappelle que dans ce cas :

$r = m \cdot \omega_0$	$c = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2}$
$c_1 = 1 - e^{-rT_e} \cdot \left[\cos(cT_e) + \frac{r}{c} \sin(cT_e) \right]$	
$c_2 = e^{-rT_e} \cdot \left[\frac{r}{c} \sin(cT_e) - \cos(cT_e) \right] + e^{-2rT_e}$	
$e_1 = -2 \cdot e^{-rT_e} \cdot [\cos(cT_e)]$	$e_2 = e^{-2rT_e}$

DT7 : caractéristique $I_R=f(T_J)$ de la diode interne du composant AD9888

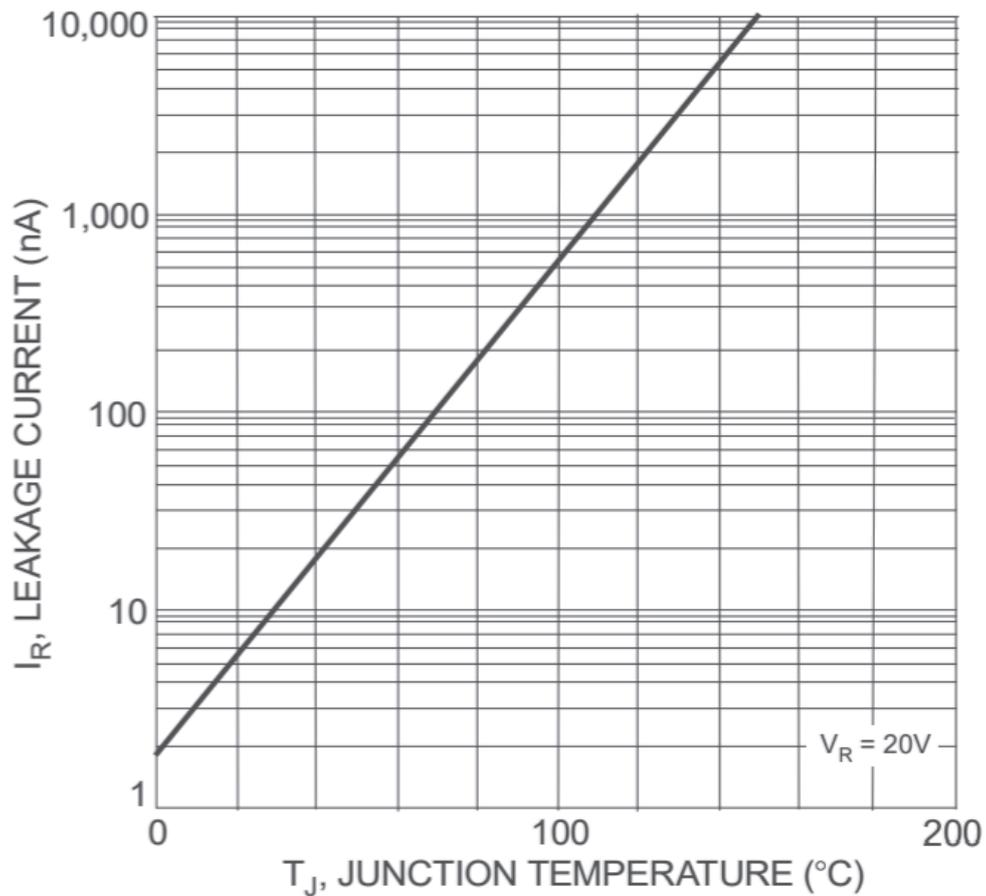


Fig. 2 Leakage Current vs. Junction Temperature

DT7 : réponse de la température mesurée suite à un échelon

Figure 11 shows the filter in use in a typical Intel processor on a 65/90 nm process system. Note that the two curves have been purposely offset for clarity. Inserting the filter does not induce an offset as shown.

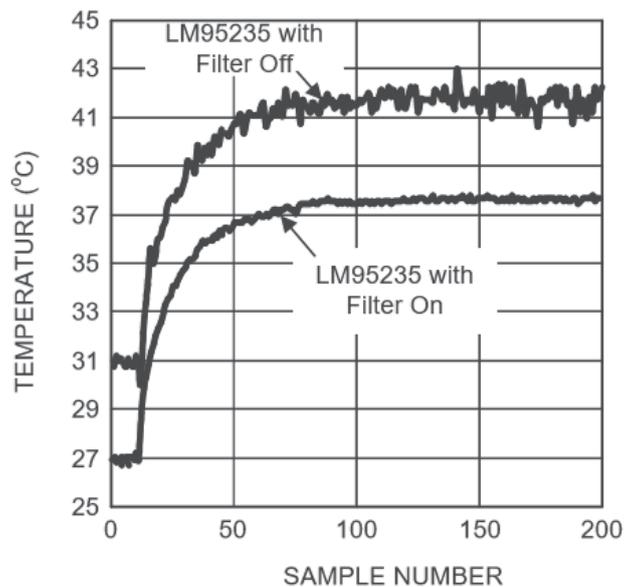


Figure 11. Digital Filter Response in a Typical Intel Processor on a 65 nm or 90 nm Process

DT8 : description du LM95235

FEATURES

- Remote and Local Temperature Channels
- TruTherm BJT Beta Compensation Technology
- LM95235Q is AEC-Q100 Grade 3 Compliant and is Manufactured on an Automotive Grade Flow
- Diode Model Selection Bit - MMBT3904 or 65/90-nm Processor Diodes
- Two Formats: -128°C to 127.875°C and 0°C to 255.875°C
- Digital Filter for Remote Channel
- Programmable TC_{RIT} and OS Thresholds
- Programmable Shared Hysteresis Register
- Diode Fault Detection
- Mask, Offset, and Status Registers
- SMBus 2.0 Compatible Interface, Supports TIMEOUT
- Programmable Conversion Rate for Best Power Consumption
- Three-Level Address Pin
- Standby Mode One-Shot Conversion Control
- Pin-for-Pin Compatible With the LM86 and LM89
- 8-Pin VSSOP Package

APPLICATIONS

- Processor/Computer System Thermal Management (For Example, Laptops, Desktops, Workstations, Servers)
- Electronic Test Equipment and Office Electronics

KEY SPECIFICATIONS

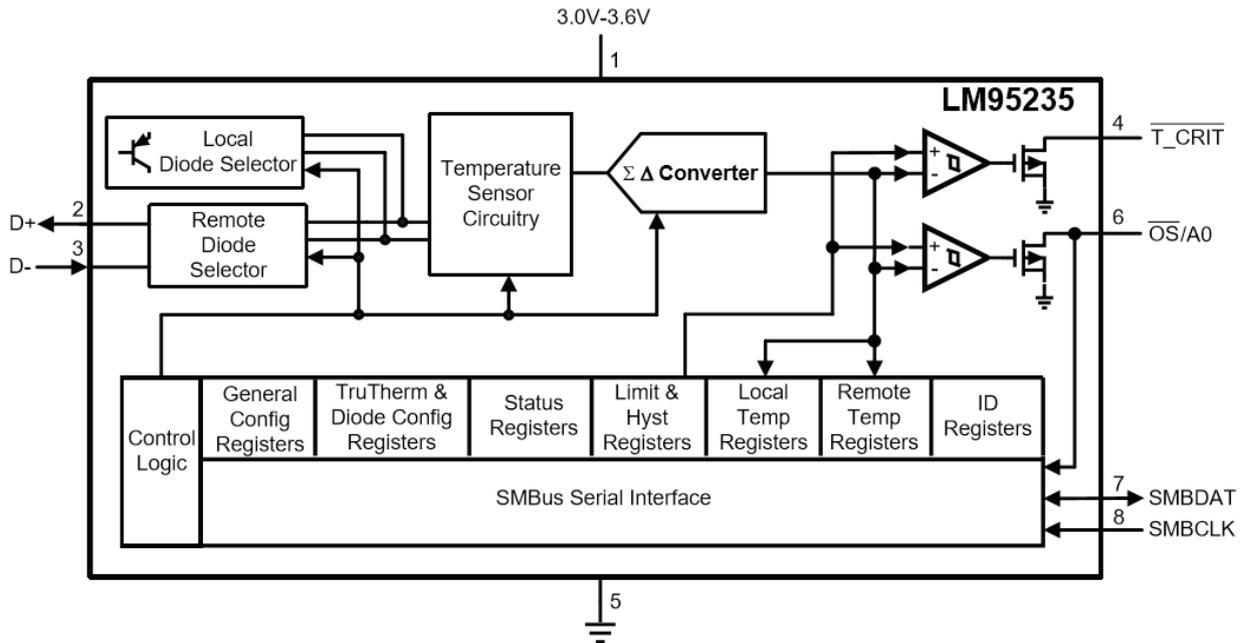
- Supply Voltage 3.0 to 3.6 V
- Supply Current, Conv. Rate = 1 Hz 350 μ A (typ)
- Remote Diode Temperature Accuracy
 - T_A = 25°C to 85°C; T_D = 60°C to 100°C, \pm 0.75 °C (max)
 - T_A = 25°C to 90°C; T_D = 40°C to 125°C, \pm 1.5 °C (max)
- Local Temperature Accuracy
 - T_A = 25°C to 100°C, \pm 2.0 °C (max)
- Conversion Rate, Both Channels 16 to 0.4 Hz

DESCRIPTION

The LM95235 is an 11-bit digital temperature sensor with a 2-wire System Management Bus (SMBus) interface and TruTherm technology that can monitor the temperature of a remote diode as well as its own temperature. The LM95235 can be used to very accurately monitor the temperature of external devices such as microprocessors, graphics processors, or a diode-connected MMBT3904 transistor. For automotive applications the LM95235Q is available that is AEC-Q100 Grade3 compliant and is manufactured on an Automotive Grade Flow. TruTherm BJT (transistor) beta compensation technology allows the LM95235 to precisely monitor thermal diodes found in 90 nm and smaller geometry processes. LM95235 reports temperature in two different formats for +127.875°C/-128°C range and 0°C/255°C range. The LM95235 $\overline{T_CRIT}$ and \overline{OS} outputs are asserted when either unmasked channel exceeds its programmed limit and can be used to shutdown the system, to turn on the system fans, or as a microcontroller interrupt function. The current status of the $\overline{T_CRIT}$ and \overline{OS} pins can be read back from the status registers via the SMBus interface. All limits have a shared programmable hysteresis register.

The remote temperature channel of the LM95235 has a programmable digital filter. The LM95235 contains a diode model selection bit to select between a typical Intel® processor on a 65 nm or 90 nm process or MMBT3904, as well as an offset register for maximum flexibility and best accuracy.

DT9 : schéma bloc simplifié du composant LM95235



DT9 : configuration de l'adresse SMBus du LM95235

The LM95235 operates as a slave on the SMBus, so the SMBCLK line is an input and the SMBDAT line is bidirectional. The LM95235 never drives the SMBCLK line and it does not support clock stretching. According to SMBus specifications, the LM95235 has a 7-bit slave address. Three SMBus addresses can be selected by connecting pin 6 (A0) to either Low, Mid-Supply or High voltages. Table 3 shows the possible selections.

State of the A0 Pin	SMBus Device Address	
	HEX	Binary
Low	18	001 1000
Mid-Supply	29	010 1001
High	4C	100 1100

Table 3. Address Selection

DT10 : configuration du registre 2 du LM95235

(Read/write Address BFh)

Bits	Name	Description
7	Reserved	Reports "0" when read
6	$\overline{os}/A0$ Function Select	0: Address (A0) function is enabled 1: Over-temperature Shutdown (OS) is enabled
5	Diode Fault Mask for \overline{os}	0: Off 1: On
4	Diode Fault Mask for T_CRIT	0: Off 1: On
3	Remote Diode TruTherm Mode Select	0: Selects Diode Model 2, MMBT3904, with TruTherm technology disabled. 1: Selects Diode Model 1, A typical Intel Processor, with 62nm or 90nm technology, and TruTherm technology enabled.
2:1	Remote Filter Enable	00: Filter Disable 01: Reserved 10: Reserved 11: Filter Enable
0	Reserved	Reports "1" when read.

DT10 : configuration du registre du taux de conversion du LM95235

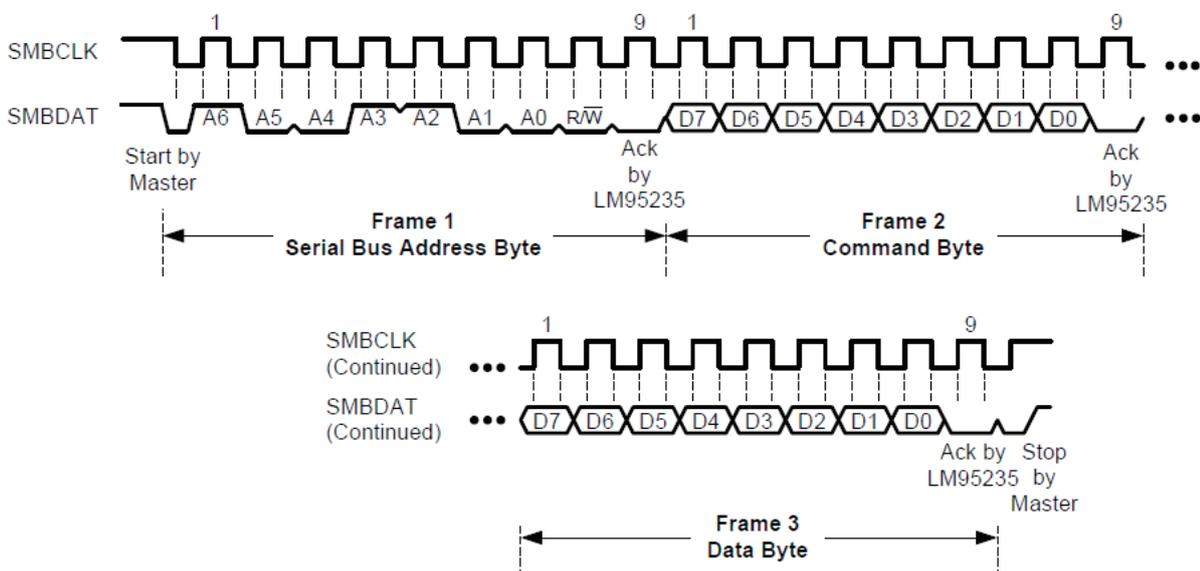
(Read/write Address 04h/0Ah or 0Ah/04h)

2-bit format:

Bits	Name	Description
7:2	Reserved	Reports "0" when read
1:0	Conversion Rate	00: Continuous (33 ms typical when remote diode is missing or fault or 63 ms typical with remote diode connected) 01: 0,364 seconds 10: 1 seconds 11: 2,5 seconds

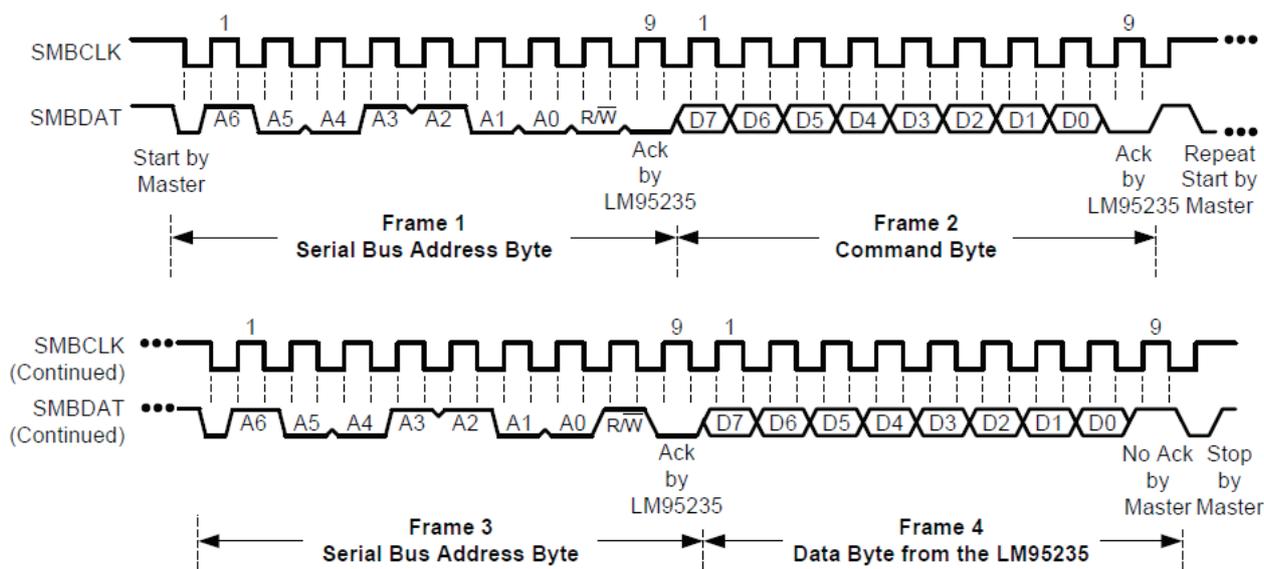
DT11 : frame de l'écriture dans un registre du LM95235

- Serial Bus Address Byte correspond à l'adresse du LM95235
- Command Byte correspond à l'adresse du registre
- Data Byte correspond aux données à écrire



DT11 : frame de la lecture dans un registre du LM95235

- Serial Bus Address Byte correspond à l'adresse du LM95235
- Command Byte correspond à l'adresse du registre
- Data Byte from LM95235 correspond aux données lues



DT12 : table des registres du LM95235

Address 01h : Signed Remote Temperature MSB, 12-bit plus sign format

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	SIGN	64	32	16	8	4	2	1

Température Data: LSB = 1 °C

Address 10h : Signed Remote Temperature LSB, Filter On, 12-bit plus sign binary

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	0.5	0.25	0.125	0.0625	0.03125	0	0	0

Address 10h : Signed Remote Temperature LSB, Filter Off, 12-bit plus sign binary

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	0.5	0.25	0.125	0	0	0	0	0

Température Data: LSB = 0,125 °C filter off or LSB = 0,03125 °C filter on

Address 31h, Unsigned Remote Temperature MSB, 13-bit plus sign format

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	128	64	32	16	8	4	2	1

Address 32h, Unsigned Remote Temperature MSB, Filter On, 13-bit plus sign binary

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	0.5	0.25	0.125	0.0625	0.03125	0	0	0

Address 32h, Unsigned Remote Temperature MSB, Filter Off, 13-bit plus sign binary

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	0.5	0.25	0.125	0	0	0	0	0

Température Data: LSB = 0,125 °C filter off or LSB = 0,03125 °C filter on

Address 11h : Remote Offset High Byte (2's Complement), 12-bit plus sign format

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	SIGN	64	32	16	8	4	2	1

Address 12h : Signed Remote High Byte (2's Complement), 12-bit plus sign format

BIT	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Value	0.5	0.25	0.125	0	0	0	0	0

Température Data: LSB = 0,125 °C

DT13 : Précision de la mesure de la température du LM95235

Calculating Total System Accuracy

The voltage seen by the LM95235 also includes the IFRS voltage drop of the series resistance. The non-ideality factor, η , is the only other parameter not accounted for and depends on the diode that is used for measurement. Since ΔV_{BE} is proportional to both η and T , the variations in η cannot be distinguished from variations in temperature. Since the non-ideality factor is not controlled by the temperature sensor, it will directly add to the inaccuracy of the sensor. For the Intel processor on 65nm process, Intel specifies a +4.06%/-0.897% variation in η from part to part when the processor diode is measured by a circuit that assumes diode equation, Equation 4, as true. As an example, assume a temperature sensor has an accuracy specification of $\pm 1.0^\circ\text{C}$ at a temperature of 80°C (353 Kelvin) and the processor diode has a non-ideality variation of +1.19%/-0.27%. The resulting system accuracy of the processor temperature being sensed will be:

$$T_{ACC} = + 1.0^\circ\text{C} + (+4.06\% \text{ of } 353 \text{ K}) = +15.3^\circ\text{C} \quad (6)$$

and

$$T_{ACC} = - 1.0^\circ\text{C} + (-0.89\% \text{ of } 353 \text{ K}) = -4.1^\circ\text{C} \quad (7)$$

Compensating for Different Non-Ideality

In order to compensate for the errors introduced by non-ideality, the temperature sensor is calibrated for a particular processor. Texas Instruments temperature sensors are always calibrated to the typical non-ideality and series resistance of a given processor type. The LM95235 is calibrated for two non-ideality factors and series resistance values thus supporting the MMBT3904 transistor and Intel processors on 65nm process without the requirement for additional trims. For most accurate measurements TruTherm mode should be turned on when measuring the Intel processor on 65nm process to minimize the error introduced by the false non-ideality spread (see Diode Non-Ideality Factor Effect on Accuracy). When a temperature sensor calibrated for a particular processor type is used with a different processor type, additional errors are introduced.

Temperature errors associated with non-ideality of different processor types may be reduced in a specific temperature range of concern through use of software calibration. Typical Non-ideality specification differences cause a gain variation of the transfer function, therefore the center of the temperature range of interest should be the target temperature for calibration purposes. The following equation can be used to calculate the temperature correction factor (TCF) required to compensate for a target non-ideality differing from that supported by the LM95235.

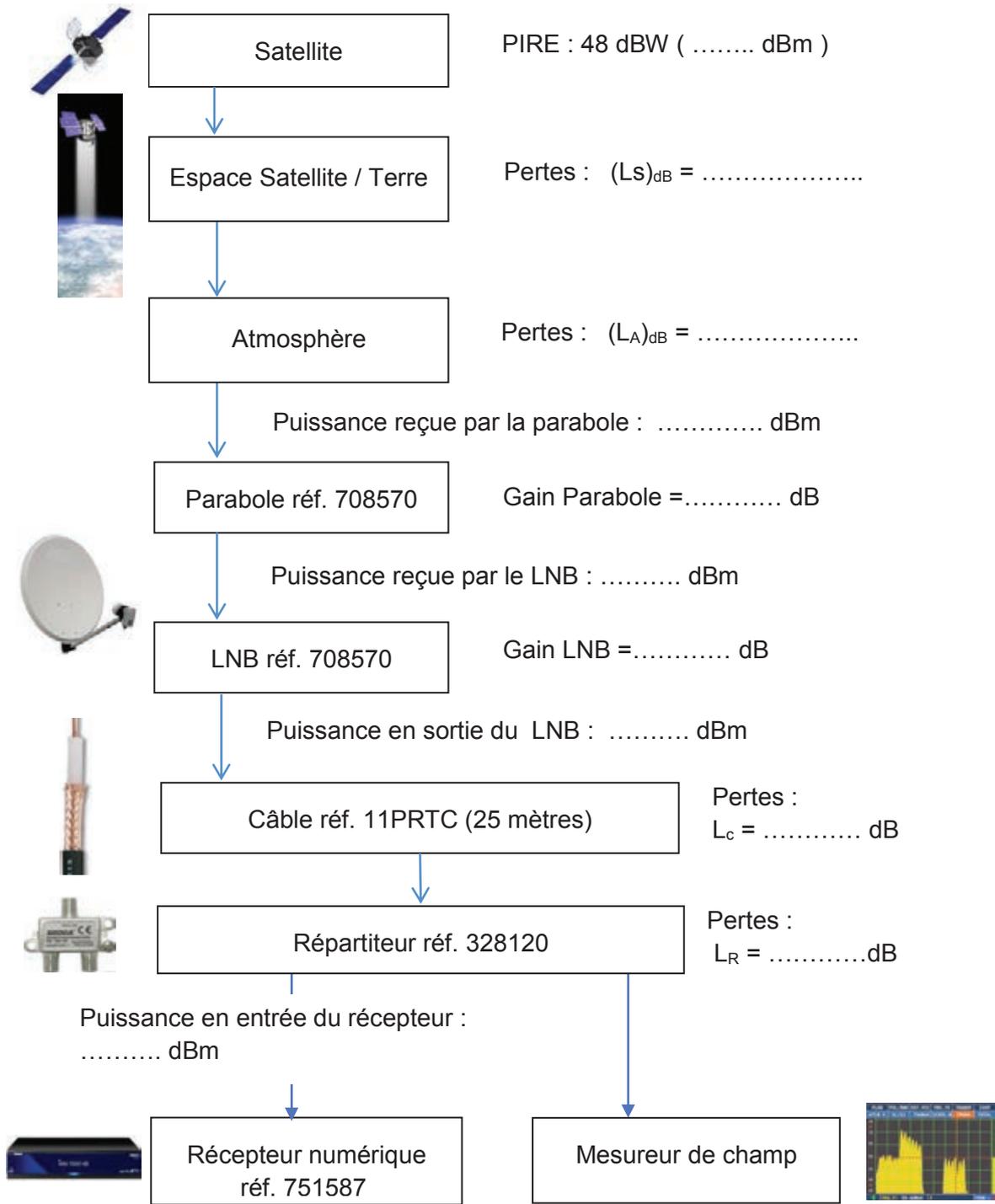
$$T_{CF} = \frac{\eta_S - \eta_{PROCESSOR}}{\eta_S} \cdot (T_{CR} + 273K)$$

where

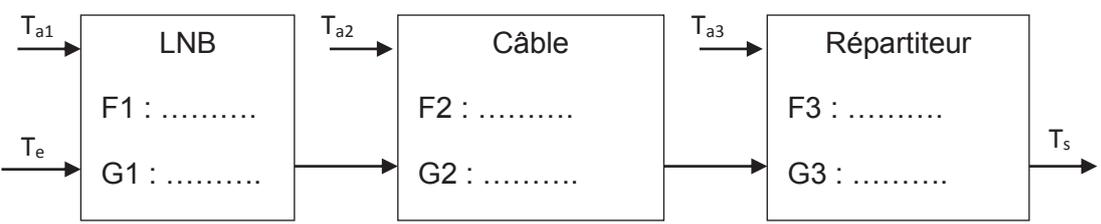
- η_S = LM95235 non-ideality for accuracy specification
- $\eta_{PROCESSOR}$ = Processor thermal diode typical non-ideality
- T_{CR} = center of the temperature range of interest in $^\circ\text{C}$ (10)

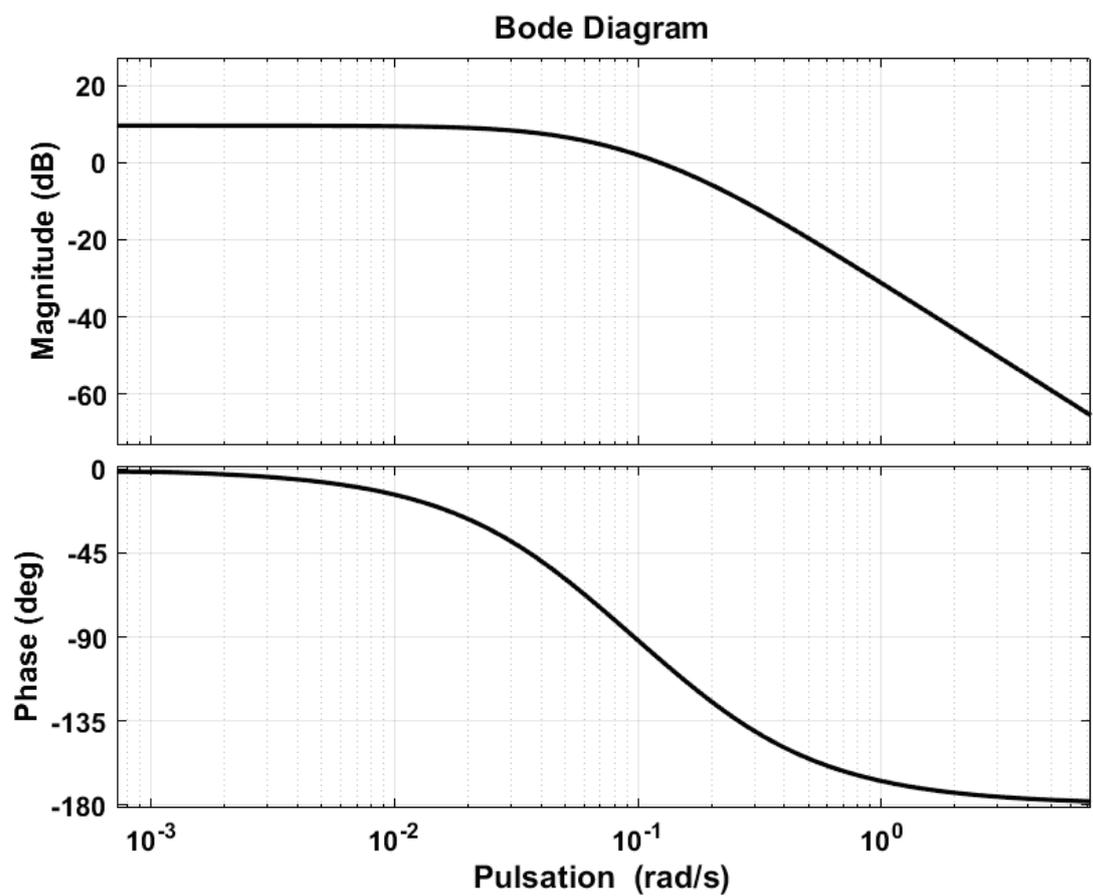
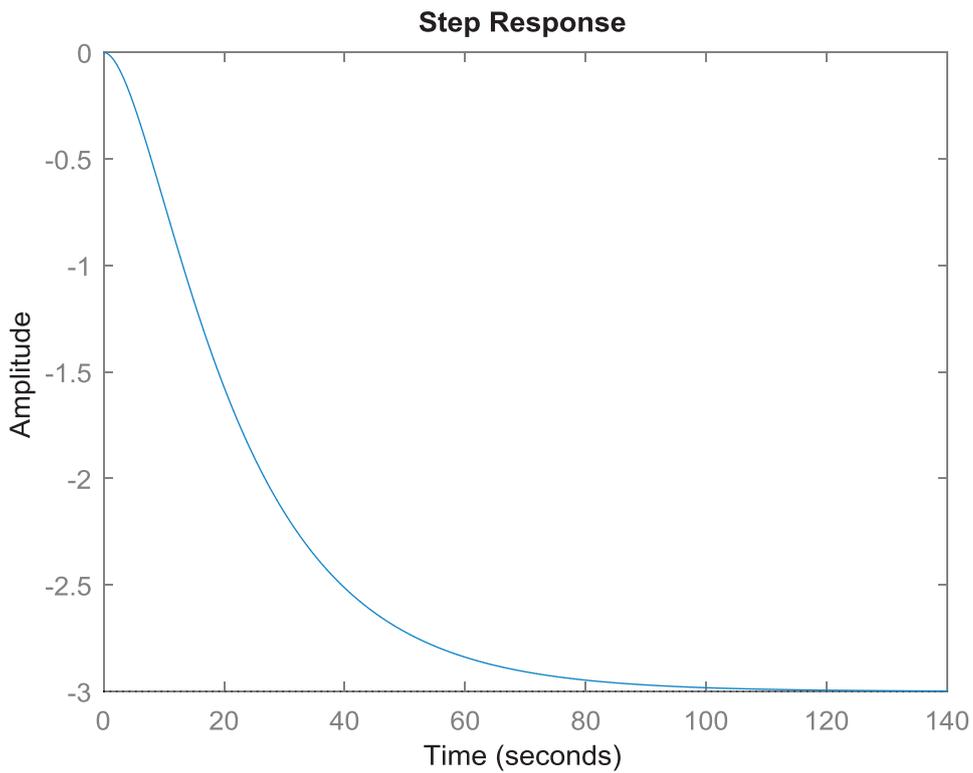
NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

Document réponse DR1 relatif à la question Q1

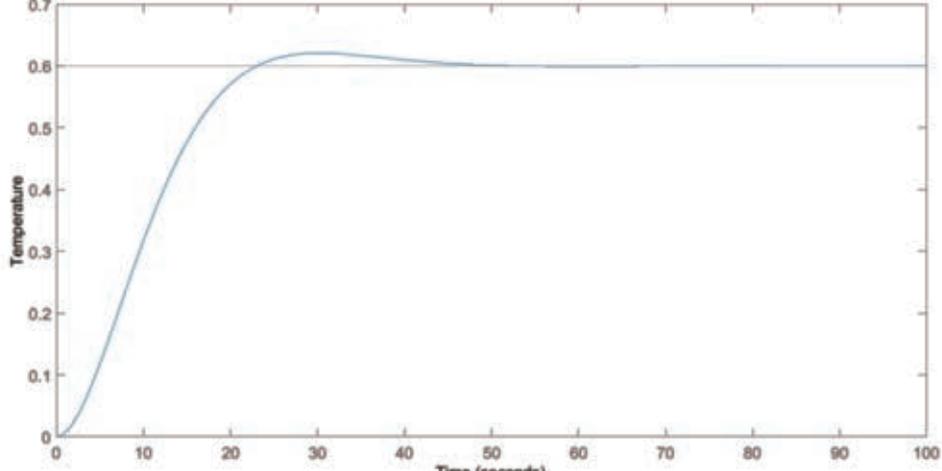
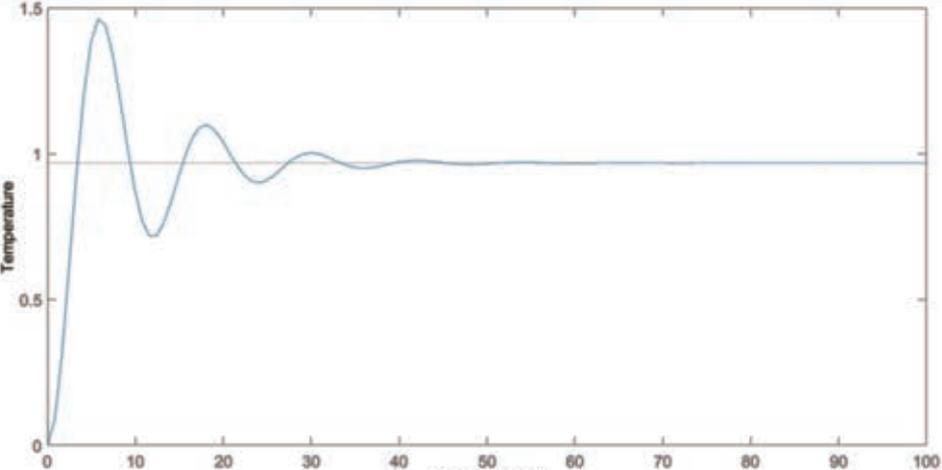


Document réponse DR1 relatif à la question Q8





NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

Correcteur	Réponse temporelle
$C1(s)=0,5$	
$C2(s)=10$	
$C3(s) = \frac{2,5 (1+120s)}{120s}$	