

Chapitre 1

T.P. 1 : Fonctionnement d'une carte de contrôle utilisant un DSP. Application au contrôle d'une maquette de chauffage

Sommaire

1.1	Prise en main de la carte dSPACE (2 heures)	2
1.1.1	Fonctionnement et programmation de la carte dSPACE	3
1.1.2	Visualisation et contrôle en temps réel	3
1.1.3	Influence de la période d'échantillonnage, phénomènes de battements et de repliements de spectre	4
1.2	Contrôle d'une maquette de chauffage à l'aide de la carte dSPACE (2 heures)	4
1.2.1	Description du processus	4
1.2.2	Choix des paramètres de la carte dSPACE	5
1.2.3	Développement d'une régulation de température utilisant un PID numérique	6
1.2.4	Utilisation d'autres correcteurs	7

Le but de ce T.P. est de mettre en œuvre un système de commande numérique à l'aide d'une carte de contrôle DSP. La première partie de ce T.P. permettra de découvrir cette carte, de mettre en évidence les avantages et les limites d'un traitement numérique et de développer des interfaces de communication homme/machine. La seconde partie du T.P. permettra de mettre en œuvre une commande numérique pour contrôler une maquette de chauffage.

1.1 Prise en main de la carte dSPACE (2 heures)

La carte *dSPACE* est une carte électronique de contrôle comprenant entre autre un processeur DSP et des convertisseurs analogiques/numériques (ADC) et numériques/analogiques (DAC). Celle-ci est programmable à l'aide de *Matlab Simulink*. Une fois programmée, elle

fonctionne de manière autonome par rapport au processeur du PC. Une démonstration de son fonctionnement vous sera faite par l'enseignant de T.P. en début de séance. Les fils de connexions des convertisseurs sont accessibles grâce à un boîtier branché en face arrière du P.C. Toutes les fonctions accessibles sous *Simulink* (intégrateur, dérivateur, filtre, gain, additionneur...) peuvent être utilisées pour réaliser un système de contrôle comme celui de la FIG. 1.1.

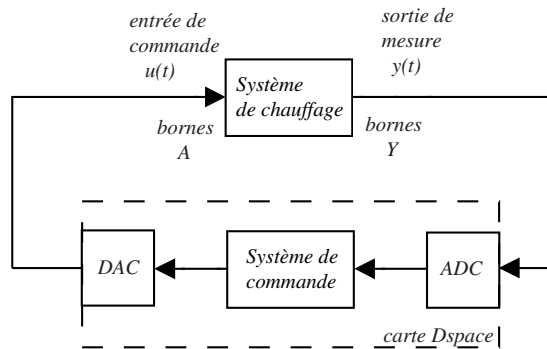


FIGURE 1.1 – Implantation d'un système de commande numérique.

1.1.1 Fonctionnement et programmation de la carte dSPACE

Cette partie se propose de développer un système numérique permettant d'envoyer un signal $u(t)$ vers la sortie à partir de la carte DSP via un DAC et de faire l'acquisition d'un signal en entrée $e(t)$ via un ADC.

Question 1.1 À l'aide de Simulink, réalisez un montage permettant de générer un signal sinusoïdal u_k d'amplitude 0.5 et de fréquence 1 Hz via un générateur de signal dans Simulink puis le transformer en un signal analogique extérieur $u(t)$ par le DAC1.

Question 1.2 Vérifiez le fonctionnement en temps réel de ce montage pour une période d'échantillonnage $h = 1$ ms. Visualisez le signal analogique $u(t)$ à l'aide d'un oscilloscope. Quel type de convertisseur numérique/analogique utilise la carte dSPACE ? Quel est son gain ?

Question 1.3 Augmentez progressivement la période d'échantillonnage h (1, 5, 10, 50 puis 100 ms) et observez l'évolution du signal analogique $u(t)$. Que pouvez vous dire ?

1.1.2 Visualisation et contrôle en temps réel

Dans la version du pilote utilisé par la carte DSP, Matlab et Simulink ne sont utilisés que pour programmer celle-ci afin d'éviter d'avoir à programmer directement en langage C. Dans cette configuration, Simulink ne fonctionne pas en temps réel en même temps que la carte DSP et une fois la programmation effectuée et le programme lancé, Simulink n'a plus accès à la carte DSP. De ce fait, il ne peut plus, ni visualiser les signaux en temps réel, ni modifier des grandeurs du programme.

1.1.3 Influence de la période d'échantillonnage, phénomènes de battements et de repliements de spectre

Question 1.4 Quelle est la fréquence de Shannon et Nyquist du système de contrôle en fonction de la période d'échantillonnage h ? Réglez cette période d'échantillonnage à 0,01 s. Quel est alors la fréquence de Shannon et de Nyquist et quelle est alors la fréquence maximale admissible pour le signal d'entrée de la carte dSPACE ?

Question 1.5 Supprimez le générateur de signal de Simulink et reliez directement dans Simulink la sortie de l'ADC1 à l'entrée du DAC1 comme dans l'exercice 3 du T.D. 1. Utilisez un GBF externe pour appliquer un signal sinusoïdal $e(t)$ de fréquence 10 Hz à l'entrée de l'ADC. Faites varier la fréquence du signal d'entrée de la carte $e(t)$ entre 0 et 50 Hz et mettez en évidence les limites du bloqueur d'ordre zéro et les phénomènes de battements en observant à l'oscilloscope les signaux analogiques d'entrée $e(t)$ et de sortie de la carte $u(t)$.

Question 1.6 Utilisez de nouveau le GBF externe pour appliquez un signal sinusoïdal $e(t)$ de fréquence 10 Hz à l'entrée de l'ADC. Augmentez progressivement la fréquence du signal d'entrée jusqu'à dépasser 100 Hz et observez l'évolution du signal échantillonné e_k . Décrivez en particulier les signaux échantillonnés pour des fréquences inférieures à 50 Hz, pour des fréquences autour de 50 Hz, pour des fréquences comprises entre 50 et 100 Hz et enfin pour des fréquences autour de 100 Hz. Expliquez les phénomènes observés. En déduire les limites des systèmes d'acquisitions et de commandes numériques en terme de plage de fréquence.

1.2 Contrôle d'une maquette de chauffage à l'aide de la carte dSPACE (2 heures)

Dans cette section, vous allez tout d'abord choisir les différents paramètres de réglage du système numérique de contrôle en fonction des caractéristiques du processus à contrôler (choix de la période d'échantillonnage h et des convertisseurs DAC et ADC) puis vous réaliserez la commande numérique d'une régulation de température.

1.2.1 Description du processus

Le processus thermique utilisé est une maquette de *sèche-cheveux* (c.f. FIG. 1.2).

Cette maquette est composée d'une résistance chauffante dans laquelle circule un courant fourni par un amplificateur de puissance (*power supply*). L'air chauffé est alors propulsé dans le tube à l'aide d'un ventilateur dont la vitesse est réglable par un potentiomètre (*throttle control*). Le contrôle de la température est réalisé par l'application d'une tension de *commande* à l'entrée de l'amplificateur de puissance sur la borne A de la maquette. L'interrupteur situé au dessus de la borne A à droite doit être positionné vers le bas (vers la borne A) et l'interrupteur situé au dessus de la borne A à gauche doit être positionné vers le haut (*continuous control*). La sortie du processus est la température mesurée en différents endroits du tube. Un capteur de température¹ permet de faire une mesure en trois points distincts du tube. Le signal de ce capteur est conditionné au moyen d'un pont de Wheatstone dont la tension de sortie est accessible sur la borne Y de la maquette. Le zéro de ce pont de

1. Ce capteur est une *thermistance* : il s'agit d'un semi-conducteur dont la résistance électrique est fonction de la température. Un circuit électrique (un pont de Wheatstone), permet de convertir cette variation de résistance en une tension. Cette thermistance est très petite et très fragile, il est donc *impératif* de ne pas y toucher et de manipuler la sonde sur laquelle elle est fixée avec beaucoup de précautions.

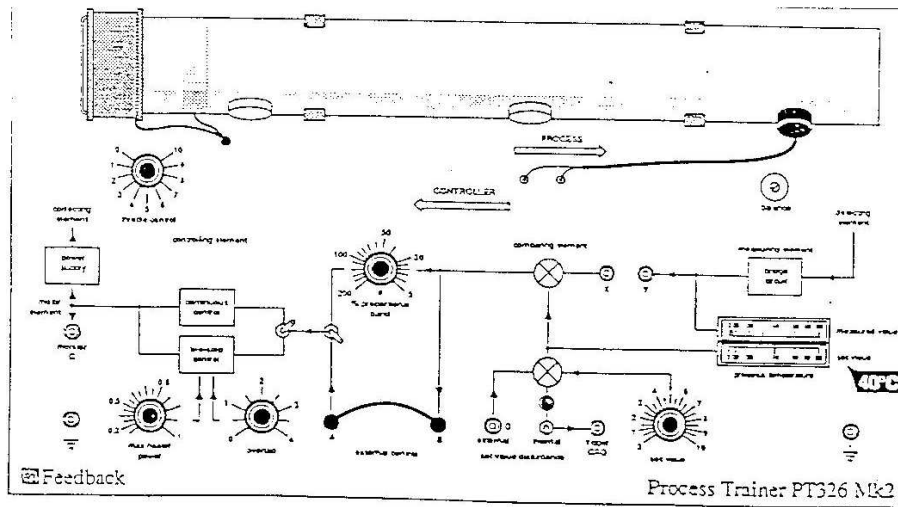


FIGURE 1.2 – Maquette de sèche cheveux.

Wheatstone peut être ajusté au moyen d'une vis située au dessus des deux cadrans. Le fonctionnement de ce système de chauffage est représenté sur la FIG. 1.3.

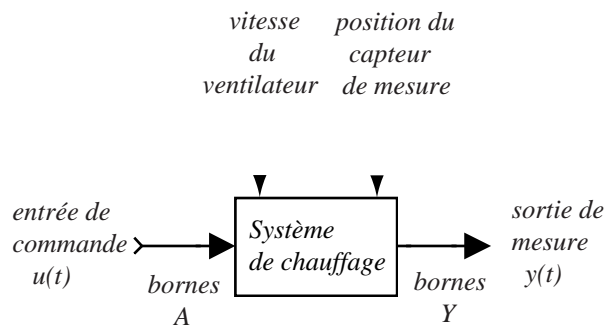


FIGURE 1.3 – Fonctionnement du système de chauffage.

1.2.2 Choix des paramètres de la carte dSPACE

Afin de choisir le système de contrôle numérique, il est essentiel d'avoir une estimation de la dynamique du système à contrôler. Pour cela, il est possible d'identifier au moins approximativement la fonction de transfert du processus à l'aide d'une méthode de réponse indicielle comme cela a été réalisé dans les TP d'*Introduction à la commande*. La commande sera développée pour la configuration suivante :

- capteur situé au milieu du tube (longueur de la résistance au capteur $L = 140$ mm) ;
- vitesse du ventilateur réglée à moitié (potentiomètre sur la position $\alpha = 4$).

Le comportement dynamique d'un système thermique est généralement modélisable par un modèle de Broïda. Ce dernier est composé d'un retard T correspondant au temps de propagation de l'air dans les conduits (dû aux phénomènes de transport dans le tube), et d'un système du premier ordre de constante de temps τ et de gain K (dû à l'équation de la chaleur). Si $U(s)$ et $Y(s)$ sont les transformées de LAPLACE de l'entrée $u(t)$ et de la sortie $y(t)$ du processus analogique, alors sa fonction de transfert peut être approximé par :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{1 + \tau \cdot s} \cdot e^{-T \cdot s} \quad (1.1)$$

Question 1.7 Réalisez l'essai de réponse indicielle tout d'abord à l'aide d'un GBF et d'un oscilloscope puis à l'aide de la carte dSPACE en utilisant un h suffisamment petit, choisi à l'aide des résultats expérimentaux analogiques. Déduisez-en la fonction de transfert en identifiant expérimentalement les trois paramètres K , τ et T .

Question 1.8 À partir de ces informations, choisissez une période d'échantillonnage h convenable pour la carte de commande dSPACE contrôlant la maquette de chauffage puis en déduire la bande passante des signaux de consigne et la dynamique maximale de ce système de contrôle.

1.2.3 Développement d'une régulation de température utilisant un PID numérique

Le correcteur numérique utilisé dans cette section sera une *numérisation* du correcteur analogique PID avec filtre dont la fonction de transfert est la suivante :

$$K(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + F(s) \cdot T_d \cdot s\right) \quad (1.2)$$

Le filtre du dérivateur $F(s)$ est un élément qui permet de rendre le correcteur causal et donc réalisable physiquement. Lors de la numérisation, si l'approximation d'Euler implicite (arrière) est utilisée, il y a nécessairement un retard d'un pas dans la commande (système strictement causal) et le filtre n'est plus indispensable ; on peut alors prendre $F(s) = 1$. En revanche, pour une numérisation en utilisant les méthodes explicites, le filtre est indispensable pour rendre le système causal et on le choisit en général du premier ordre, c'est-à-dire de la forme $F(s) = \frac{1}{1 + \frac{T_d}{N} \cdot s}$ où la constante de temps $\tau_f = \frac{T_d}{N}$ est en général choisie avec $3 \leq N \leq 30$ ($N = 10$ par défaut). En plus de rendre le correcteur causal, ce filtre permet d'atténuer les signaux de pulsations supérieures à $\omega_f = \frac{N}{T_d}$ qui correspondent le plus souvent à des bruits parasites hautes fréquences, c'est pourquoi ce filtre est souvent utilisé même avec des méthodes d'approximation implicite.

Question 1.9 À l'aide de la méthode d'Euler implicite (arrière), numérisez ce correcteur analogique $K(s)$ pour obtenir un correcteur PID numérique de fonction de transfert $K(z)$.

Question 1.10 À partir des identifications réalisées précédemment et des performances de la carte dSPACE (propriétés et choix de la fréquence d'échantillonnage), trouvez des réglages possible du correcteur PID analogique par la méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte puis numérisez le correcteur obtenu pour l'implanter dans la carte de contrôle dSPACE. Testez la commande réalisée.

Question 1.11 Quelles sont les performances obtenues en terme de temps de réponse à 5%, de précision, d'amortissement et de qualité globale de l'asservissement obtenu. Proposez éventuellement d'autres méthodes de réglage si le résultat obtenu n'est pas satisfaisant.

1.2.4 Utilisation d'autres correcteurs

Les PID atteignent leurs limites quand les processus apportent des retards de phases importants. Ces retards de phases apparaissent pour des systèmes d'ordre élevé ou pour des systèmes présentant des retards purs importants comme c'est le cas pour les processus chimiques et/ou thermiques mettant en jeu des phénomènes de transport. Comme un retard pur ne peut pas être compensé, en ce sens qu'il ne pourra jamais être éliminé de la fonction de transfert du processus et ceci quelque soit la méthode utilisée, les déphasages importants qui en résultent réduisent les marges de phase et peuvent conduire à des systèmes instables en boucle fermée lorsqu'ils sont corrigés par de simples PID. L'utilisation de systèmes de commande numérique prend alors toute son importance car elle permet de développer des correcteurs plus *intelligents* et donc plus *performants* que de simples PID. Pour le contrôle des processus qui sont généralement des systèmes assez lents, l'idée la plus intéressante est d'utiliser un modèle du processus pour développer de nouveaux correcteurs. Parmi cette classe de nouveaux correcteurs, on trouve la *Commande à Modèle Interne* et la *Commande Prédictive*. Dans ce TP, nous allons mettre en œuvre deux formes de commande à modèle interne : d'abord sous sa forme standard puis sous une forme particulièrement bien adaptée aux systèmes comportant des retards purs importants (prédicteur de Smith).

Si vous avez le temps, vous pourrez placer le capteur de température dans la position extrême du tube et vous réduirez la vitesse du ventilateur afin d'amplifier les phénomènes de retard. Dans ce cas, vous devrez ré-identifier la fonction de transfert du processus.

Commande par modèle interne

Dans cette commande, le régulateur incorpore une simulation du processus $G(s)$ à l'aide d'un modèle estimé $\hat{G}(s)$ résultant d'une phase précédente d'identification (d'où le nom de *commande à modèle interne*, c.f. FIG. 1.4). Si la simulation est parfaite, la différence $y(t) - \hat{y}(t)$ est une reconstruction des perturbations $d(t)$ ramenées en sortie et des bruits de mesure. Pour atténuer les bruits de mesures et améliorer la robustesse de la commande, un filtre passe-bas $F(s) = \frac{1}{1+\tau_f s}$ est généralement ajouté afin de n'utiliser que l'estimation des perturbations $\hat{d}(t)$ (Ce filtre est choisi de manière similaire au filtre du terme D des PID). Dans la boucle directe, on peut placer un simple correcteur proportionnel $K_p = \frac{1}{G(0)}$ qui élaborera une commande $u(t) = K_p \cdot (y^*(t) - \hat{d}(t))$. Cependant, pour améliorer la dynamique de poursuite, certaines versions de commande à modèle interne remplacent le simple gain proportionnel K_p par une fonction de transfert plus complexe $K(s) = \frac{C(s)}{\hat{G}(s)}$, le filtre $C(s)$ permettant alors de rendre la fonction de transfert $K(s)$ causal et donc réalisable en pratique. Dans le cas d'un modèle $\hat{G}(s)$ exacte, cette commande permet d'obtenir l'égalité finale $y(t) = y^*(t)$ avec une dynamique qui dépend du filtre de causalité $C(s)$.

Question 1.12 À l'aide de l'identification du processus $\hat{G}(s)$ réalisée précédemment, mettez en œuvre cette commande sur la maquette de chauffage en utilisant la carte dSPACE.

Prédicteur de Smith (pour obtenir des points en plus!)

Le prédicteur de Smith est une forme de commande à modèle interne spécifiquement dédiée à l'élimination des retards purs. Ce prédicteur est basée sur un modèle du procédé $G(s)$ dont l'estimation $\hat{G}(s)$ peut être séparée en un terme sans retard $\hat{G}_{sr}(s)$ et un terme dû au retard pur T , $\hat{G}_r(s) = e^{-T \cdot s}$.

$$\hat{G}(s) = \hat{G}_{sr}(s) \cdot \hat{G}_r(s) = \hat{G}_{sr}(s) \cdot e^{-T \cdot s} \quad (1.3)$$

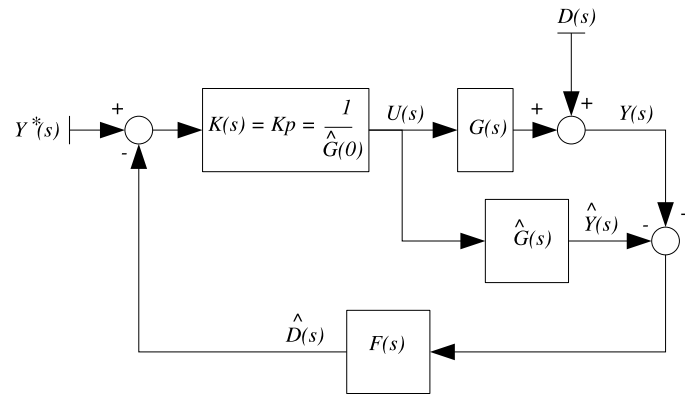


FIGURE 1.4 – Commande à modèle interne.

Le but du prédicteur de Smith est de *supprimer* le retard dans la boucle de retour car celui-ci diminue la marge de phase et rend le système instable. Pour cela, il faudrait être capable de séparer le retard pur $e^{-T \cdot s}$ du reste de la fonction de transfert $\tilde{G}(s) = G_{sr}(s)$ dans la chaîne de mesure, c'est-à-dire de tenter d'obtenir la configuration de la FIG. 1.5.

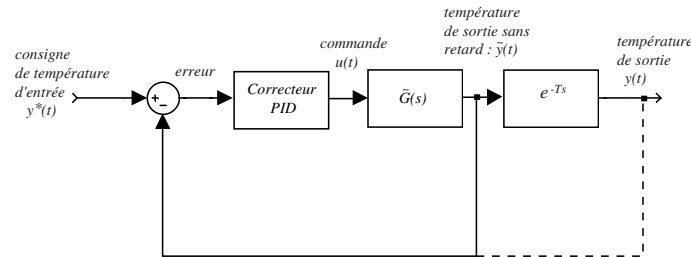


FIGURE 1.5 – Montage permettant de s'affranchir du retard du système dans la boucle de retour.

Malheureusement, il n'est pas possible physiquement de séparer le retard du reste de la fonction de transfert mais le montage ingénieux proposé par Smith permet d'obtenir un comportement identique. Pour l'utiliser, il faut cependant déterminer un modèle du processus où le retard sera connu avec précision. Contrairement au montage de la FIG. 1.5, le montage du prédicteur de Smith est réalisable physiquement. Il est représenté sur la FIG. 1.6.

La version numérique du prédicteur de Smith est représentée sur la FIG. 1.7 pour $\hat{H}(z) = \hat{H}_{sr}(z) \cdot z^{-d}$ l'estimation de la fonction de transfert discrète $H(z)$. Si le retard est correctement identifié et corrigé par le prédicteur de Smith, le terme D du correcteur PID n'est plus nécessaire et de ce fait, nous pouvons nous contenter d'un simple PI. La structure ainsi constituée s'appelle alors un PIR ou PI avec compensation du Retard.

Question 1.13 À l'aide de l'identification du processus, mettez en œuvre un correcteur PIR numérique (prédicteur de Smith avec un correcteur PI numérique pour $K(z)$) pour commander la maquette de chauffage. Comparez les performances de cette commande à celles du correcteur numérique PID et à celles de la commande à modèle interne standard.

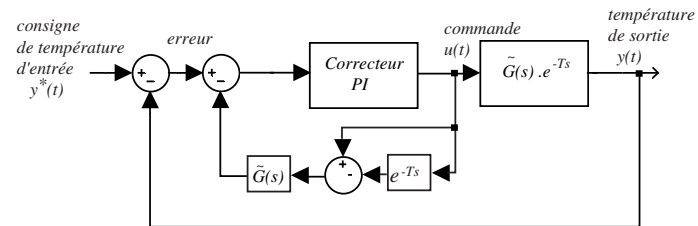


FIGURE 1.6 – Prédicteur de Smith : montage permettant de s'affranchir du retard du système dans la boucle de retour.

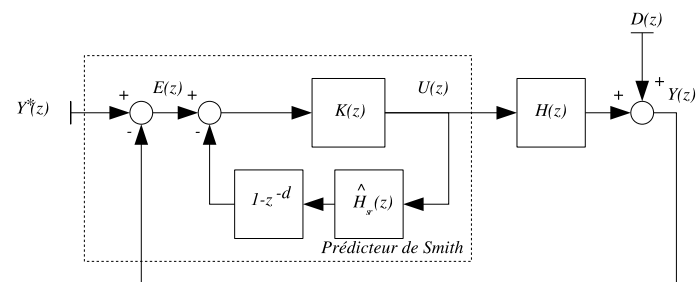


FIGURE 1.7 – Prédicteur de Smith numérique.