



INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
TOULOUSE

BE Trottinette

Chaine d'Acquisition et Commande Numérique

Arthur Gautheron, Emily Holmes,
Olivier Lagrost

TITRE DU DOCUMENT

Introduction

Blablablaa

Mission 1 : Asservissement du couple

Première approche

Dans un premier temps, pour nous approprier le système, nous allons chercher à le caractériser plus largement.

L'ensemble du système fonctionne avec une batterie d'une tension de 24V. Cette tension n'est pas dangereuse. En effet, le corps humain constitue une résistance d'environ $100k\Omega$, donc le courant qui le traverse est de :

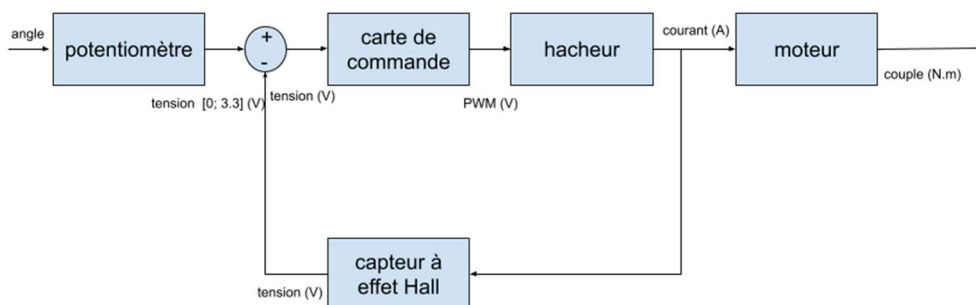
$$I = \frac{U}{R} = \frac{24}{100k} = 240\mu A$$

Ce qui est bien inférieur à 30mA (courant mortel pour l'homme).

Le moteur utilisé par la trottinette est un moteur à courant continu à excitation séparée (dit à aimants permanents) de 24V avec un courant de 10A et une puissance nominale de 100W. Notre but est d'asservir le couple, c'est-à-dire imposer un courant ou une tension qui permettra de contrôler le couple du moteur. Dans notre cas, cet asservissement sera en courant.

En entrée, l'utilisateur contrôlera un potentiomètre dont la tension permettra de donner la commande au système. Il y a également une boucle de régulation, à partir d'un capteur à effet Hall (le LTS-6 NP).

Un premier schéma du système est tel que :



Cependant, cette représentation est encore trop grossière. Il nous faut donc définir et caractériser les fonctions de transfert qui serviront à la description de notre système.

Nous définissons :

- $C(p)$, au niveau du microcontrôleur.
- $F(p)$, représentant la boucle de régulation, avec le capteur à effet Hall ainsi que le filtre (entre la grandeur asservie et l'ADC, donc au niveau du microcontrôleur).
- $G(p)$, l'ensemble du hacheur et du moteur (entre la commande du système et la grandeur asservie).

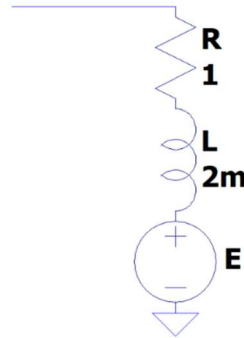
Définition de $G(p)$:

Dans un premier temps, intéressant nous au hacheur. Il reçoit en entrée une PWM, que l'on peut caractériser par son duty cycle α . En sortie, on obtient une tension que l'on appelle U_m . Depuis les caractéristiques du hacheur, on trouve :

$$U_m = (2\alpha - 1)U_{bat}$$

$$G_1(p) = \frac{dU_m}{d\alpha} = 2U_{bat}$$

Pour finir de modéliser $G(p)$, il est nécessaire d'obtenir un modèle du moteur DC. Celui-ci peut être représenté de la manière suivante :



La résistance R représente la consommation de courant par le moteur, l'inductance L représente le bobinage, et la source de tension E représente la force électromotrice créée par le moteur lorsqu'il tourne.

Or le moteur est piloté ici par un courant que l'on ne peut pas déterminer simplement.

Cependant, on connaît la fonction de transfert du hacheur, qui donne une tension.

Ainsi, en utilisant les impédances équivalentes des composants :

$$G_2(p) = \frac{I_m(p)}{U_m(p)} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}p} = \frac{K_m}{1 + \tau_m p}$$

Avec $K_m = \frac{1}{R} = 1 \Omega^{-1}$ et $\tau_m = \frac{L}{R} = 2.10^{-3} s$.

On obtient donc :

$$G(p) = \frac{2 \cdot U_{sat} \cdot K_m}{1 + \tau_m p}$$

$$\Gamma_{em} = K_\Phi \cdot I_m$$

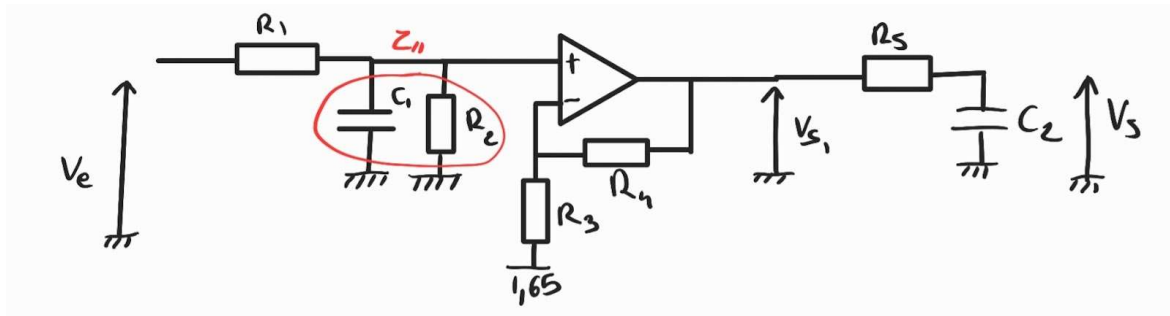
Définition de $F(p)$:

$F(p)$ contient à la fois la fonction de transfert du capteur à effet Hall ainsi que le filtre présent en amont.

Au niveau du capteur, en lisant la datasheet du LTS-6 NP et en regardant son câblage dans le schéma électrique de la carte (fonctionnement à un seul tour), on trouve :

$$K_{capteur} = 0.104$$

Au niveau du filtre, le schéma est le suivant :



$$v^- = \frac{V_{s1}R_3 + V_{1.65}R_4}{R_4 + R_3} \quad v^+ = \frac{V_e R_2}{R_1 R_2 C_p + R_1 + R_2}$$

$$\frac{V_s}{V_{s1}} = \frac{1}{1 + R_5 C_2 p}$$

Or, on s'intéresse ici à une variation de tension : $dV_{1.65} = 0$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_4 + R_3}{R_3} * \frac{R_2}{R_1 + R_2} * \frac{1}{(R_1 // R_2) C_1 p + 1} * \frac{1}{1 + R_5 C_2 p}$$

On définit donc : $K_{filtre} = \frac{R_4 + R_3}{R_3} * \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1.45$

$$\tau_1 = (R_1 // R_2) C_1 = 7.43 * 10^{-5} s \Rightarrow f_{c1} = 2142 Hz$$

$$\tau_2 = R_5 C_2 = 4.84 * 10^{-6} s \Rightarrow f_{c2} = 32.883 kHz$$

$$\frac{V_s}{V_e} = K_{filtre} * \frac{1}{\tau_1 p + 1} * \frac{1}{1 + \tau_2 p}$$

Enfin,

$$F(p) = K_{capteur} * K_{filtre} * \frac{1}{\tau_1 p + 1} * \frac{1}{1 + \tau_2 p}$$

In fine, on peut faire un tableau de chaque bloc, son excursion, et les unités.

A compléter (Arthur, Olivier)

Signal	Excursion min	Excursion max	Repos

Emily : rajouter le schéma bloc final avec entrée/sorties

Maintenant que nous comprenons mieux notre système, nous pouvons passer à l'asservissement du couple grâce à la fonction C(p).

Asservissement dans le domaine continu

Nous souhaitons modéliser $C(p)$ tel que :

- La marge de phase soit supérieure ou égale à 45° .
- La fréquence de transition en boucle ouverte soit entre 300 et 500Hz.
- L'erreur statique soit nulle en boucle fermée.

Pour ceci, nous étudions tout d'abord le système $G(p)F(p)$.

En soit, $F(p)G(p) = 2U_{bat} * \frac{K_m}{1+\tau_m p} * K_{capteur} * K_{filtre} * \frac{1}{\tau_1 p + 1} * \frac{1}{1+\tau_2 p}$

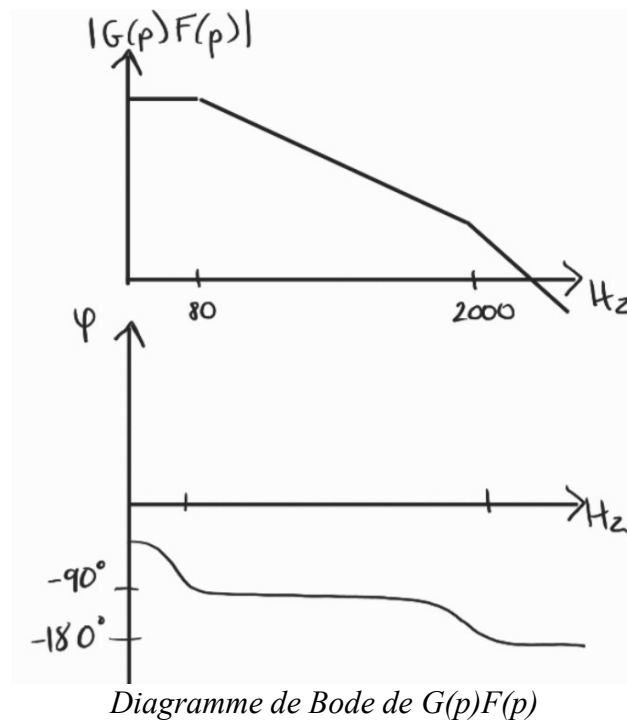
Avec trois fréquences de coupure :

$$f_m = 79.6\text{Hz}, \quad f_{c1} = 2142\text{Hz}, \quad f_{c2} = 32883\text{Hz}$$

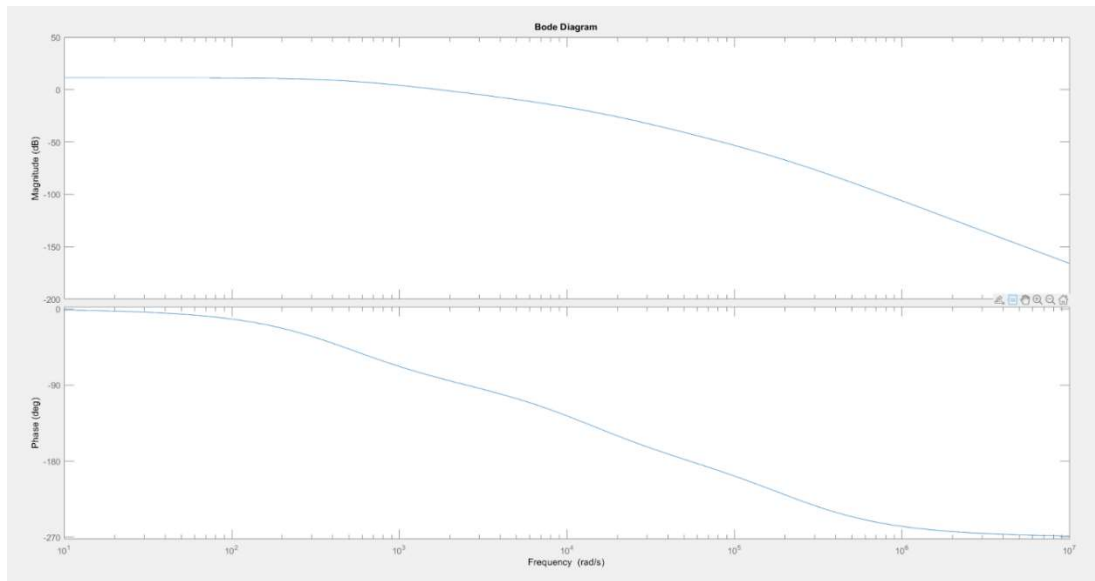
Et un gain total :

$$K_{système} = 3.61\text{V/V} = 11.15\text{dB}$$

Le diagramme de bode des deux fonctions correspond donc à la figure suivante (la dernière fréquence de coupure est trop loin, nous ne la représentons pas).



De manière qualitative, on trace le Bode sur Matlab de $F(p)G(p)$.



Bode de $F(p)G(p)$

Nous avons plusieurs possibilités pour atteindre notre but pour $C(p)$. Afin d'avoir une erreur statique nulle, il est obligatoire de passer par un intégrateur : on songe donc à un correcteur I. Cependant, nous découvrons rapidement qu'il ne sera jamais possible d'avoir la marge de phase espérée, donc nous abandonnons l'idée.

A la place, on pense donc à utiliser un correcteur PI. Il prendrait la forme suivante :

$$C(p) = \frac{1 + \tau p}{\tau_i p}$$

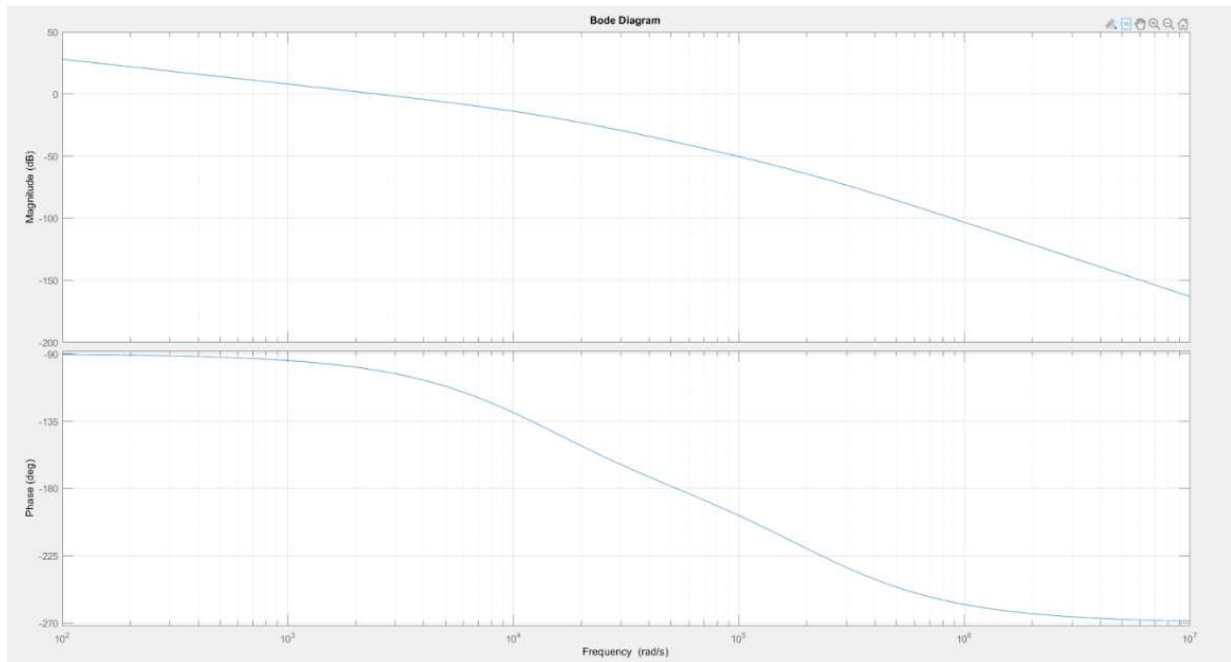
Notre but est de placer la fréquence de coupure à 80Hz, tout comme la fréquence de coupure de $F(p)G(p)$. De ce fait, nous croiserons l'axe des abscisses à 20dB/décade. Nous réglerons le gain de sorte à pouvoir placer la fréquence de transition à environ 400Hz.

Donc, $f_c = 80\text{Hz}$ soit $\tau = 0.002\text{s}$

On peut approximer notre boucle ouverte comme étant simplement $FBO = \frac{K}{\tau_i p}$. Avec

$K = K_{\text{système}}$ à la fréquence $f = 400\text{Hz}$, on finit par trouver :

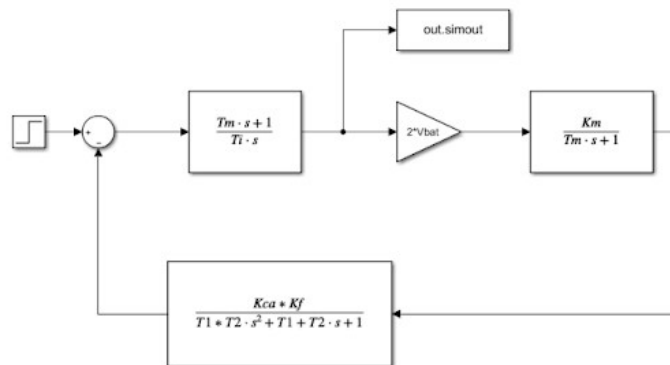
$$C = \frac{1 + 0.002p}{0.001442p}$$



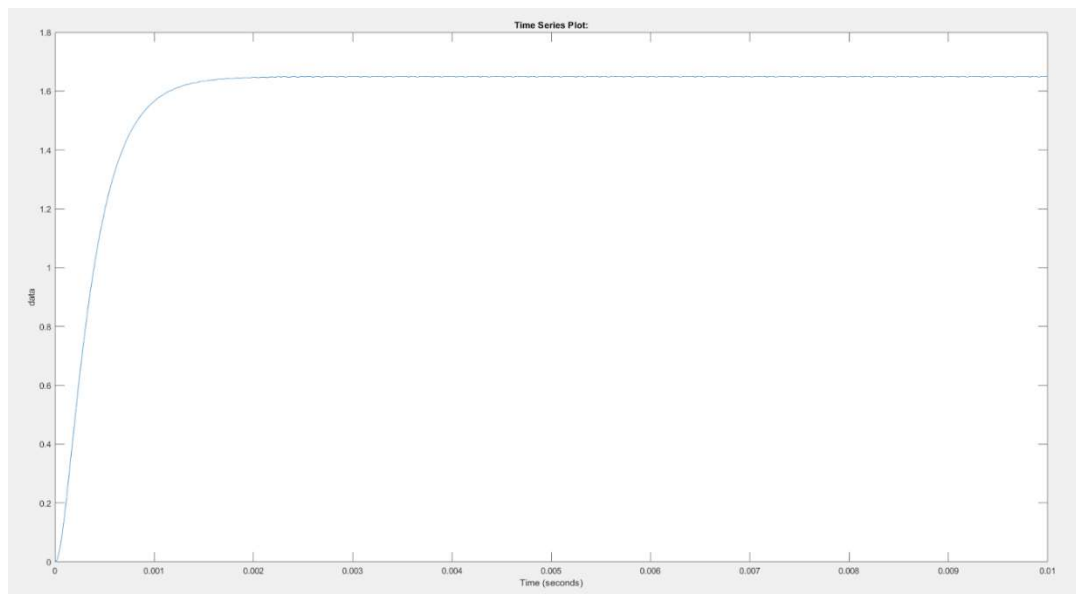
Bode de $C(p)G(p)F(p)$ en boucle ouverte

On voit une fréquence de coupure à 399Hz. A cet endroit, on a une phase bien supérieure à -135°, donc la marge de phase est garantie.

Lorsque l'on observe le montage sur Simulink :

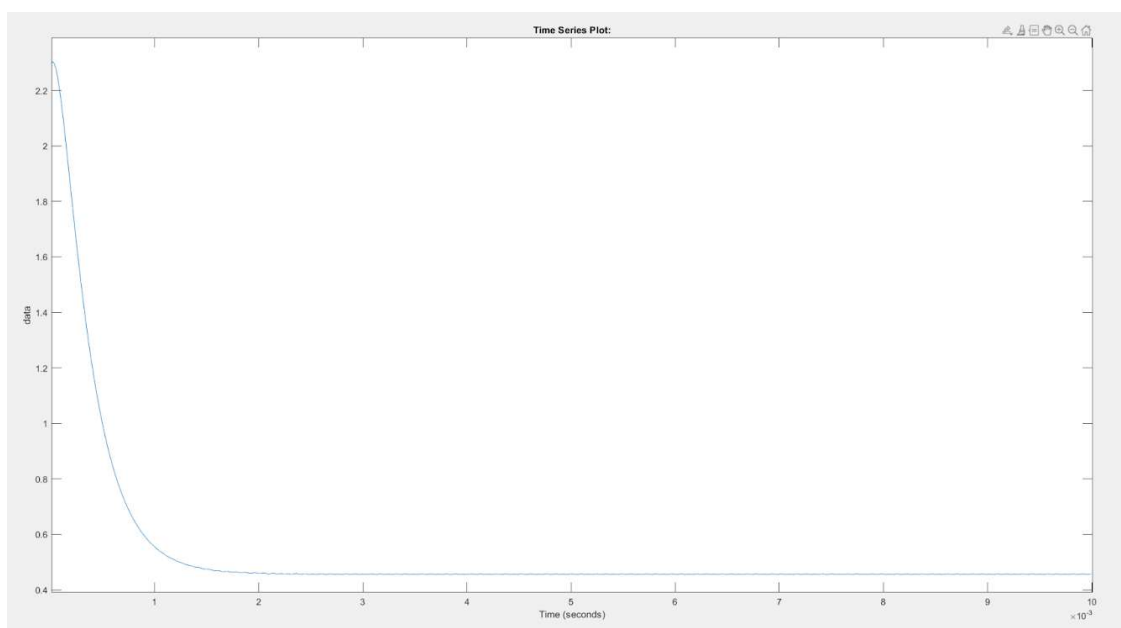


Simulink



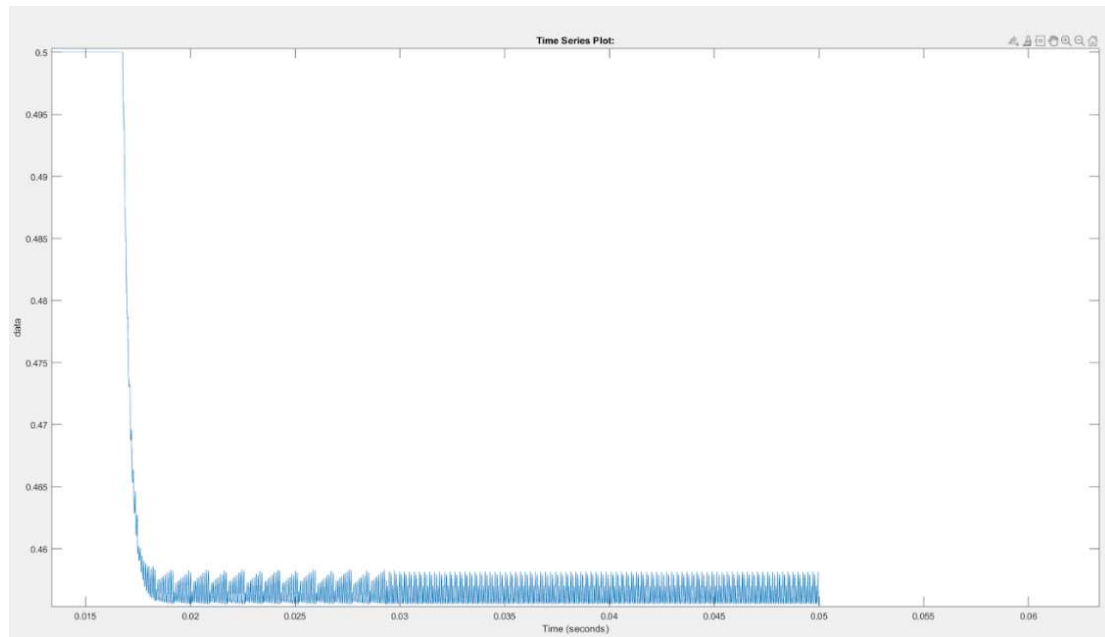
Réponse à un échelon de 1.65. L'erreur est nulle

Cependant, lorsque l'on observe alpha (notre duty cycle), on trouve jusqu'à 1.4. Or, ce n'est pas possible pour un duty cycle :



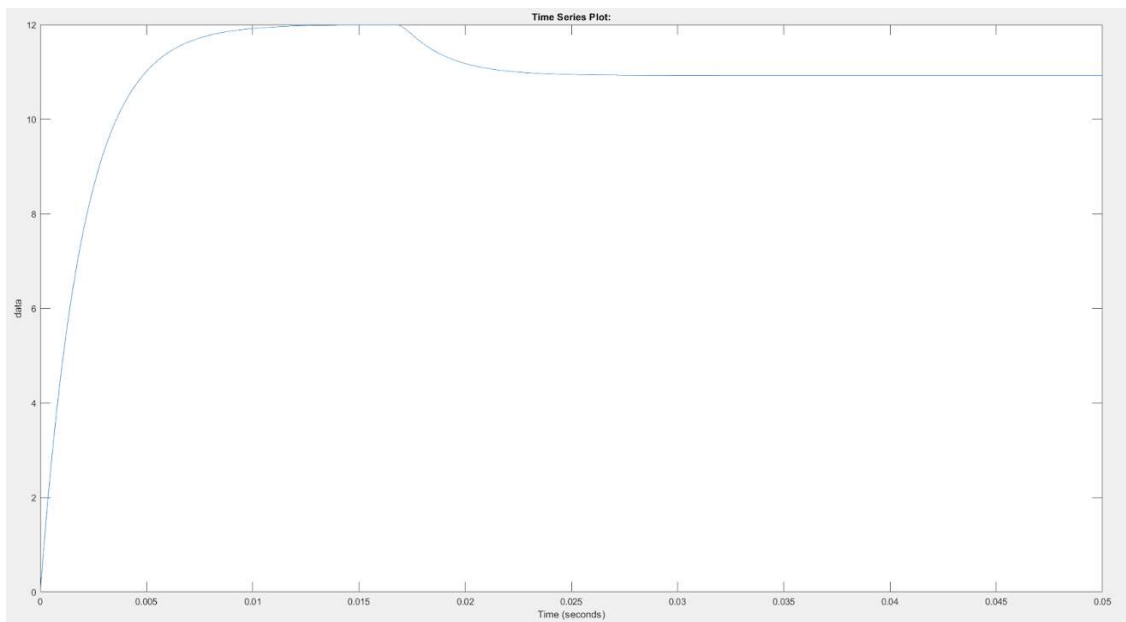
Alpha après un échelon de 1.65

Pour palier à ce problème, nous ajoutons un saturateur $+0.5/-0.5$. De ce fait, on peut contrôler la valeur de alpha.



Alpha après le saturateur en réponse à un échelon

Cependant, la présence du saturateur pose un nouveau problème. Le saturateur représente physiquement l'impossibilité pour le microcontrôleur de fournir une PWM avec un duty cycle qui sort de l'intervalle $[-0.5; 0.5]$. Or lors du début de l'échelon, le duty cycle veut atteindre une valeur d'environ 1.4. C'est impossible à atteindre, donc cette valeur sera saturée à 0.5. L'intégrateur va "forcer" pour que le duty cycle atteigne la valeur pour la commande. Une fois une valeur palier atteinte correspondant à un duty cycle inférieur à 0.5, l'intégrateur arrête de "forcer" et se rend compte que la valeur de sortie du système est trop grande par rapport à l'objectif. Le duty cycle va donc diminuer jusqu'à atteindre la valeur de croisière.



Sortie du système après réponse à un échelon avec saturateur

Asservissement dans le domaine discret (transformée bilinéaire)

La période d'échantillonnage du système a une incidence sur les données lues et sur la PWM en sortie. En effet, il faut que la période d'échantillonnage respecte le théorème de Shannon-Nyquist : si on considère que le signal d'entrée a une bande de fréquence de 500Hz, alors on veut avoir :

$$F_e > 2 \cdot F_{max} = 1kHz$$
$$T_e < 1ms$$

En sortie, le moteur a besoin d'une PWM de période:

$$T_{PWM} = \frac{1}{20k} = 50\mu s$$

On choisira alors combien de pulse de la PWM le moteur subit entre 2 échantillons. Pour commencer, on choisit 4 pulses par échantillon :

$$T_e = 4 \cdot T_{PWM} = 200\mu s$$

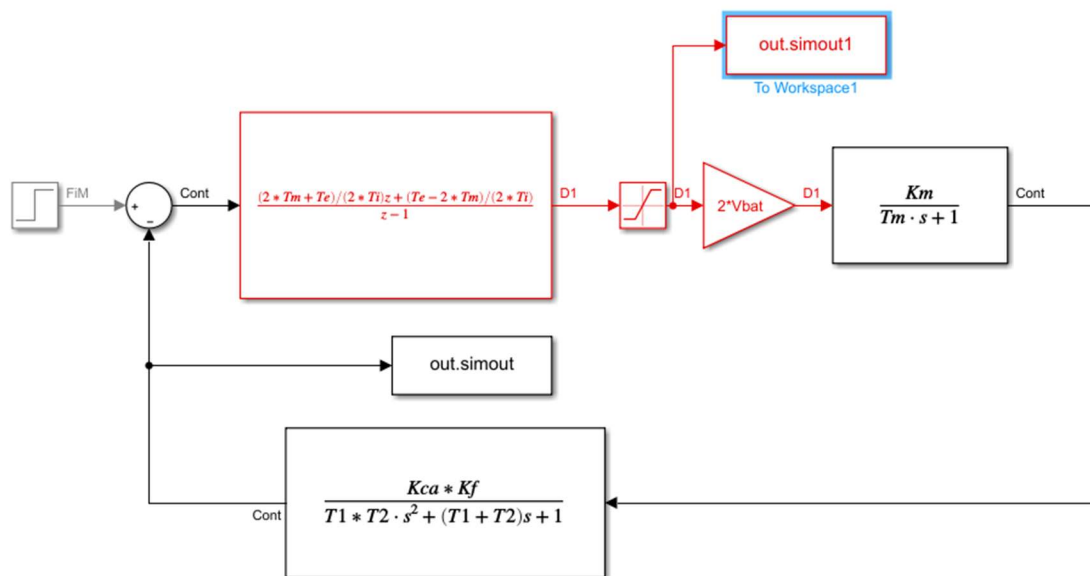
Cette période d'échantillonnage respecte le théorème de Shannon-Nyquist, et correspond à une fréquence de 5kHz.

La conception du système continu étant terminée, on va maintenant chercher à discrétiser la fonction de transfert continue du correcteur $C(s)$. Pour cela, on choisit d'utiliser l'approximation bilinéaire de la variable de Laplace p sur $C(p)$ en faisant un changement de variable.

$$p = \frac{2}{T_e} * \frac{z - 1}{z + 1}$$

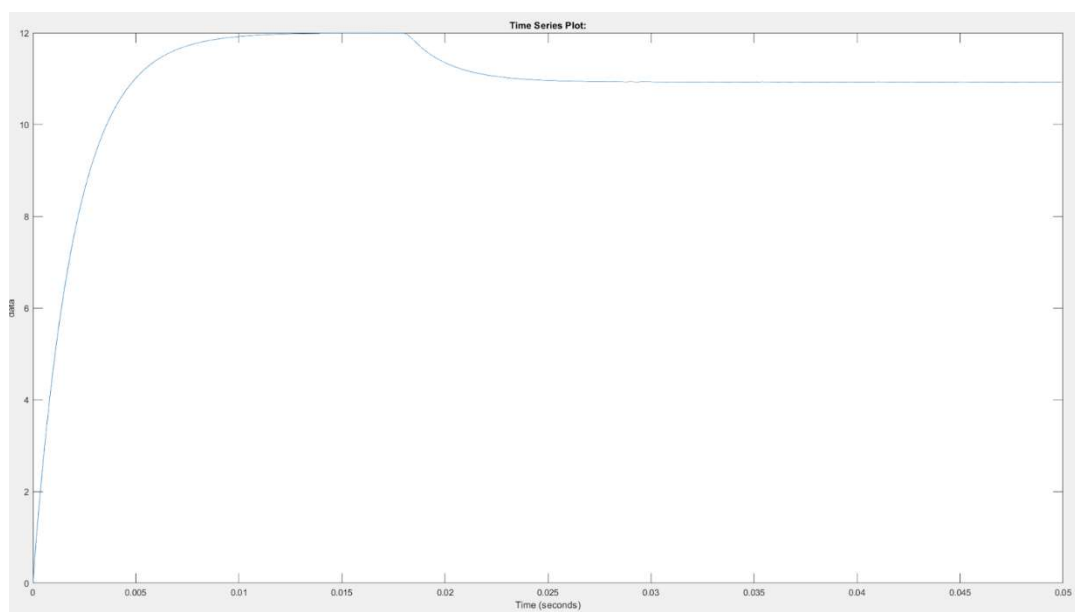
$$C(z) = \frac{z * \frac{2 * T_m + T_e}{2 * T_i} + \frac{T_e - 2 * T_m}{2 * T_i}}{z - 1}$$

On remplace $C(p)$ par la nouvelle fonction discrète $C(z)$ au niveau de Simulink.

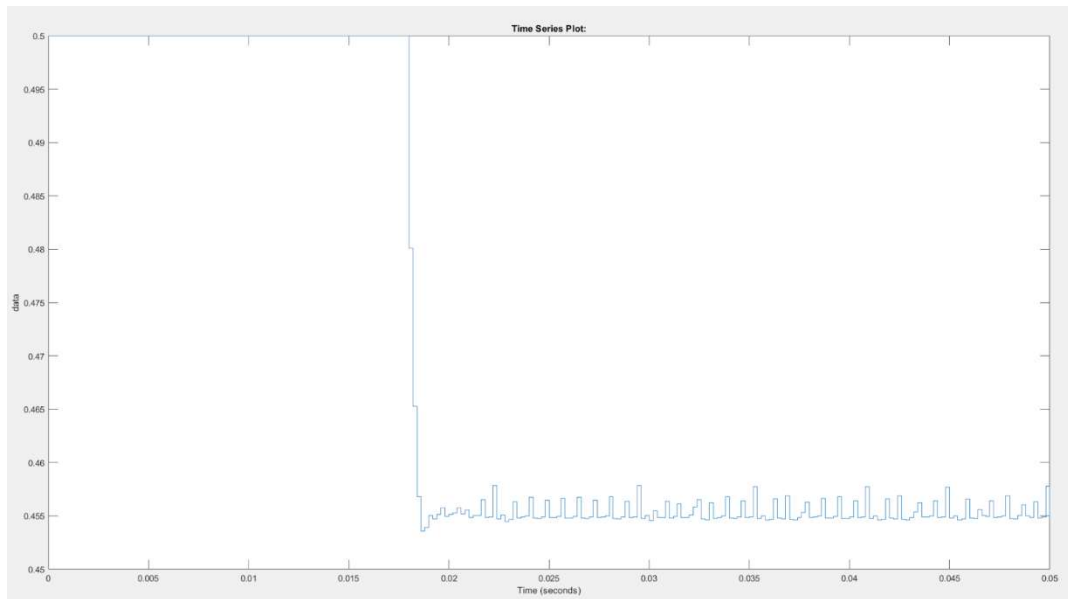


Simulink avec la fonction de transfert discrète

Si l'on regarde la réponse à un échelon en boucle fermée, elle est inchangée, comme ce que l'on voulait :



Réponse à un échelon avec C(z)



Alpha avec $C(z)$ dans le système

Implémentation de la loi de commande sur le micro-contrôleur

Suite au prochain épisode

INSA Toulouse

135, avenue de Rangueil
31077 Toulouse Cedex 4 - France
www.insa-toulouse.fr



MINISTÈRE
DE L'ÉDUCATION NATIONALE,
DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE