

TRAVAUX PRATIQUE AUTOMATIQUE 1: AEROTHERME

Étudiants: TRAN Gia Quoc Bao & VALLET Nicolas

Date: 10 Jan 2019

Professeur: KHENNOUF Hayate

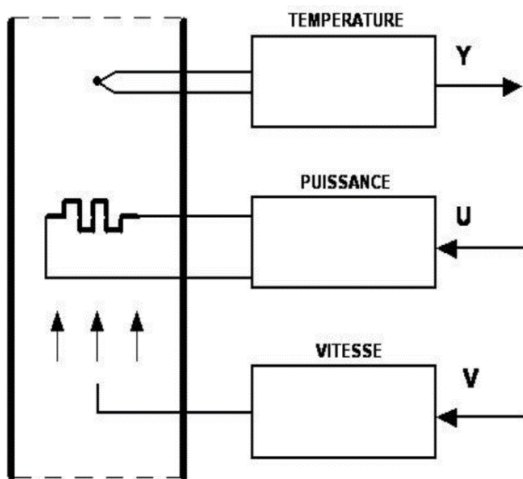
I. Objectifs:

On souhaite assurer la régulation de la température d'un procédé thermique en imposant:

- le temps de réponse du système bouclé.
- une erreur nulle en réponse à un échelon de consigne et de perturbation.

Le régulateur utilisé est un PID discret.

II. Présentation du procédé:



Il est constitué d'une cheminée métallique dans laquelle est disposée une résistance chauffante. Un ventilateur assure une circulation d'air dans la cheminée et un thermocouple permet de mesurer la température que l'on cherche à réguler. La température peut varier de 0 à 200°C. La tension fournie par le conditionnement varie de 0 à 10V pour cette plage de température. Un amplificateur contrôle la puissance dans la résistance chauffante. La puissance varie de 0 à la puissance maximale pour une entrée variant de 0 à 10V. La régulation de vitesse sur le ventilateur permet de faire varier sa vitesse de V_{\min} à V_{\max} pour une entrée variant de 0 à 10V.

III. Préparation:

1. Modélisation et identification:

a. Justification de choix de point de fonctionnement:

À partir des réponses indicielles y/u et y/v , on voit que si $u = u_0 = 5V$ et $v = v_0 = 6V$, $y = 3.2$ en régime permanent. Et pour les valeurs différentes de u et v on a des valeurs différentes de y . Alors on a choisi le point de fonctionnement comme $(u_0, v_0) = (5, 6) V$.

b. Identification des fonctions de transfert:

En supposant que ces fonctions de transfert (stables) sont du deuxième ordre avec un pôle double, et à partir des réponses indicielles on voit que ils ont le même temps de réponse mais différents gains, ces fonctions ont la forme:

$$F(p) = \frac{k_1}{(1 + \tau p)^2}, P(p) = \frac{k_2}{(1 + \tau p)^2}$$

On peut calculer des gains à partir des valeurs en régime permanent:

$$k_1 = \frac{3.84}{6} = 0.64, k_2 = \frac{0.25}{-1} = -0.25$$

À partir des temps de réponse, pour un système d'ordre 2:

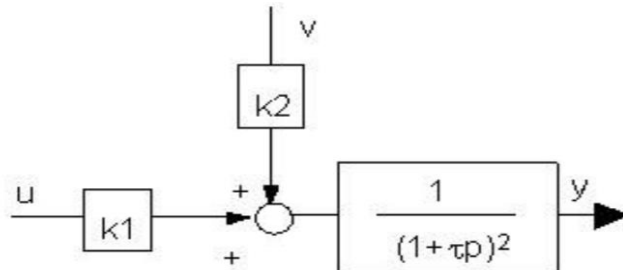
$$4.75\tau = 30 \rightarrow \tau = \frac{30}{4.75} = 6.32 \text{ (s)}$$

c. Justification du schéma bloc:

On a:

$$Y(p) = \frac{k_1}{(1 + \tau p)^2} U(p) + \frac{k_2}{(1 + \tau p)^2} V(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^2} (k_1 U(p) + k_2 V(p))$$

Alors on peut mettre le schéma bloc sous la forme suivante:



d. Justification de choix de la période d'échantillonnage:

Si le coefficient d'amortissement est égal à 1, la bande passante du système de 2^e ordre:

$$f_{BP} = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_{des}} = \frac{1}{2\pi \times 3} = 0.0531 \text{ Hz}$$

La règle utilisée pour le choix de la fréquence d'échantillonnage:

$$f_e = 6 \text{ à } 25 f_{BP} = 0.3183 \text{ à } 1.3263 \text{ Hz}$$

Alors la période d'échantillonnage:

$$T_e = 0.7540 \text{ à } 3.1417 \text{ (s)}$$

Alors $T_e = 2\text{(s)}$ est un choix acceptable.

e. Calcul de la fonction de transfert F(z):

$$F(p) = \frac{k_1}{(1 + \tau p)^2} \rightarrow F(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

Avec:

$$\begin{aligned} b_1 &= k_1 \left(1 - \left(1 + \frac{T_e}{\tau} \right) e^{-\frac{T_e}{\tau}} \right) = 0.64 \left(1 - \left(1 + \frac{2}{6.32} \right) e^{-\frac{2}{6.32}} \right) = 0.026 \\ b_2 &= k_1 \left(\frac{T_e}{\tau} - 1 + e^{-\frac{T_e}{\tau}} \right) e^{-\frac{T_e}{\tau}} = 0.64 \left(\frac{2}{6.32} - 1 + e^{-\frac{2}{6.32}} \right) e^{-\frac{2}{6.32}} = 0.0211 \\ a_1 &= -2e^{-\frac{T_e}{\tau}} = -2e^{-\frac{2}{6.32}} = -1.4575 \\ a_2 &= e^{-2\frac{T_e}{\tau}} = e^{-2\frac{2}{6.32}} = 0.5310 \end{aligned}$$

2. *Réglage d'un correcteur PID discret:*

a. Les fonctions de transfert en boucle fermée, si le correcteur compense les pôles du système:

$$K_1(z) = \frac{r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1})} = \frac{r_0 \left(1 + \frac{r_1}{r_0} z^{-1} + \frac{r_2}{r_0} z^{-2} \right)}{(1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1})}$$

En asservissement:

$$A_1(z) = \frac{K_1(z)F(z)}{1 + K_1(z)F(z)} = \frac{b_1 r_0 z^{-1} + b_2 r_0 z^{-2}}{1 + (s'_1 + b_1 r_0 - 1)z^{-1} + (b_2 r_0 - s'_1)z^{-2}}$$

En régulation:

$$R_1(z) = \frac{K_1(z)P(z)}{1 + K_1(z)P(z)}$$

b. Les fonctions de transfert en boucle fermée, si le correcteur ne compense pas les pôles du système:

$$K_2(z) = \frac{r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1})}$$

En asservissement:

$$\begin{aligned} A_2(z) &= \frac{K_2(z)F(z)}{1 + K_2(z)F(z)} = \frac{0.026z^{-1} + 9.15 \times 10^{-3}z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1}) + 0.026z^{-1} + 9.15 \times 10^{-3}z^{-2}} \\ &= \frac{(r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2})(0.026z^{-1} + 0.0211z^{-2})}{(1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1})(1 - 1.457z^{-1} + 0.531z^{-2}) + (r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2})(0.026z^{-1} + 0.0211z^{-2})} \\ &= \frac{(r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2})(0.026z^{-1} + 0.0211z^{-2})}{1 + (s'_1 - 1 + 0.026r_0)z^{-1} + (-s'_1 + 0.026r_1 + 0.0211r_2)z^{-2} + (0.026r_2 + 0.0211r_1)z^{-3} + 0.0211r_2 z^{-4}} \end{aligned}$$

En régulation:

$$R_1(z) = \frac{K_2(z)P(z)}{1 + K_2(z)P(z)}$$

c. Calcul des réglages des correcteurs:

Les pôles dominants imposés correspondent à une double constante de temps τ_{des} de 3s. Le temps de réponse désiré est alors: $\tau_{res(des)} = 4.75 \times 3 = 14.25$ s. Pour le 1er correcteur:

$$z^2 + (s'_1 + b_1 r_0 - 1)z + (b_2 r - s'_1) = \left(z - e^{\frac{-T_e}{\tau_{des}}}\right)^2 \rightarrow \begin{cases} r_0 = 5.0271 \\ s'_1 = -0.1577 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} r_1 = -7.3268 \\ r_2 = 2.6696 \end{cases}$$

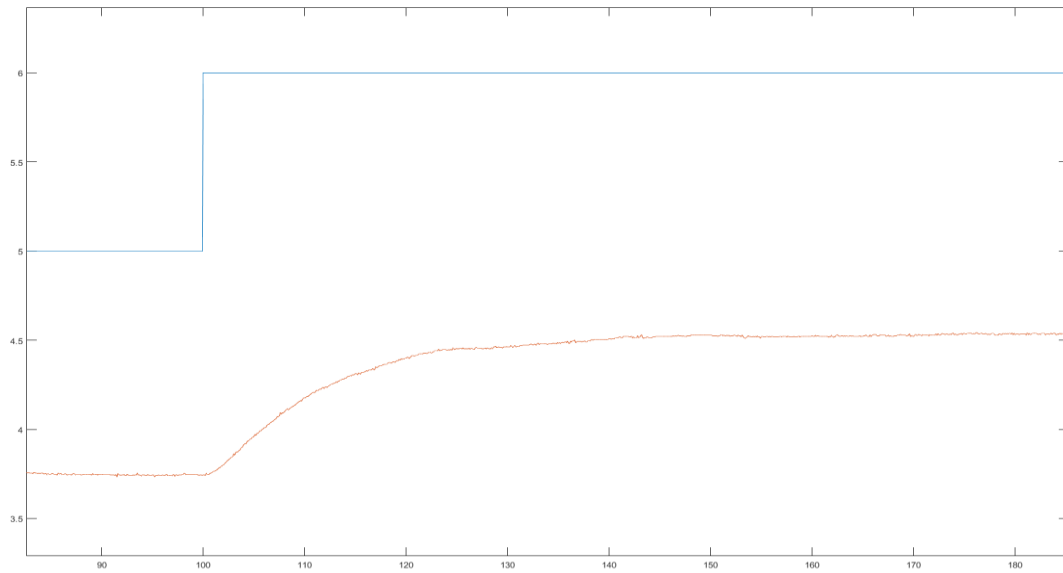
Pour le 2e correcteur on impose les 2 autres pôles qui sont 0 (pôles discrets):

$$r_0 = 34.1557, r_1 = -42.7808, r_2 = 88.5246, s'_1 = -35.2989$$

IV. Expérimentation:

1. *Obtention de nouvelles valeurs:*

Afin d'obtenir un modèle plus proche de l'aérotherme étudié, on trace la réponse unitaire du système en boucle ouverte:



On a déterminé ces nouvelles valeurs:

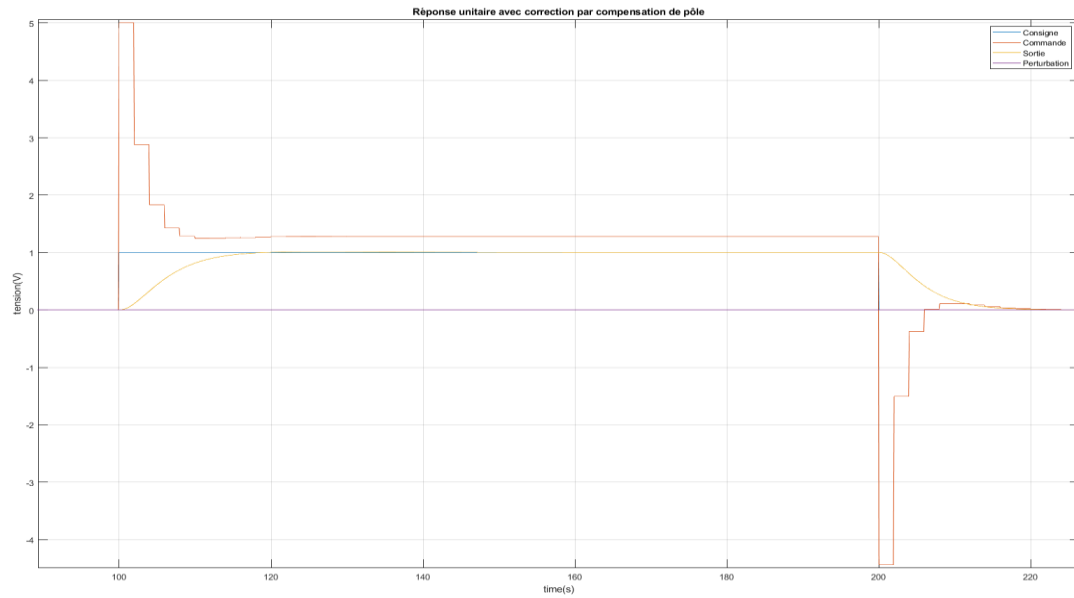
$$k_{1,r\acute{e}el} = 4.53 - 3.75 = 0.78, \tau_{res,r\acute{e}el} = 36.3(s) \rightarrow \tau_{r\acute{e}el} = 7.64 (s)$$

2. Tester en simulation des régulateurs:

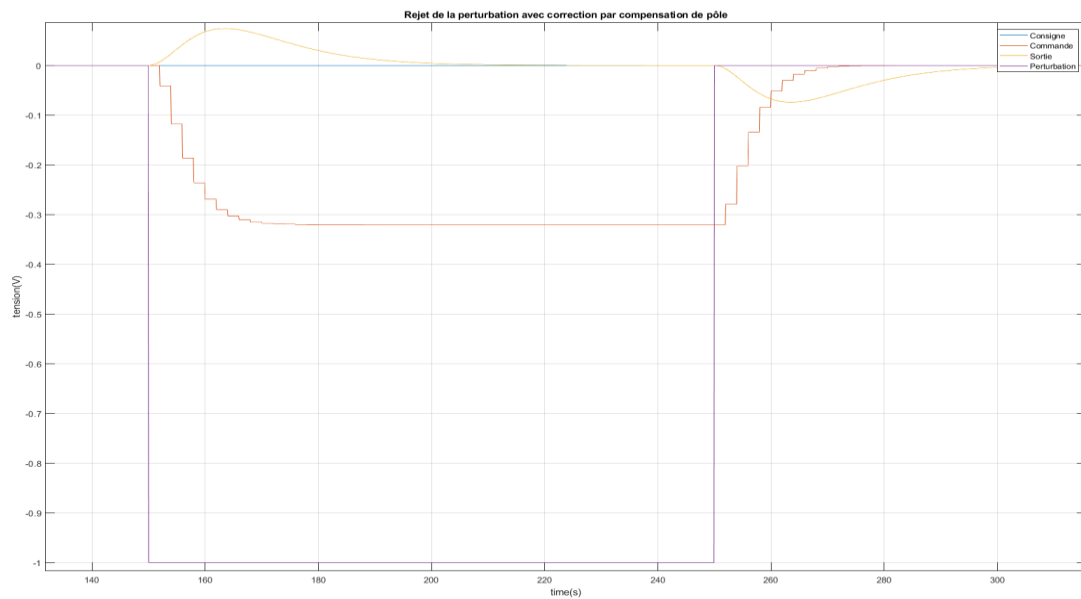
En utilisant la méthode de compensation de pôles, on trouve:

$$r_0 = 5.7221, r_1 = -8.8084, r_2 = 13.6523, s'_1 = 0.5417$$

On trace la réponse à un échelon unitaire:



On trace la réponse du système corrigé à une perturbation:

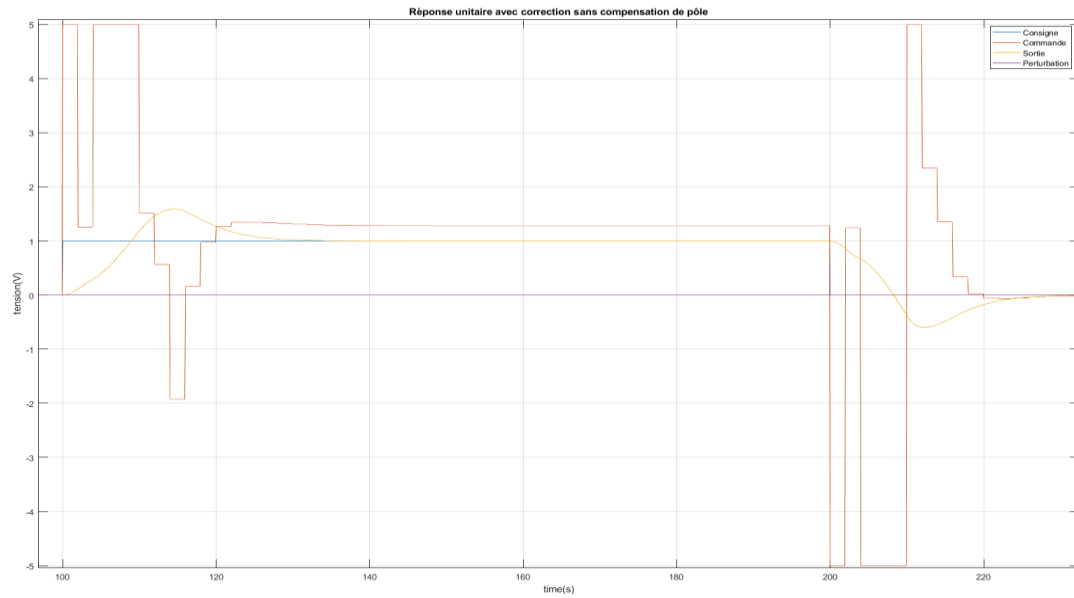


On observe le rejet de la perturbation.

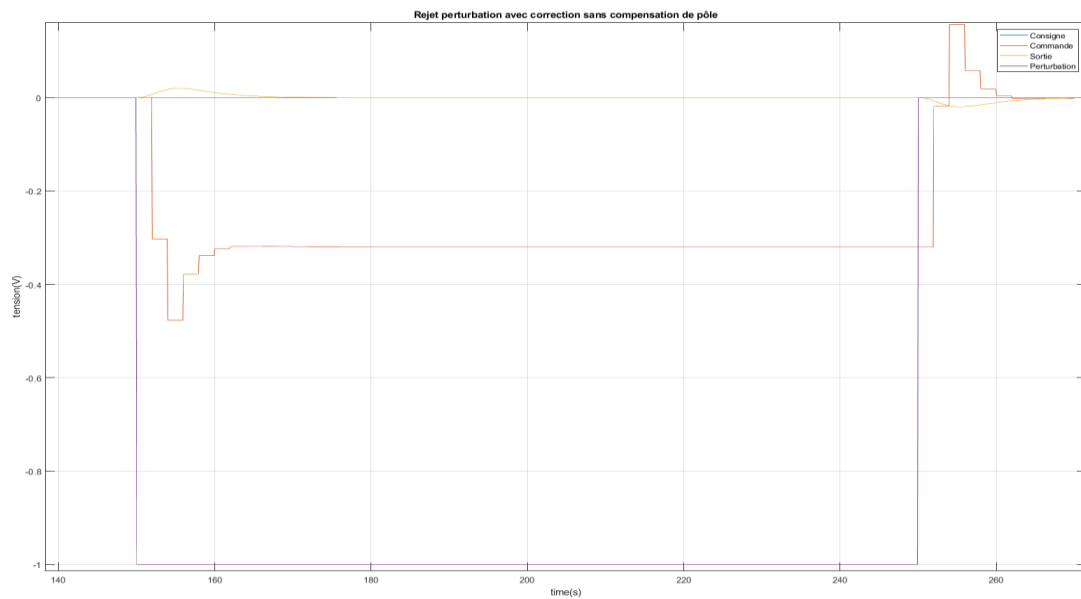
Sans utiliser la méthode de compensation de pôles, on trouve:

$$r_0 = 41.9617, r_1 = -54.0811, r_2 = 17.8415, s'_1 = 0.5688$$

On trace la réponse à un échelon unitaire:

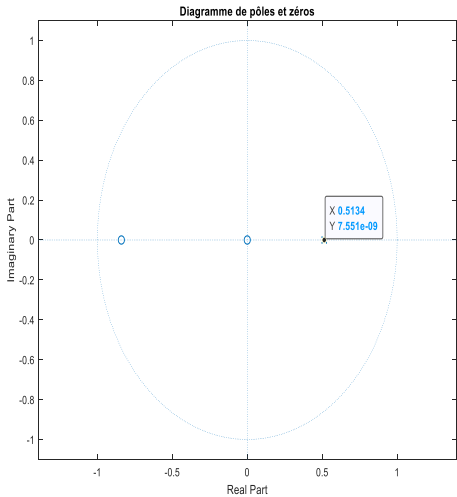
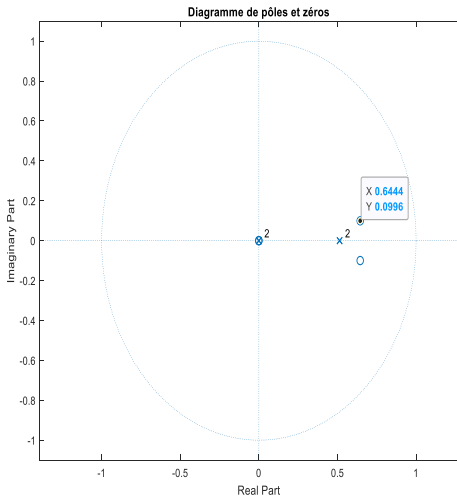


On trace la réponse du système corrigé à une perturbation:



On observe le rejet de la perturbation.

3. Comparaison des 2 méthodes:

	Avec compensation de pôle	Sans compensation de pôle
Temps de réponse	14.38 s	26.816 s
Gain statique	1	1
Saturation	Oui, mais juste pour 1 échantillon	Oui
Dépassement	Non	60%
Rejet de la perturbation	Oui	Oui
Pôles/zéros	<p>2 pôles (0.5134 double) 2 zéros (0 et -0.8398)</p> 	<p>4 pôles (0.5134 double et 0 double) 4 zéros (0 double et $0.6444 \pm j0.0996$)</p> 

Explication des résultats:

Pour la correction avec compensation de pôles, on trouve $tr_{5\%} = 14.38 \text{ s}$, donc $\tau = 3.02 \text{ s} \approx 3 \text{ s}$.

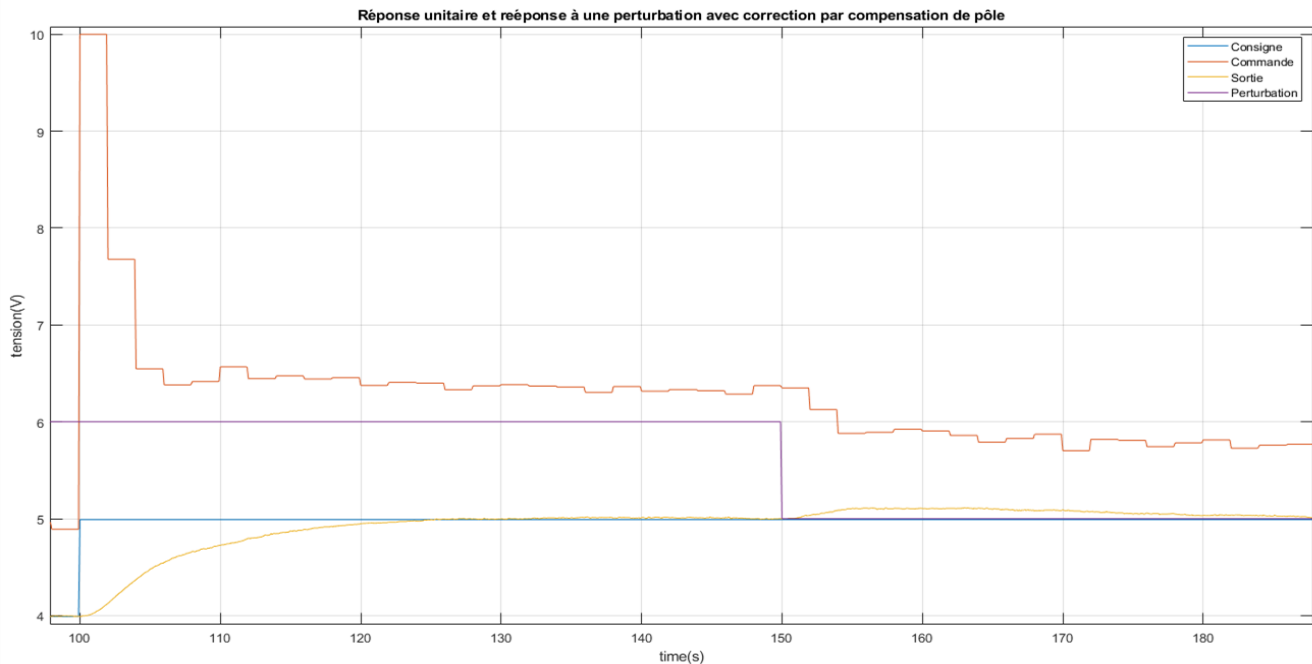
Ce qui correspond aux pôles doubles trouvés, $Z_{1,2} = e^{-Te/\tau} = 0.5134$.

Pour la correction sans compensation de pôle, malgré la présence d'un pôle double supplémentaire, le pôle double 0.5134 reste dominant mais la différence dans le temps de réponse s'explique par un fort dépassement causé par les zéros de la fonction de transfert.

	Correction avec compensation de pôle	Correction sans compensation de pôle
Avantage	Temps de réponse respecté Gain unitaire	Fort rejet de la perturbation Gain unitaire
Inconvénient	Faible rejet de la perturbation	Temps de réponse non respecté et présence d'un fort dépassement

4. Tester sur le procédé réel:

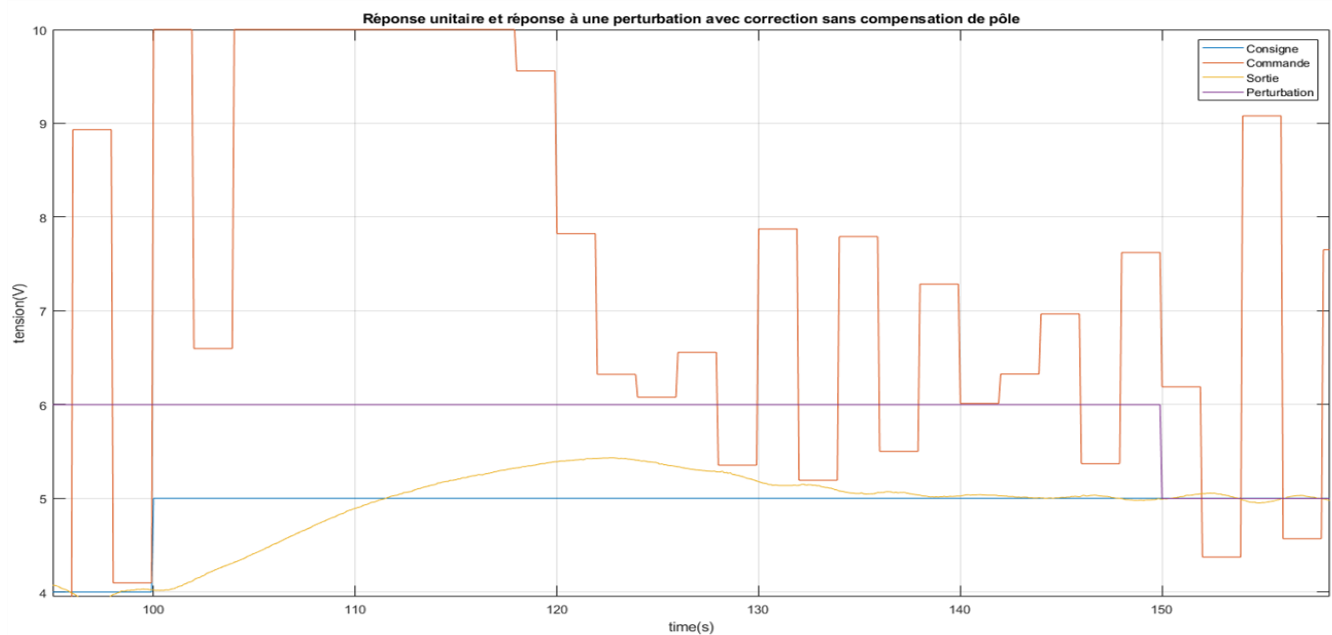
Dans le cas du correcteur avec compensation de pôle, on obtient les résultats suivants:



Pour la réponse unitaire, on a $K = 1$ et $tr_{5\%} = 20$ s donc $\tau = 4.2$ s, le temps de réponse est supérieur à celui du cahier des charges, cette différence peut être dû par une mauvaise approximation de la constante de temps du système au début de la manipulation à cause d'une dérive de la sortie.

On observe que la perturbation est rejetée mais il faut au système environ 25 s pour la rejeter.

Dans le cas du correcteur sans compensation de pôle, on obtient les résultats suivants:



Pour la réponse unitaire, on a $K = 1$ et $tr_{5\%} = 35s$ donc $\tau = 7.36s$, le temps de réponse est très supérieur à celui du cahier des charges, cette différence est causé par le dépassement de 43% que l'on peut observé sur la figure. Comme prévu par les simulations, ce correcteur est bien plus lent que celui par compensation de pôles.

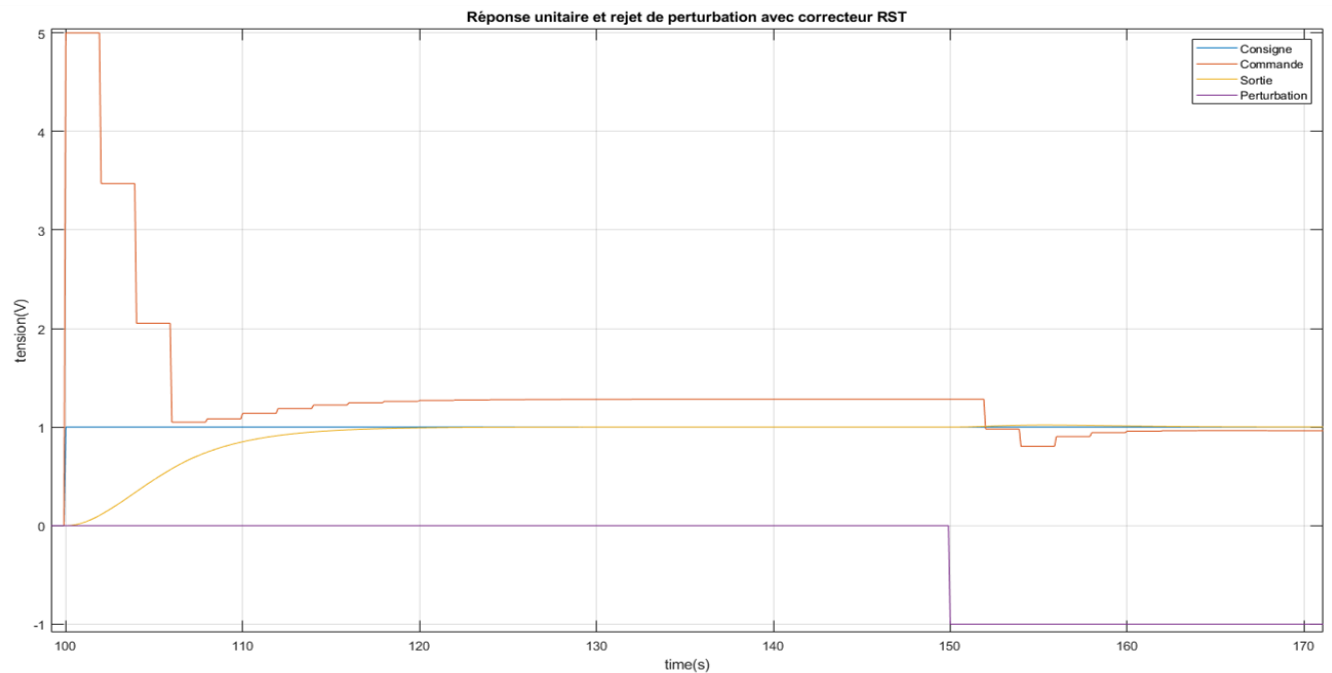
On observe que la perturbation est rejetée en 4s environ, ce correcteur rejette donc mieux les perturbations que l'autre, comme prévu dans la simulation.

5. La modification de la structure du régulateur:

Pour avoir le temps de réponse désiré, rejeter la perturbation et éviter le dépassement, on propose un correcteur de type PID avec la structure RST. On garde les mêmes valeurs pour R et S que celle du correcteur sans compensation de pôle, et on pose:

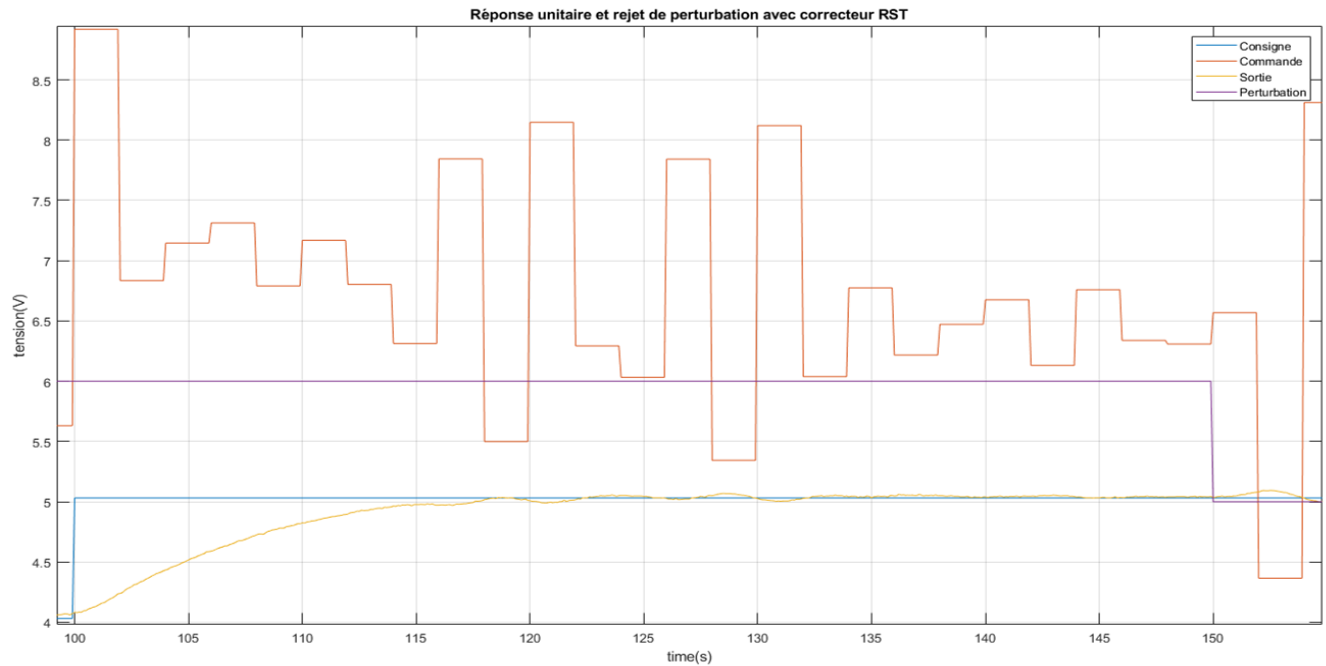
$$T(z) = R(1) = r_0 + r_1 + r_2 = 5.7221$$

On teste ce correcteur en simulation et trace la réponse:



On observe un temps de réponse de environ 14 s, une erreur statique nulle et le rejet de perturbation. Le cahier des charges est bien respecté dans la simulation.

On teste ce correcteur sur le système réel et trace la réponse:



On observe un temps de réponse de environ 13.8 s, une erreur statique nulle et le rejet de perturbation.

Ce nouveau correcteur possède les avantages des deux précédents correcteurs, c'est à dire un temps de réponse conforme au cahier des charges, pas de dépassement et un rejet rapide de la perturbation.