

TP Analyse et performance des systèmes
linéaires
Asservissement d'un système à trois bacs d'eau

E. SHULGA
B. DATO

7 décembre 2015

1 Présentation du procédé

Le système étudié est composé de trois bacs cylindriques disposés en série et reliés par des tuyaux d'écoulement. Le dernier bac se vide dans un réservoir et deux pompes de débits contrôlables permettent de remplir le premier et le dernier bac. Nous nous intéressons à la régulation de niveau d'eau dans les bacs qui sont $H_1(t)$, $H_2(t)$ et $H_3(t)$. On travaille sur de faibles variations autour d'un point d'équilibre. En utilisant seulement une seule pompe pour contrôler le débit d'entrée dans le premier bac en observant le niveau d'eau $H_1(t)$ en sortie, on a la fonction de transfert suivante :

$$G(p) = \frac{16p + 20}{p^3 + 7p^2 + 12.75p + 6.75} \quad (1)$$

Cet asservissement est soumis à des perturbations exogènes suivante :

- (I) Un débit de fuite constante au niveau du bac numéro 1 que l'on nommera $W_u(p)$.
- (II) Un bruit de mesure sur le capteur permettant la mesure de $H_1(t)$ que l'on nommera $n(p)$.

L'asservissement que l'on souhaite réaliser comportera les spécification suivantes :

- (a) La stabilité du système en boucle fermée,
- (b) Une erreur de position nulle,
- (c) Une erreur de vitesse limitée à 1 (lorsque l'entrée de consigne est une rampe de pente 1),
- (d) Une convergence vers la consigne en moins de $3sec$, sans oscillation, ni dépassement,
- (e) Un rejet de perturbation de fuite,
- (f) Un rejet du bruit de mesure au delà de $100Hz$ d'au moins $60dB$ par décade.

2 Analyse d'une commande proportionnelle intégrale

2.1 Correcteur Proportionnel Intégral (PI)

Dans cette partie, on utilise une commande proportionnelle intégrale de la forme $U(p) = k \frac{1+\tau_i p}{\tau_i p} \epsilon(p)$.

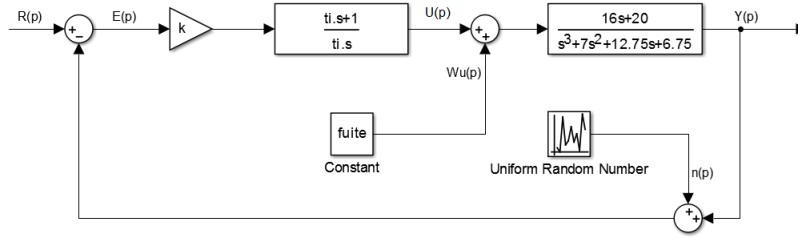


FIGURE 1 – Schéma bloc de l'asservissement avec commande proportionnelle intégrale et mise en évidence dans différents signaux exogènes

Notre étude se fait autour d'un point d'équilibre, la quantité d'eau dans les bacs reste alors sensiblement la même. Ainsi, la pression au niveau de la fuite varie très peu aussi. On peut alors considérer que le débit de fuite est constant.

Traçons maintenant sur Matlab le diagramme asymptotique de $K(p) = \frac{U(p)}{\epsilon(p)}$:

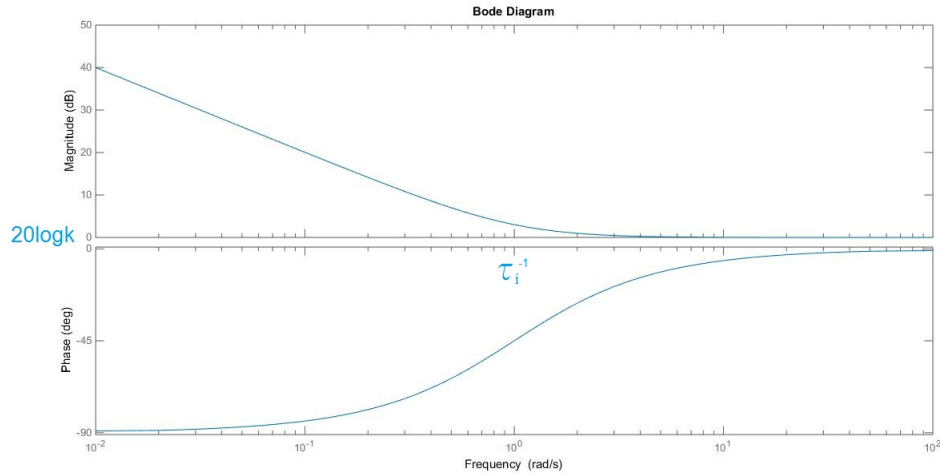


FIGURE 2 – Diagramme asymptotique de la commande proportionnelle intégrale pour $k = 1$ et $\tau_i = 1s$

Les propriétés principales souhaitées pour un système linéaire sont la stabilité, la performance et la robustesse. Un système est stable lorsque les pôles de sa fonction de transfert sont à partie réelle strictement négative. La performance se traduit par la précision, la rapidité et la limitation du dépassement de la fonction de transfert. Enfin la robustesse concerne le rejet des perturbations et du bruit de mesure.

Avec un correcteur proportionnel intégral, on peut espérer améliorer la précision car l'erreur statique sera annulée. Cependant, il y a une perte de stabilité à cause de la perte de phase de -90 pour les basses fréquences comme on peut le voir sur la figure 2. De plus, la réponse du système convergera vers la référence plus lentement due à une diminution de la bande passante.

2.2 Définition fonction de sensibilité et de co-sensibilité

Il est possible d'exprimer la sortie $Y(p)$ et l'erreur $E(p)$ de notre système (figure 1) en fonction des différents signaux $R(p)$, $W_u(p)$ et $n(p)$:

$$Y(p) = \frac{G(p)}{1+K(p)G(p)}W_u(p) + \frac{K(p)G(p)}{1+K(p)G(p)}R(p) - \frac{K(p)G(p)}{1+K(p)G(p)}n(p) \quad (2)$$

$$= G(p)S(p)W_u(p) + T(p)R(p) - T(p)n(p)$$

$$E(p) = \frac{1}{1+K(p)G(p)}(R(p) - n(p)) - \frac{G(p)}{1+K(p)G(p)}W_u(p) \quad (3)$$

$$E(p) = S(p)(R(p) - n(p)) - G(p)S(p)W_u(p)$$

$$\text{avec } S(p) = \frac{1}{1+K(p)G(p)} \quad \text{et} \quad T(p) = \frac{K(p)G(p)}{1+K(p)G(p)} \quad (4)$$

On appelle alors $S(p)$ la fonction de sensibilité et $T(p)$ la fonction de co-sensibilité ($S(p) + T(p) = 1$). Afin de satisfaire les diverses spécifications désirées dans la partie 1, nous allons créer un gabarit pour la fonction de sensibilité et indirectement pour la fonction de co-sensibilité.

2.3 Gabarit de la fonction de sensibilité $S(p)$

2.3.1 Erreur de position nulle

La première contrainte sur le gabarit que nous sommes en train de construire est que l'erreur statique doit être nulle. Calculons l'erreur de position en réponse à une entrée $R(p)$ de type échelon en fonction de la sensibilité $S(p)$, sans perturbations ni bruit de mesure :

$$\lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} pR(p)S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{p} S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} S(p) = 0 \quad (5)$$

Cela montre alors que $\lim_{p \rightarrow 0} |S(p)|_{dB} = -\infty$

2.3.2 Erreur de vitesse

On souhaite maintenant que l'erreur de vitesse en réponse à un échelon soit limité à 1 :

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} pE(p) &= \lim_{p \rightarrow 0} pR(p)S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{p^2} S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{S(p)}{p} \leq 1 \\ &\Leftrightarrow \lim_{p \rightarrow 0} S(p) \leq \lim_{p \rightarrow 0} p \end{aligned} \quad (6)$$

Ainsi, cela nous permet de fixer la position verticale de l'asymptote que nous avons avec l'erreur de position. Cette condition confirme la pente de $+20dB/dec$ puisque $20 \log |S| \rightarrow 20 \log |p|$ lorsque $p \rightarrow 0$, l'asymptote s'annule alors pour une pulsation de 1. La fonction $S(p)$ devra être inférieure à cette droite pour de petites fréquence. On peut alors tracer une première ébauche de notre gabarit (figure 3).

2.3.3 Vitesse de convergence

D'après la spécification (d), on désire que la réponse de notre système converge vers la référence en $3sec$. Soit τ_m le temps de montée, comme nous souhaitons que notre système se comporte comme un système du second ordre, on sait que $\tau_m \omega_b = 3$. On en déduit que $\omega_b = 1$ pour $\tau_m = 3s$. Cette contrainte se traduit plus facilement sur la fonction de co-sensibilité pour les fréquences inférieures à ω_b tel que :

$$|T(p)|_{dB} \geq |T(0)|_{dB} - 3 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{|T(p)|}{|T(0)|} \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

Or, en calculant le limite $T(p)$ avec $p \rightarrow 0$ on obtient que $|T(0)| = 1$. On a alors :

$$\begin{aligned} |T(p)| \geq \frac{1}{\sqrt{2}} &\Leftrightarrow 1 - |S(p)| \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \geq |S(p)| \\ &\Leftrightarrow |S|_{dB} \leq 20 \log(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}) \Leftrightarrow |S|_{dB} \leq -10.67 \end{aligned} \quad (8)$$

On peut ajouter cette contrainte sur le gabarit (figure 4)

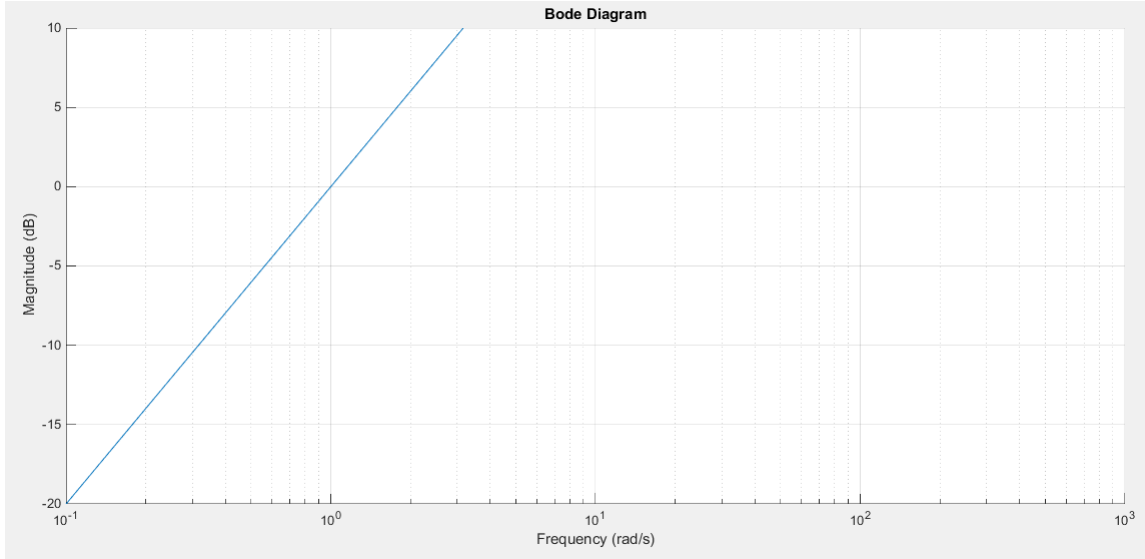


FIGURE 3 – Gabarit de la fonction sensibilité pour les spécifications (b) et (c)

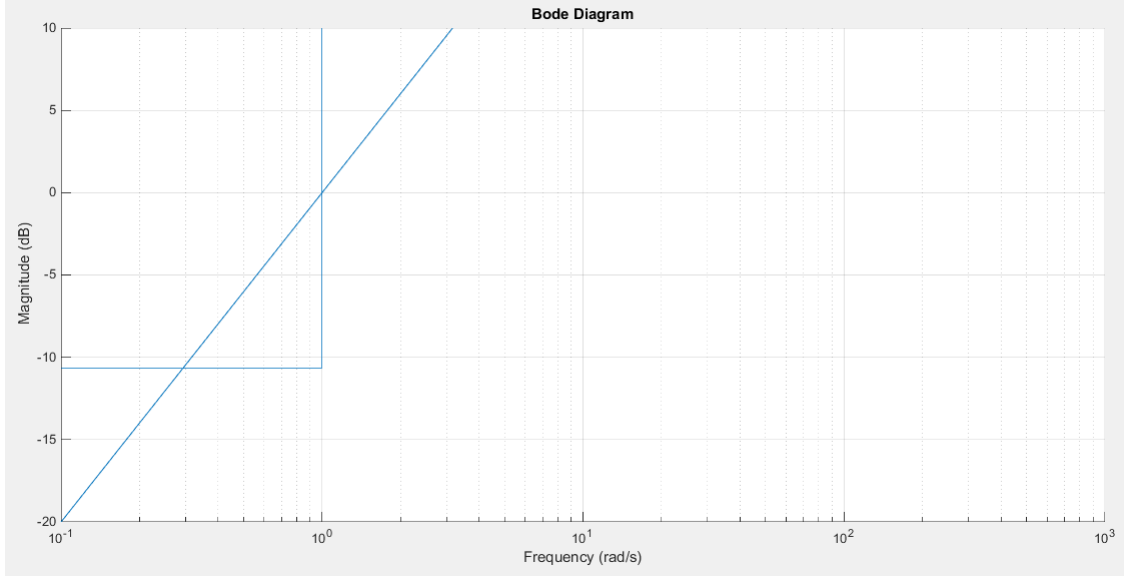


FIGURE 4 – Gabarit de la fonction sensibilité pour les spécifications (b),(c) et vitesse de convergence à 3s

2.3.4 Oscillations

Toujours d'après la spécification (d), on ne souhaite pas d'oscillations dans la réponse de notre système. En nous plaçant dans les conditions d'un système du second ordre, cela est respecté pour le coefficient d'amortissement $\xi \geq 0.7$. Pour la fonction de sensibilité, cela contraint la norme $\|S\|_\infty$ à être inférieur ou égale à 3dB comme on peut le voir sur la figure 5.

2.4 Identification de la fonction de sensibilité

Calculons maintenant l'erreur de vitesse en fonction des paramètres k et τ_i du correcteur proportionnel intégral :

$$\lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} pR(p)S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{p^2} S(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{S(p)}{p} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} \frac{1}{1 + (\frac{k}{\tau_i p} + k) \left(\frac{1}{p^3 + 7p^2 + 12.75p + 6.75} \right)} = 0.3375 \frac{\tau_i}{k} \quad (9)$$

Si maintenant, on applique la condition sur l'erreur de vitesse, on a :

$$0.3375 \frac{\tau_i}{k} \leq 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{k}{\tau_i} \geq 0.3375 \quad (10)$$

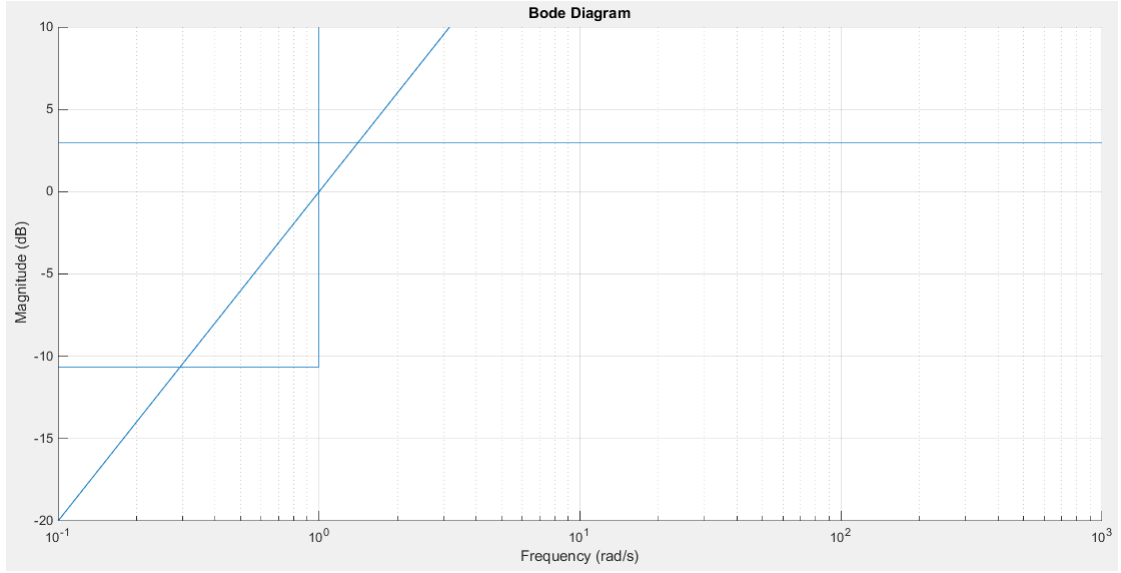


FIGURE 5 – Gabarit de la fonction sensibilité pour les spécifications (b), (c), vitesse de convergence à $3s$ et pas d'oscillations

On doit utiliser cette dernière condition pour trouver le jeu de paramètres k et τ_i qui correspond au mieux au dernier gabarit que nous avons trouvé. Pour trouver ces paramètres, on cherche de manière empirique en traçant la fonction de sensibilité sur Matlab et on trouve $\tau_i = 4s$ et $k = 1.35$. On peut voir sur la figure 6 que ces valeurs permettent de bien suivre le gabarit que nous nous sommes fixés.

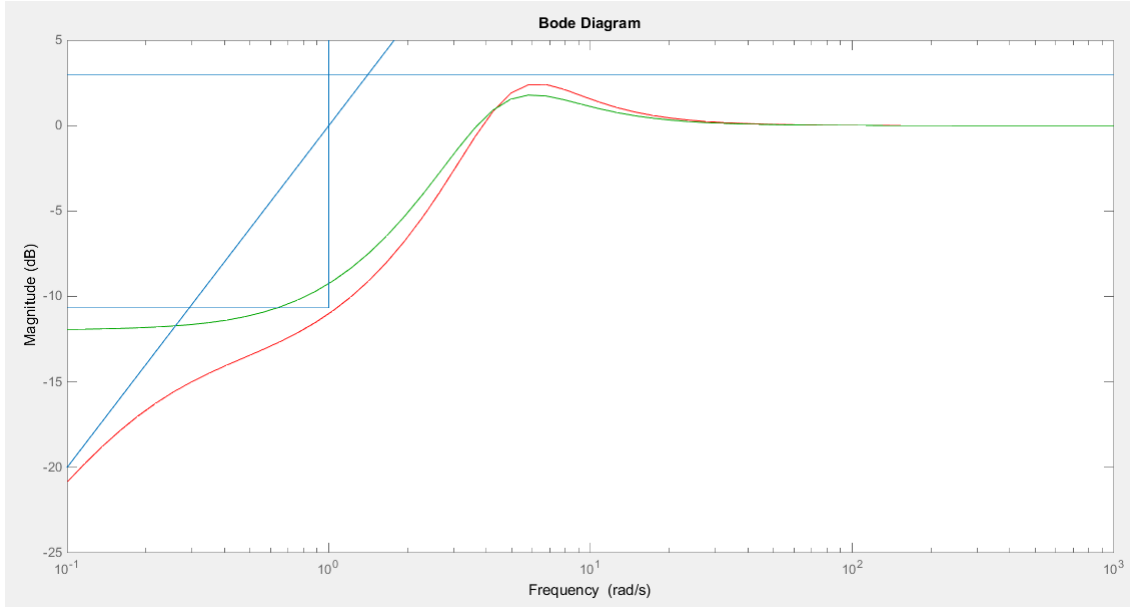


FIGURE 6 – Gabarit de la fonction sensibilité pour les spécifications (b), (c), vitesse de convergence à $3s$ et pas d'oscillations (bleu) ; Fonction sensibilité avec correcteur PI pour $\tau_i = 4s$ et $k = 1.35$ (rouge) ; Fonction de sensibilité sans le correcteur

2.5 Fonctions de sensibilité $S(p)$ et de co-sensibilité $T(p)$

2.5.1 Diagrammes de Bode

On trace alors les diagrammes de Bode de la fonction de sensibilité et de co-sensibilité :

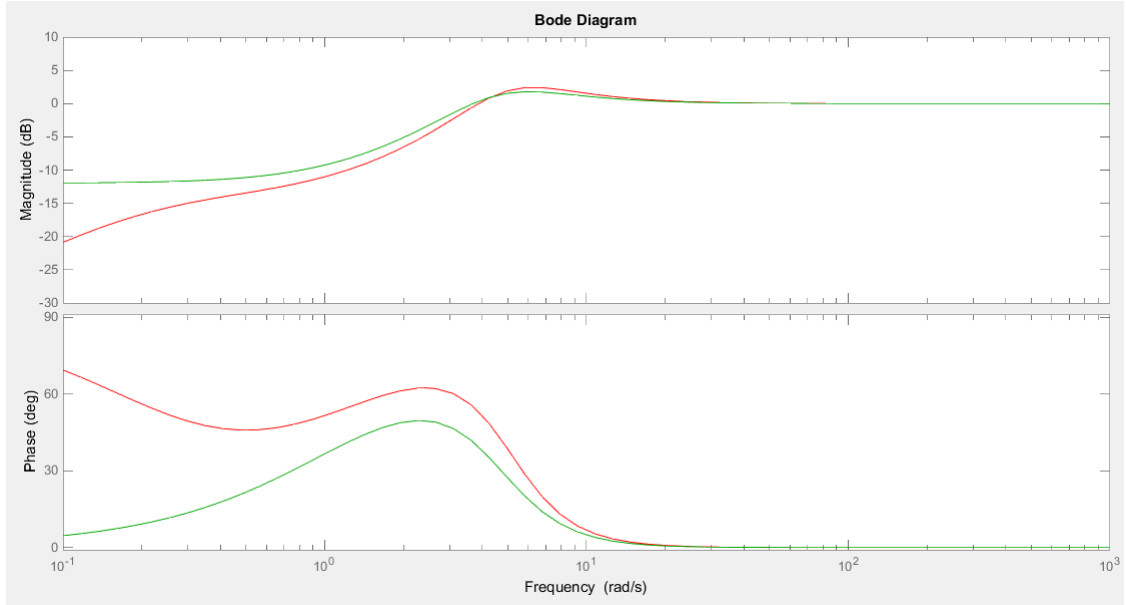


FIGURE 7 – Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité $S(p)$ avec correcteur PI (en rouge) et sans correcteur (en vert)

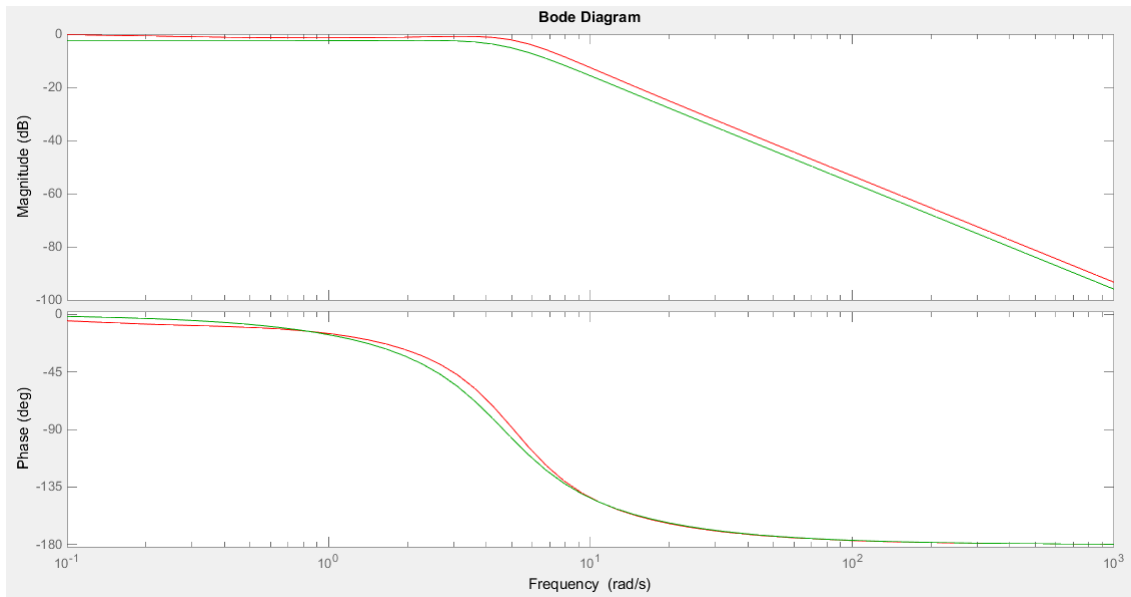


FIGURE 8 – Diagramme de Bode de la fonction de co-sensibilité $T(p)$ avec correcteur PI (en rouge) et sans correcteur (en vert)

On remarque sur ces diagrammes que le correcteur a surtout un impact sur la fonction de sensibilité et non sur la fonction de co-sensibilité.

2.5.2 Marges de Module

Sur la figure 7 on peut mesurer la norme $\|S\|_{\infty}$ et ensuite la marge de module de la fonction de sensibilité :

$$\|S\|_{\infty} = \max(|S|) = 10^{2.45_{dB}/20} \rightarrow \|S\|_{\infty} \approx 1.32 \quad (11)$$

On a ensuite la marge de module δ_S suivante pour $S(p)$:

$$\delta_S = \frac{1}{\|S\|_\infty} \rightarrow \delta_S = \frac{1}{1.32} \approx 0.75 \quad (12)$$

Pour la fonction de co-sensibilité $T(p)$, on peut voir sur la figure 8 que $\|T\|_{\infty dB}$ est égale à 0 et donc à 1 en module. On a alors pour δ_T :

$$\delta_T = \frac{1}{\|T\|_\infty} \rightarrow \delta_T = 1 \quad (13)$$

2.6 Analyse de la stabilité

2.6.1 Critère de Nyquist

Selon le critère de Nyquist un système en boucle fermée est asymptotiquement stable à la condition nécessaire et suffisante que le diagramme de Nyquist de sa transmittance en boucle ouverte effectuée autour du point $(-1, j0)$ dans le sens horaire un nombre de tours égal au nombre de pôles instables de la boucle ouverte.

Dans notre cas, nous avons un intégrateur ce qui nous donne l'astatisme égal à 1 et le saut de notre fonction en plan de Nyquist à l'infini (on peut voir que sans le correcteur ce saut n'est pas présent). Outre cela notre fonction de transfert de la boucle ouverte n'a pas des pôles instables (au demi-plan droite), c'est à dire l'hodographe ne doit pas encercler le point $(-1, j0)$ pour que le système en boucle fermée soit stable. On obtient alors en utilisant Matlab l'hodographe de Nyquist sur la figure 9.

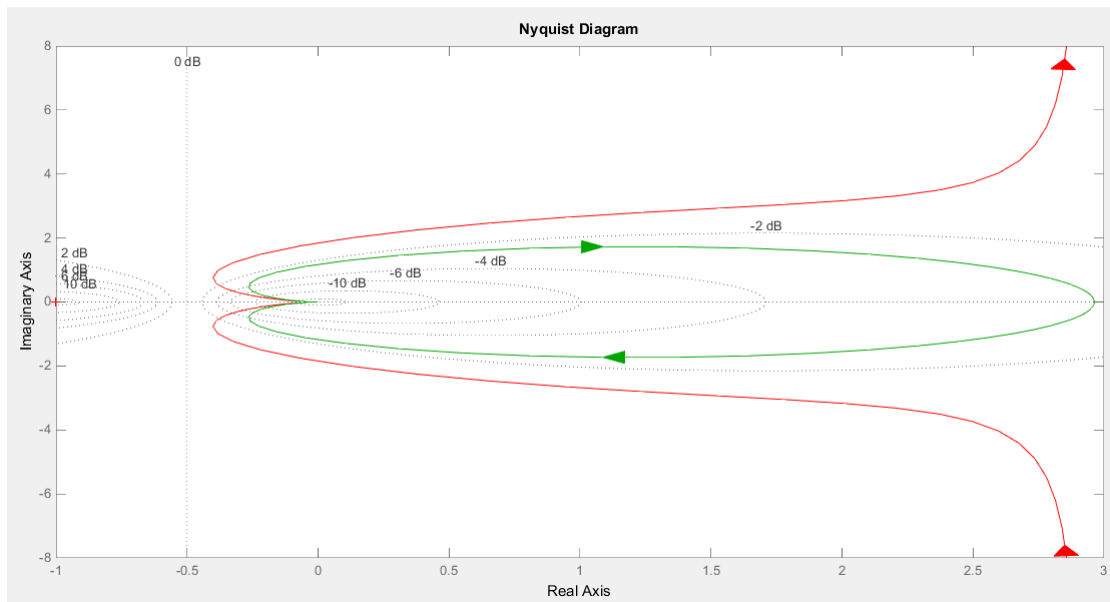


FIGURE 9 – Hodographe de Nyquist avec correcteur PI (en rouge) et sans correcteur (en vert)

Ici on voit que l'hodographe de la boucle ouverte $K(j\omega)G(j\omega)$ n'encercle pas le point $(-1, j0)$ et ne traverse pas l'axe réel hormis à l'infini. Cela signifie que notre système bouclé est stable et a une marge de gain infinie.

2.6.2 Diagramme de Black

Dans le plan de Black on obtient le tracé de boucle ouverte comme il suit :

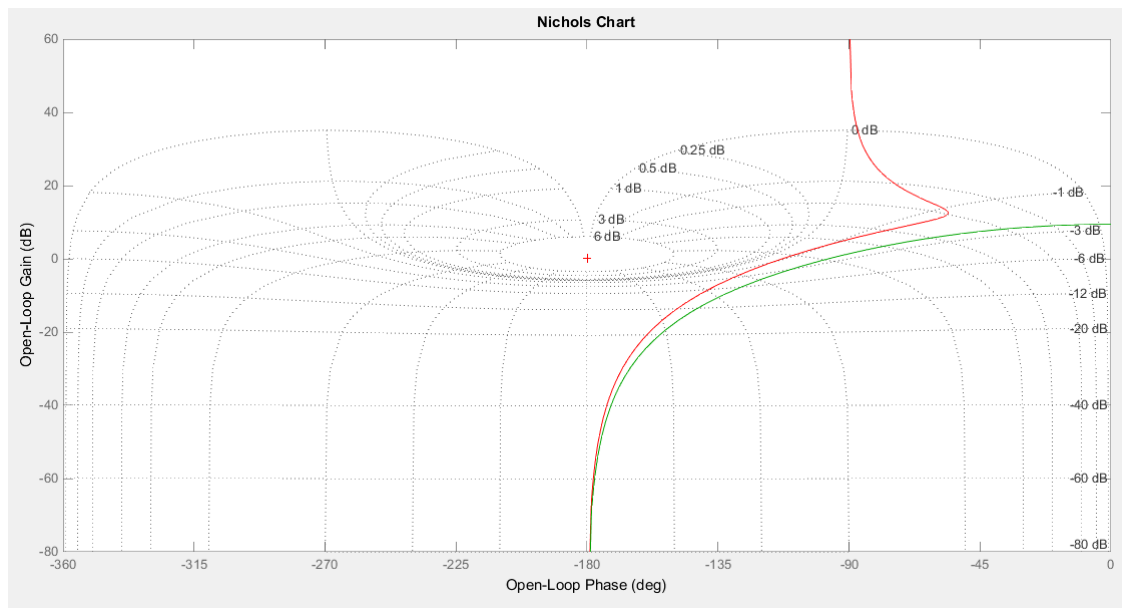


FIGURE 10 – Diagramme de Black avec correcteur PI (en rouge) et sans correcteur (en vert)

Le système est stable si en parcourant le lieu dans le sens des ω croissante, on laisse le point critique $(-180^\circ, 0)$ au dessus. Dans notre cas, la courbe tend vers la valeur de phase -180° , le système bouclé est bien stable.

2.7 Simulation

2.7.1 Réponse indicielle

A l'aide de SIMULINK sur Malab, on peut visualiser la sortie de notre système corrigé en réponse à un échelon :

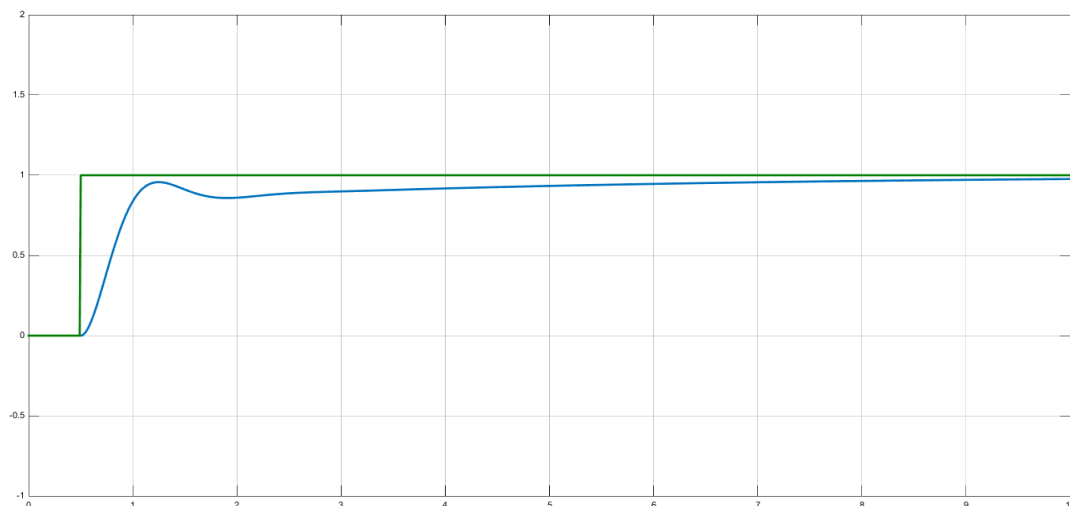


FIGURE 11 – Réponse indicielle du système avec correcteur PI (bleu) ; Consigne en échelon (vert)

La réponse indicielle nous permet de vérifier que :

- Le système est stable, condition (a) ;
- L'erreur de position tend bien vers 0, la condition (b) est respectée ;

- La sortie de notre système converge bien vers la consigne sans dépassement ni oscillation mais pas en moins de 3s. La condition (d) n'est pas entièrement respectée.

2.7.2 Réponse à un échelon de perturbation

Toujours avec une entrée de forme échelon, on regarde ce qu'il se passe lorsqu'une perturbation de commande constante vient perturber le système :

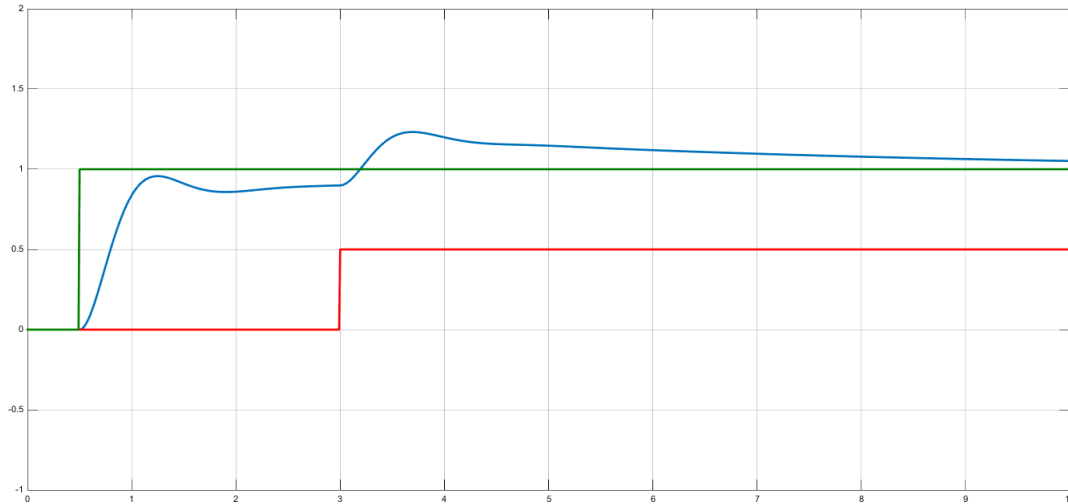


FIGURE 12 – Réponse indicielle du système avec perturbation échelon et correcteur PI (bleu) ; Consigne (vert) ; Échelon de perturbation (rouge)

Le perturbation de fuite est bien rejetée, la sortie converge toujours vers la consigne. La condition (e) est respectée.

2.7.3 Réponse à des bruits de différentes fréquences

Afin de simuler des bruits de mesures de différentes fréquences, on utilise sur SIMULINK un signal sinusoïdal. On peut alors observer le comportement du système lorsqu'il y a des bruits de mesure de $1Hz$, $10Hz$ et $100Hz$ (Figures 13, 14 et 15).

On peut voir que le bruit de mesure n'a plus d'influence sur la sortie à partir de $10Hz$, le bruit est donc bien rejeté à $100Hz$. Pour savoir s'il est rejeté d'au moins $60dB/dec$, il faut regarder sur le diagramme de Bode de la fonction de co-sensibilité $T(p)$ sur la figure 8 de combien est le gain pour une fréquence de $100Hz$ c'est à dire une pulsation de $\simeq 628rad.s^{-1}$ ($2\pi * 100$). On peut voir que pour une pulsation de $628rad.s^{-1}$ le gain est bien inférieur à $-60dB$. La condition (f) est donc bien respectée.

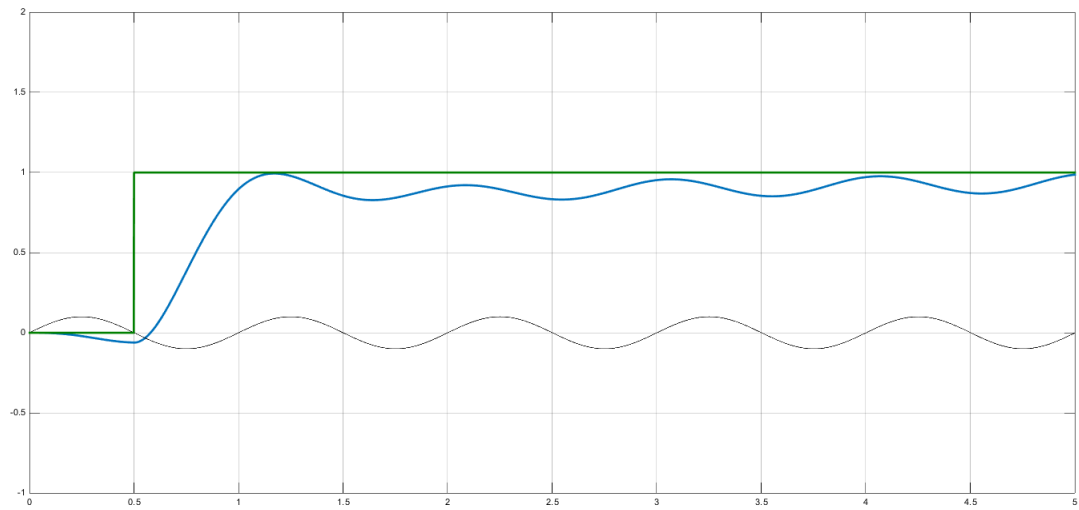


FIGURE 13 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $1Hz$ et correcteur PI (bleu) ; Consigne (vert) ; Bruit de mesure $1Hz$ (noir)

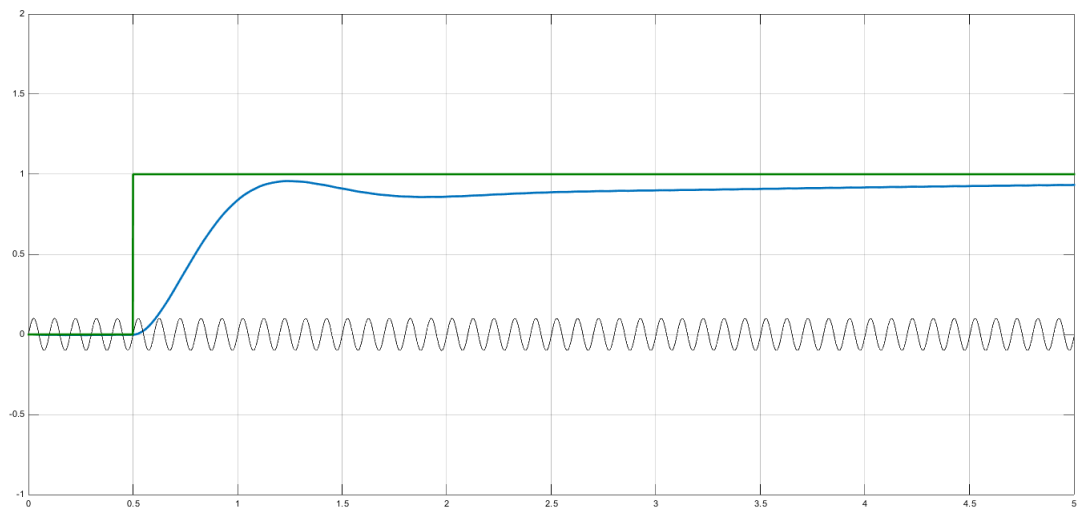


FIGURE 14 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $10Hz$ et correcteur PI (bleu) ; Consigne (vert) ; Bruit de mesure $10Hz$ (noir)

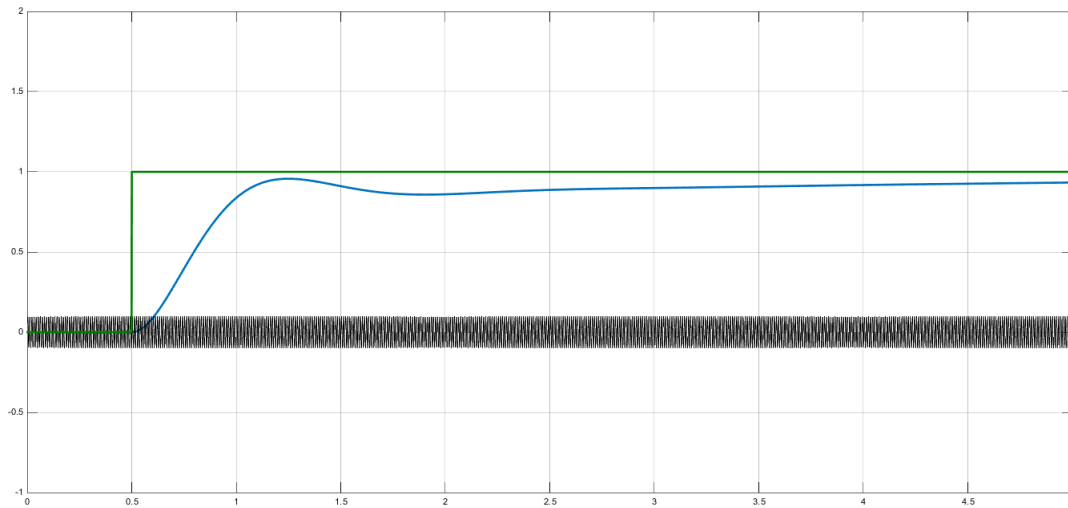


FIGURE 15 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $100Hz$ et correcteur PI (bleu) ; Consigne (vert) ; Bruit de mesure $100Hz$ (noir)

2.7.4 Réponse à une rampe

Enfin, si l'on trace l'erreur lorsque l'on soumet notre système à une entrée de la forme d'une rampe, c'est à dire que l'on trace l'erreur de vitesse, on peut voir que celle-ci reste inférieure à 1 (Figure 16). La condition (c) est bien respectée.

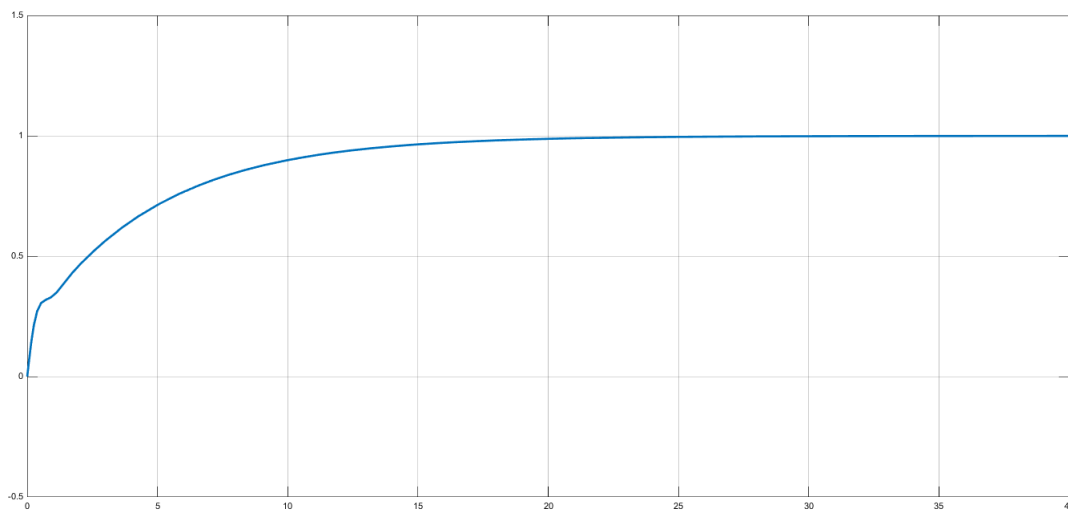


FIGURE 16 – Erreur de vitesse avec correcteur PI en fonction du temps en secondes

2.8 Conclusion sur correcteur PI

Le correcteur PI que nous avons mis en place a permis de satisfaire toutes les conditions que l'on s'était fixées hormis la convergence en moins de $3s$.

3 Réalisation d'une commande Loop-Shaping

Nous proposons maintenant de construire un correcteur en utilisant la méthode de Loop-Shaping, une méthode itérative pour déterminer le correcteur. L'idée est de construire la boucle idéale $L_0(p)$ et de trouver le correcteur par simple inversion $K(p) = \frac{L_0(p)}{G(p)}$.

3.1 Calcul du correcteur $K(p)$

3.1.1 Intégrateur

La présence d'un intégrateur dans la boucle ouverte donne toujours une erreur de position nulle :

$$\lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} pR(p) \frac{1}{1 + K(p)G(p)} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^{\frac{1}{p}}}{1 + \frac{1}{p} \left(\frac{16p+20}{p^3+7p^2+12.75p+6.75} \right)} = 0 \quad (14)$$

Cela veut dire que notre système bouclé est stable dans le régime permanent grâce à sa convergence inévitable vers la référence. Comme notre fonction de transfert n'a pas de zéros instables, on obtient une première ébauche de la structure de notre correcteur $K(p)$:

$$L_0(p) = \frac{1}{p} \quad (15)$$

3.1.2 Rejet de bruit et convergence en 3s

Afin de rejeter le bruit à $-60dB/dec$, il faut ajouter deux nouveaux pôles dont les constantes de temps respectives sont T_1 et T_2 . Pour respecter la condition (d) on utilise le même principe que précédemment sur un des deux pôles. On sait que $\tau_m \omega_b = 3$. On en déduit que $\omega_b = 1$ pour $\tau_m = 3s$. La constante de temps du deuxième pôle est telle que :

$$T_1 = \frac{1}{\omega_b} = 1 \quad (16)$$

On a alors la boucle idéale suivante :

$$L_0(p) = \frac{1}{p(p+1)} \quad (17)$$

On souhaite maintenant rejeter le bruit de mesure au delà de $100Hz$ d'au moins $60dB/dec$. Pour le faire il faut calculer la valeur de la constante du temps du troisième pôle en sachant que :

$$\frac{1}{T_2} = 2\pi f \rightarrow T_2 = \frac{1}{2\pi * 100} \approx 0.0016 \quad (18)$$

Cela détermine finalement la structure de notre boucle idéale :

$$L_0(p) = \frac{1}{p(p+1)(0.0016p+1)} \leftrightarrow \frac{1}{0.0016p^3 + 1.0016p^2 + p} \quad (19)$$

Cette structure répond à la dernière condition parce que ces pôles donnent la pente à $60dB/dec$.

3.1.3 Erreur de vitesse

Pour respecter la condition (c) et obtenir l'erreur de vitesse limitée à 1 on ajoute un gain k que l'on peut définir comme :

$$\lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} pR(p) \frac{1}{1 + L_0(p)k} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} \frac{1}{1 + \frac{k}{p(p+1)(0.0016p+1)}} \leq 1 \rightarrow 1 \leq k \quad (20)$$

Pour que notre système bouclé soit stable il faut déterminer le gain k de manière empirique en utilisant Matlab. On trouve que notre système est stable pour $k = 1$.

On peut alors déterminer le correcteur $K(p)$ que l'on cherche :

$$K(p) = \frac{L_0(p)}{G(p)} = \frac{p^3 + 7p^2 + 12.75p + 6.75}{p(p+1)(0.0016p+1)(16p+20)} \quad (21)$$

3.2 Fonctions de sensibilité $S(p)$ et de co-sensibilité $T(p)$

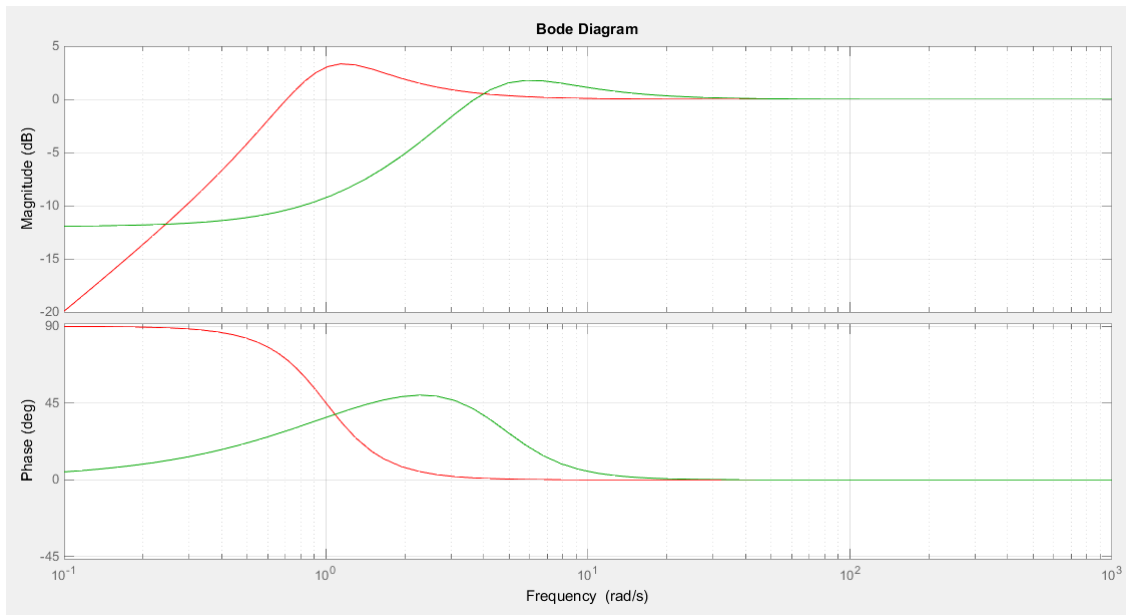


FIGURE 17 – Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité $S(p)$ avec correcteur $K(p)$ (en rouge) et sans correcteur (en vert)

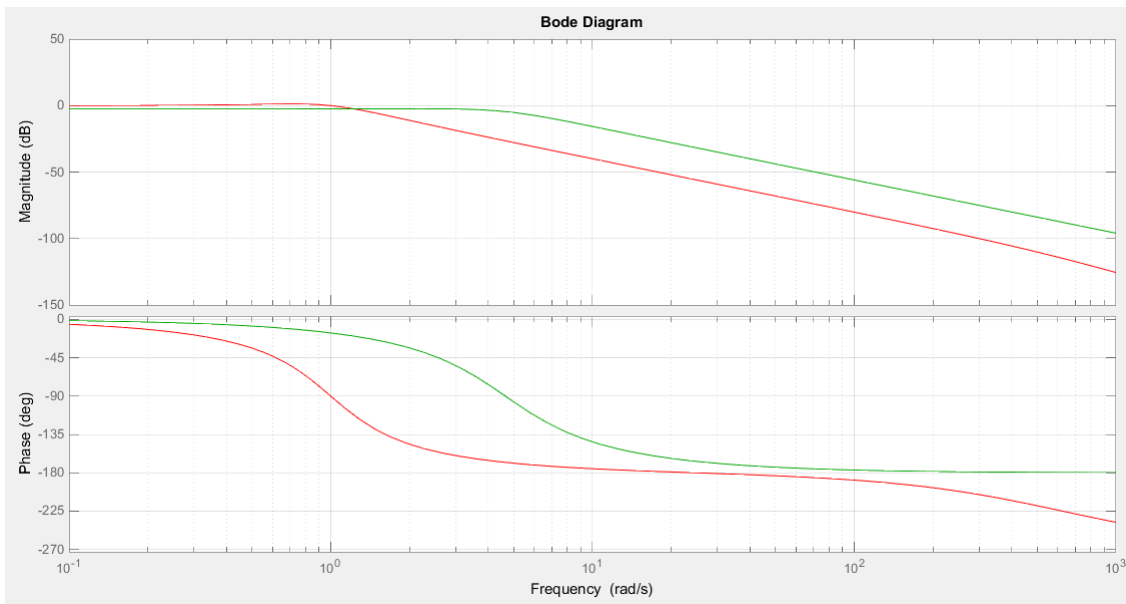


FIGURE 18 – Diagramme de Bode de la fonction de co-sensibilité $T(p)$ avec correcteur $K(p)$ (en rouge) et sans correcteur (en vert)

3.3 Analyse de la stabilité

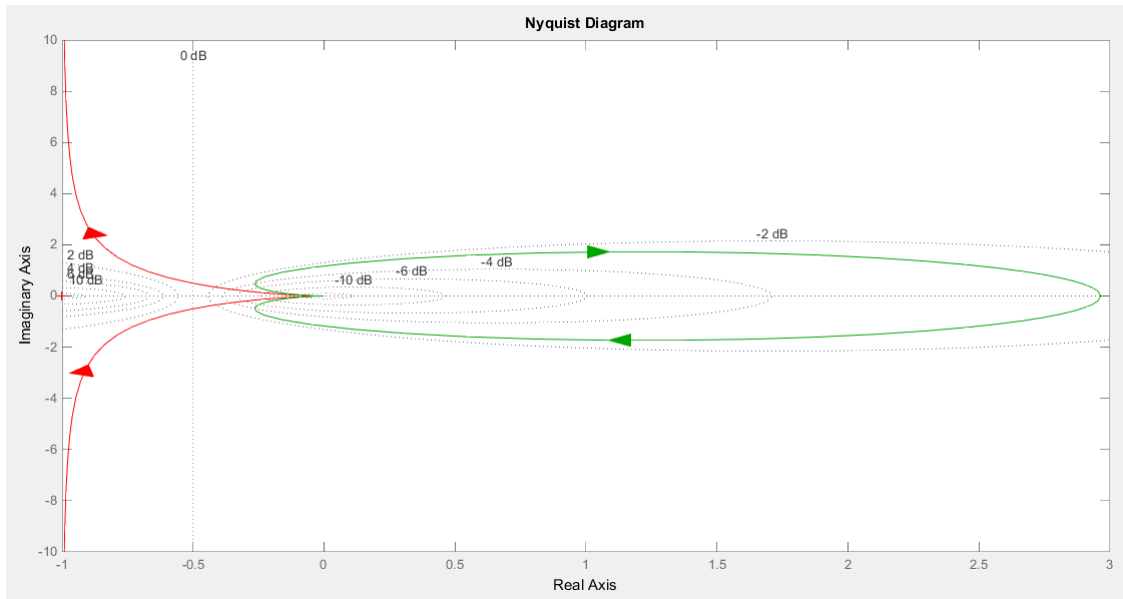


FIGURE 19 – Hodographe de Nyquist de la boucle idéale L_0 (rouge), du système seul (vert)

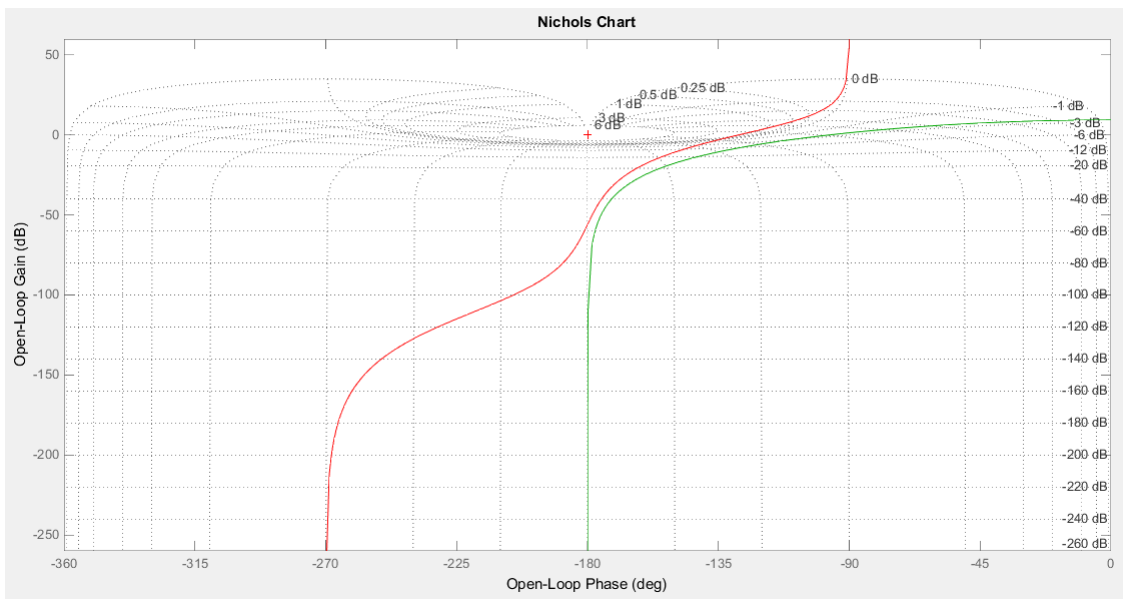


FIGURE 20 – Diagramme de Black de la boucle idéale L_0 (rouge), du système seul (vert)

On peut clairement voir sur ces deux diagrammes que notre système est stable. Sur le premier, on passe à droite du point $(-1, j0)$ et on ne coupe pas l'axe des imaginaires. Sur le second, la courbe passe bien sous le point $(-180^\circ, 0)$.

3.4 Simulation

3.4.1 Réponse indicielle

Comme précédemment, on peut visualiser la sortie de notre système corrigé en réponse à un échelon :

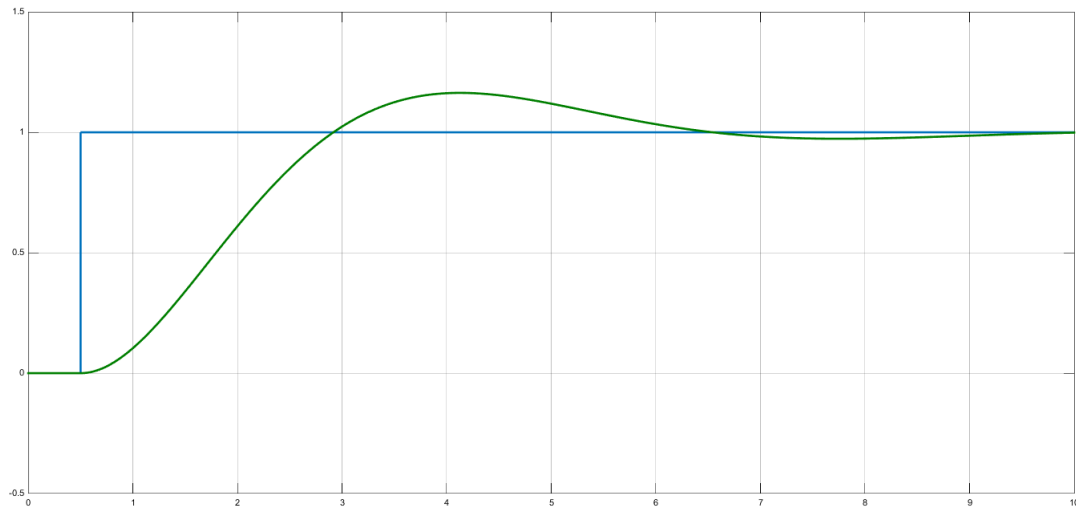


FIGURE 21 – Réponse indicielle du système avec correcteur $K(p)$ (bleu) ; Consigne en échelon (vert)

La réponse indicielle nous permet de vérifier que :

- Le système est stable, condition (a) ;
- L'erreur de position tend bien vers 0, la condition (b) est respectée ;
- La sortie de notre système converge bien vers la consigne mais avec dépassement, oscillation et pas en moins de 3s. La condition (d) n'est pas respectée.

3.4.2 Réponse à un échelon de perturbation

Toujours avec une entrée de forme échelon, on regarde ce qu'il se passe lorsqu'une perturbation de commande constante vient perturber le système :

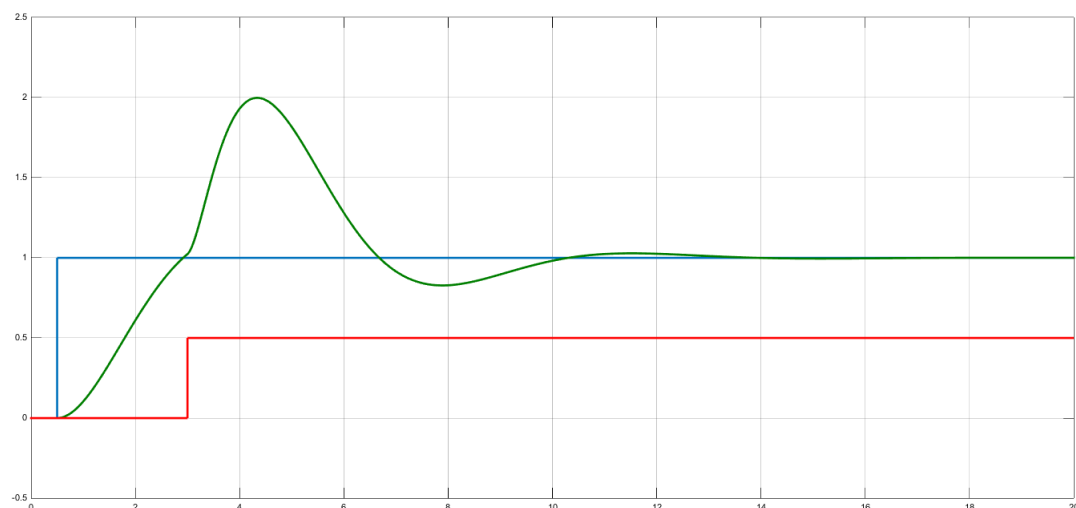


FIGURE 22 – Réponse indicielle du système avec perturbation échelon et correcteur $K(p)$ (bleu) ; Consigne (vert) ; Échelon de perturbation (rouge)

Le perturbation de fuite est bien rejetée, la sortie converge toujours vers la consigne. La condition (e) est respectée.

3.4.3 Réponse à des bruits de différentes fréquences

On observe maintenant le comportement du système lorsqu'il y a des bruits de mesure de $1Hz$, $10Hz$ et $100Hz$ (Figures 23, 24 et 15).

Cette fois ci, on peut voir que le rejet de bruit apparaît dès $1Hz$ car il a très peu d'impact sur la sortie. On peut aussi voir sur la fonction de co-sensibilité (Figure 18) que le gain pour $100Hz$ est bien inférieur à $-60dB$. La condition (f) est bien respectée.

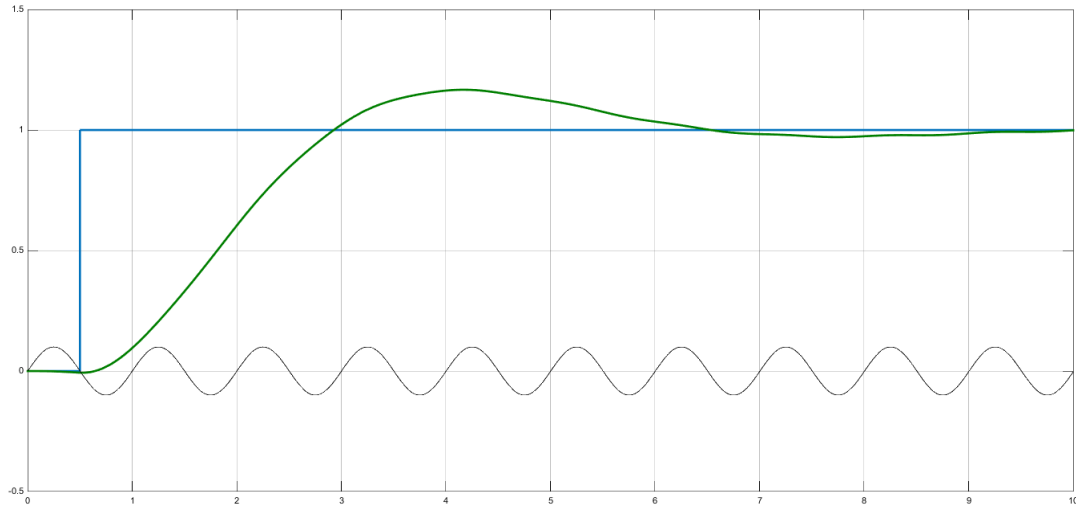


FIGURE 23 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $1Hz$ et correcteur $K(p)$ (bleu) ; Consigne (vert) ; Bruit de mesure $1Hz$ (noir)

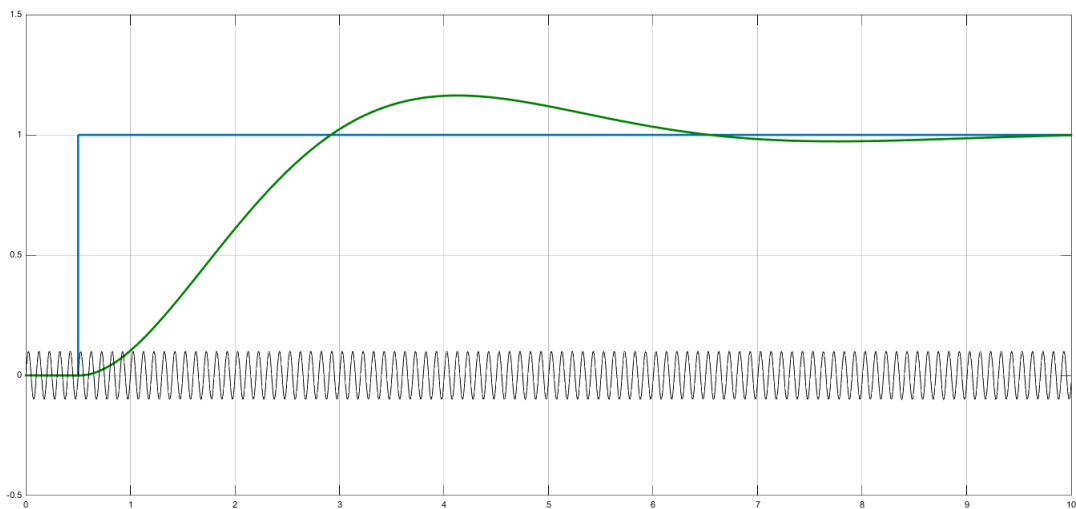


FIGURE 24 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $10Hz$ et correcteur $K(p)$ (bleu) ; Consigne (vert) ; Bruit de mesure $10Hz$ (noir)

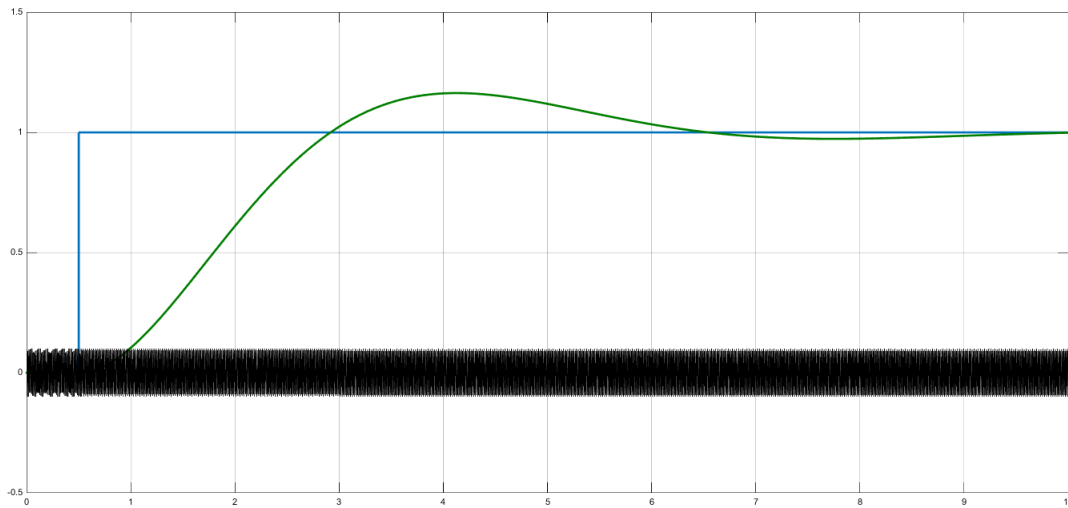


FIGURE 25 – Réponse indicielle du système avec un bruit de mesure de $100Hz$ et correcteur $K(p)$ (bleu); Consigne (vert); Bruit de mesure $100Hz$ (noir)

3.4.4 Réponse à une rampe

Enfin, on trace l'erreur de vitesse comme précédemment, cependant on remarque qu'elle tend bel et bien vers 1 mais elle ne reste pas inférieure à cette valeur comme on le souhaite dans les spécifications.

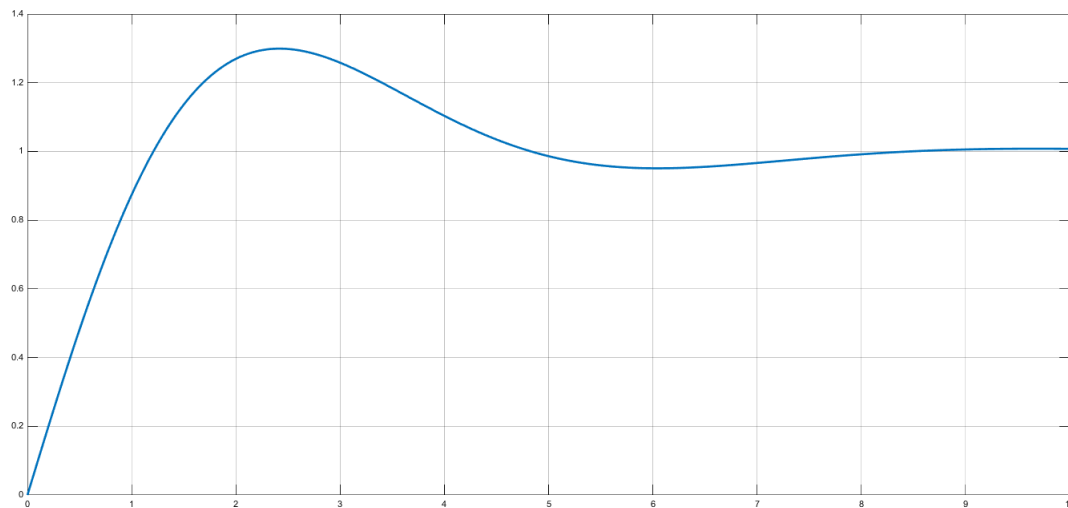


FIGURE 26 – Erreur de vitesse avec correcteur $K(p)$ en fonction du temps en secondes

3.5 Conclusion sur la commande Loop-Shaping

Le correcteur $K(p)$ que nous avons mis en place à l'aide de la méthode de Loop-Shaping correspond moins à nos attentes car les conditions (c) et (d) ne sont pas respectées. Il faudrait revoir la construction de notre boucle idéale pour essayer de corriger ce problème. Ceci est plus facile à faire avec cette méthode car elle permet de traiter chaque condition de manière plus indépendante que dans la première partie.

4 Conclusion

Si l'on compare les réponses indicielles obtenues avec les deux méthodes, on a :

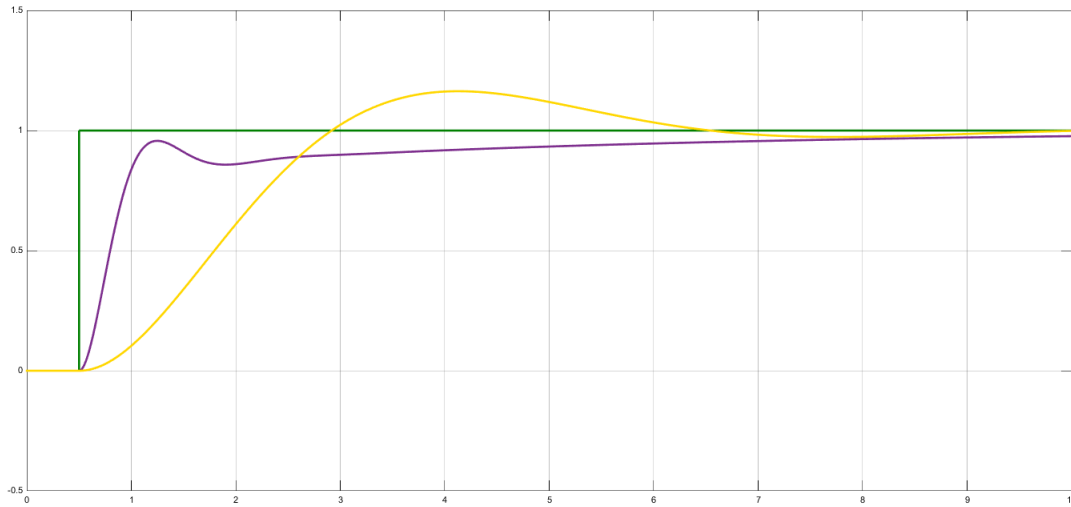


FIGURE 27 – Réponse indicielle du système avec correcteur PI (violet) ; avec commande Loop-Shaping (jaune) ; Consigne (vert)

On peut voir que les deux systèmes ont la même vitesse de convergence. La principale différence entre les deux est que celui obtenu par la commande par Loop-Shaping oscille et dépasse la consigne. On a donc réalisé deux correcteurs avec deux méthodes différentes qui permettent d'arriver aux mêmes fins.