

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
RENNES

RAPPORT D'ÉTONNEMENT

TPs automatique

Dutertre Camille et Zongo Yannis

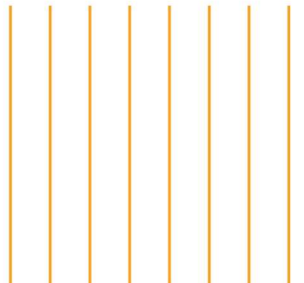
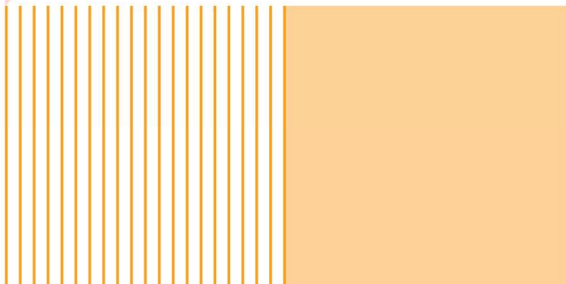
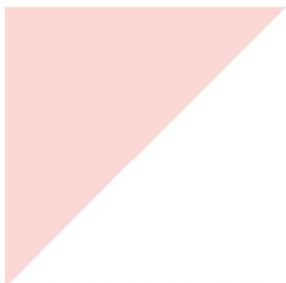
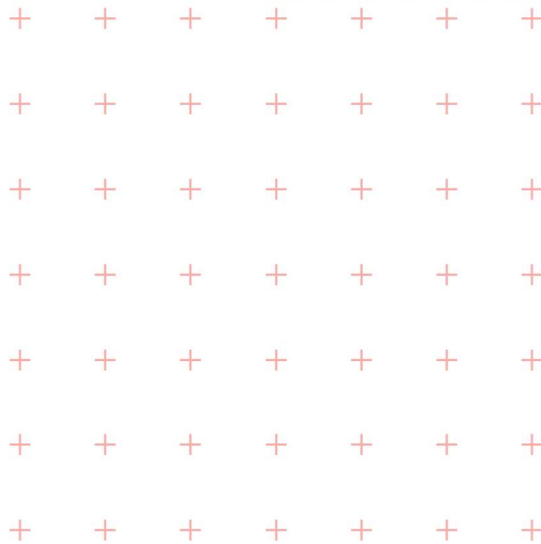


Table des matières

1	Introduction	2
2	Rendu des TPs	2
2.1	TP1 : Modélisation et asservissement d'un système thermique	2
2.2	TP2 : Régulation de débit	3
2.3	TP3 : Asservissement en position	4
2.4	TP3 suite : Commande par retour d'état	5
3	Conclusion	6
4	Annexes	7
4.1	Annexe 1 : TP1 Système thermique	7
4.2	Annexe 2 : TP2 Régulateur de débit	8
4.3	Annexe 3 : TP3 Asservissement de position	9

1 Introduction

Concevoir une commande, c'est accepter de ne jamais maîtriser parfaitement le système que l'on pilote. Tout modèle est une approximation, tout correcteur est un compromis, et c'est précisément cette tension entre théorie et réalité qui est au cœur du métier d'automaticien.

Ce rapport présente la synthèse de quatre séances de travaux pratiques couvrant un spectre représentatif des problématiques de l'automatique appliquée : modélisation et asservissement d'un système thermique, régulation de débit d'air par correcteurs P et PI, asservissement en position d'un moteur à courant continu par retour tachymétrique, puis commande par retour d'état. Pour chacun de ces systèmes, la démarche suivie articule identification expérimentale, synthèse analytique du correcteur, validation sous Simulink et confrontation au comportement réel.

L'objectif n'est pas de dresser un catalogue de résultats, mais de mettre en évidence les invariants de cette démarche : les hypothèses que l'on est contraint de formuler, les performances que l'on peut effectivement garantir, et les écarts que le système réel ne manque jamais de rappeler.

2 Rendu des TPs

2.1 TP1 : Modélisation et asservissement d'un système thermique

Ce TP avait pour objectif de modéliser puis d'asservir un système thermique réel : une plaque d'aluminium chauffée par une résistance et équipée d'un capteur de température. La démarche a permis de passer d'une acquisition expérimentale à un modèle exploitable pour la commande.

À partir de la réponse indicielle en boucle ouverte, deux modèles ont été identifiés : un premier ordre avec retard (méthode de Broïda avec $K = 0,8$, $\tau = 209$ s et $R = 36,6$ s) et un second ordre. Le second ordre s'est révélé plus fidèle au comportement réel, tandis que le premier ordre offrait une approximation plus rapide mais avec des écarts visibles en début de réponse (figure 1). Cette phase a mis en évidence qu'un modèle simplifié ne peut capturer qu'imparfaitement un système réel, dont les phénomènes thermiques (inertie, diffusion, pertes) sont intrinsèquement complexes.

Le modèle du second ordre a ensuite été utilisé en boucle fermée avec un correcteur proportionnel, dont le gain $K_p = 8$ a été ajusté pour respecter un dépassement maximal de 10%. Les simulations ont confirmé le compromis classique rapidité/stabilité, ainsi que la limite fondamentale d'un correcteur P : un écart statique résiduel $\epsilon(\infty) = 0.676$ persiste entre consigne et mesure.

La saturation de la commande entre 0 V et 10 V a constitué une contrainte physique importante : le système ne peut ni dépasser sa puissance maximale, ni refroidir activement. Son intégration dans la simulation (figure 2) a permis de mieux reproduire le comportement réel, soulignant l'importance de modéliser les non-linéarités de l'actionneur.

Pour réduire l'écart statique, une commande par anticipation a été ajoutée, exploitant le gain statique du modèle pour précalculer la commande nécessaire. Les résultats (figure 3) ont

montré une nette amélioration de la précision en régime permanent, bien que cette approche reste sensible à la qualité du modèle et aux perturbations extérieures.

Ce TP a illustré que la modélisation est une démarche itérative et imparfaite, mais indispensable pour concevoir une commande adaptée et anticiper le comportement d'un système réel. Il nous a aussi permis une première application concrète des notions vues en cours.

2.2 TP2 : Régulation de débit

Ce deuxième TP portait sur la modélisation et la régulation d'un système de débit d'air composé d'un ventilateur et d'un capteur de débit. Comme pour le TP précédent, nous avons d'abord réalisé une acquisition expérimentale de la réponse indicielle en boucle ouverte, afin d'identifier un modèle exploitable pour la commande.

L'identification du système a été réalisée à l'aide de la méthode de Strejc. À partir de la réponse expérimentale, nous avons relevé les grandeurs caractéristiques suivantes : $T_u = 0,34$ s, $T_a = 1,078$ s et un gain statique $K = \frac{U_f}{E_0} = 0,472$. Le rapport $\frac{T_u}{T_a} = 0,32$ a permis d'estimer que le modèle est à l'ordre 4, tandis que le rapport $\frac{T_a}{T} = 3,7$ a conduit à une constante de temps $\tau = 0,29$ s. On obtient également $T'_u = 0,232$ s, d'où un retard pur $T_r = T_u - T'_u = 0,108$ s. Ces valeurs ont ensuite été utilisées pour comparer la réponse simulée à la réponse expérimentale (figure 4).

La comparaison a montré que le modèle obtenu reproduisait correctement l'allure générale du système, même si des écarts subsistaient sur la rapidité et le retard. Cette étape a confirmé que l'identification fournit une approximation utile, mais qu'elle nécessite souvent des ajustements pour mieux représenter le comportement réel de la maquette.

La correction proportionnelle a ensuite été étudiée à partir des outils fréquentiels. Pour $T = 1,62$ s, les premiers réglages issus de la méthode de Ziegler-Nichols ont donné un gain $K_p = \frac{T}{\tau} = 5,47$ pour une correction P et $K_p = 0,9\frac{T}{\tau} = 4,9$ avec $T_i = 3,3\tau = 0,977$ s pour une correction PI. L'analyse du lieu de Black-Nichols (figure 5) en boucle ouverte n'a pas permis de conclure précisément sur l'ordre du système, mais elle a mis en évidence un système de classe 0. Cela explique la présence d'un écart statique avec une correction proportionnelle seule.

Le gain proportionnel initial étant trop élevé, il a été ajusté progressivement. En choisissant finalement $K_p = 2,7$, le dépassement obtenu en boucle fermée a diminué jusqu'à 20%. L'observation du diagramme de Bode a montré que le facteur de résonance Q_{dB} diminuait également, tandis que la phase restait globalement inchangée. Les essais réalisés sur la maquette ont confirmé cette tendance : la réponse expérimentale conservait la même allure que la simulation, mais avec un dépassement moins important. Cette partie a donc montré que l'augmentation de K_p améliore la rapidité, mais peut aussi dégrader la stabilité et augmenter le dépassement.

Dans la dernière partie, une correction proportionnelle-intégrale a été introduite afin de réduire l'écart statique et d'améliorer la précision du système. Sous Simulink, cela a nécessité l'ajout d'un bloc PID configuré en correcteur PI, avec $T_i = 0,977$ s. L'action intégrale permet de faire converger la sortie vers la consigne, mais son réglage reste sensible (figure 6). Nous avons observé que un T_i trop grand ralentit la correction de l'erreur statique, mais améliore la stabilité. En revanche, un T_i faible accélère la correction mais le système devient moins robuste face aux

perturbations et aux phénomènes de saturation.

Enfin, l'obstruction partielle du ventilateur a permis de tester la régulation en présence d'une perturbation. Lorsque le système atteint ses limites, l'intégrateur continue d'accumuler l'erreur, ce qui peut provoquer un dépassement important et des oscillations (figure 7). Ce phénomène met en évidence la limite du correcteur PI en présence de saturation et justifie l'intérêt d'un dispositif d'anti-windup.

Ce TP a donc permis de mieux comprendre les effets respectifs des correcteurs P et PI. Le correcteur proportionnel améliore la rapidité mais ne supprime pas l'erreur statique, tandis que le correcteur PI améliore la précision au prix d'un réglage plus délicat et d'une robustesse plus limitée. Les diagrammes de Bode et de Black-Nichols se sont révélés essentiels pour analyser la stabilité, ajuster les paramètres et anticiper le comportement du système réel.

2.3 TP3 : Asservissement en position

Ce troisième TP portait sur l'asservissement en position d'un moteur à courant continu. Le système étudié était constitué d'un motoréducteur, d'un capteur de position et de vitesse, ainsi que d'une interface d'entrée/sortie assurée par une carte STM32. Cette séance a donc permis de poursuivre la démarche de modélisation et de commande, tout en manipulant une architecture matérielle proche d'une application embarquée.

Dans un premier temps, nous avons identifié le système à partir de sa réponse en vitesse. Cette étape a conduit à un modèle caractérisé par un gain $K = 1,16$ et une constante de temps $\tau = 0,25$ s. Ce modèle est suffisamment pertinent pour une première simulation sous Matlab/Simulink, mais il reste simplifié. En effet, il ne prend pas en compte certains phénomènes physiques du moteur, notamment les frottements secs et les saturations, qui peuvent limiter la précision du positionnement final.

Une correction proportionnelle a ensuite été étudiée afin d'améliorer les performances du système en position. L'analyse du lieu d'Evans (figure 8), montre qu'une augmentation du gain K_p permet d'accroître la rapidité, mais au détriment de la stabilité. Pour de faibles valeurs de K_p , la réponse reste apériodique. Au-delà d'une certaine limite, un dépassement apparaît. Dans notre étude, un gain $K_p = 4,36$ a été retenu afin d'obtenir un dépassement théorique de 20%.

Lors des essais sur le système réel (figure 9 et figure 10), le dépassement observé était légèrement supérieur à celui prévu par la simulation. Cet écart met en évidence les limites du modèle utilisé : même si celui-ci reproduit correctement la tendance générale, il ne décrit pas parfaitement le comportement réel du moteur. La validité du modèle reste également limitée à une plage de fonctionnement donnée. Lorsque la consigne devient trop importante, le système entre en saturation et la position demandée ne peut plus être atteinte correctement.

Afin d'améliorer la stabilité et la précision, nous avons ensuite introduit un retour tachymétrique. Cette commande ajoute une information liée à la vitesse dans la loi de commande, ce qui revient à apporter un effet dérivé et à mieux amortir la réponse. L'analyse du lieu d'Evans a permis de déterminer un couple de paramètres (K_p, τ_d) conduisant à une réponse rapide sans dépassement. Le cas idéal correspond à $\tau_d = \tau$, car le zéro introduit par le retour tachymétrique compense alors un pôle du système. Cependant, cette compensation parfaite reste difficile à

obtenir expérimentalement.

En pratique, le choix de τ_d doit donc tenir compte des limites du système réel. Si $\tau_d < \tau$, les pôles peuvent être déplacés de manière à améliorer la rapidité. À l'inverse, si $\tau_d > \tau$, la dynamique devient plus lente. Dans notre cas, nous avons retenu $\tau_d = 0,25$ s. Les simulations associées (figure 11) ont montré une réponse en position sans dépassement, ce qui confirme l'intérêt du retour tachymétrique pour améliorer l'amortissement du système.

Ce TP a donc montré que le réglage d'un correcteur proportionnel seul permet d'améliorer la rapidité, mais reste limité par les phénomènes de saturation et par le risque de dépassement. L'ajout d'un retour tachymétrique constitue une amélioration importante, car il permet d'obtenir une réponse plus stable et mieux amortie. Enfin, l'utilisation de la carte STM32 a été particulièrement intéressante pour relier la commande étudiée en simulation à une mise en œuvre matérielle réelle, et constitue une bonne continuité dans la formation à l'utilisation des microcontrôleurs pour les étudiants en EII.

2.4 TP3 suite : Commande par retour d'état

Dans la continuité de l'asservissement en position du moteur à courant continu, nous avons étudié une commande par retour d'état. Contrairement au retour tachymétrique, cette méthode repose sur une représentation d'état du système. Le vecteur d'état choisi est composé de la position angulaire θ et de sa dérivée $\dot{\theta}$, correspondant à la vitesse angulaire. À partir des équations différentielles du moteur, nous avons ainsi établi les matrices $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K}{\tau} \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$ et $D = [0]$ du modèle.

L'objectif était de déterminer le vecteur de commande H , permettant d'imposer la dynamique souhaitée en boucle fermée. Pour cela, nous avons fixé un polynôme caractéristique cible :

$$\Delta_d(s) = s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2, \tag{1}$$

puis nous l'avons comparé au polynôme caractéristique de la boucle fermée :

$$\Delta_{BF}(s) = \det(sI_n - (A - BH)). \tag{2}$$

Cette identification des coefficients permet d'obtenir analytiquement les gains du retour d'état :

$$h_1 = \frac{\omega_0^2 \tau}{K} \quad \text{et} \quad h_2 = \frac{1}{K}(2\zeta\omega_0\tau - 1). \tag{3}$$

Un gain supplémentaire h_0 a ensuite été introduit afin d'assurer le suivi de la consigne en régime permanent. En effet, le retour d'état pur ne contient pas d'intégrateur et ne garantit donc pas directement une précision statique parfaite. En imposant un gain statique unitaire en boucle fermée, c'est-à-dire $K_{BF} = 1$, nous obtenons $h_0 = h_1$. Cette correction assure que la position $\theta(t)$ converge vers la consigne $\theta_c(t)$ lorsque $t \rightarrow +\infty$. Pour un dépassement en boucle fermée de 20%, ces paramètres valent $h_0 = h_1 = 2,96$ et $h_2 = -0,12$.

Les simulations réalisées (figure 12) ont donné une réponse très proche de celle obtenue avec le retour tachymétrique. L'intérêt principal du retour d'état est de fournir une méthode analytique et systématique pour fixer la dynamique en boucle fermée par placement de pôles, offrant une démarche plus générale dès lors que le modèle d'état est disponible.

3 Conclusion

Ces travaux pratiques ont illustré la démarche complète du cycle de conception en automatique : identification expérimentale, synthèse de correcteurs, simulation et validation sur système réel. L'étape de modélisation s'est révélée à la fois incontournable et intrinsèquement imparfaite les phénomènes négligés (saturations, non-linéarités, perturbations) rappellent que tout modèle n'est qu'une approximation du réel, dont la pertinence dépend du domaine de fonctionnement visé.

La confrontation simulation/expérimentation a constitué l'apport le plus formateur : un réglage satisfaisant sous Simulink ne garantit pas les mêmes performances sur maquette. Ces écarts imposent une lecture critique des résultats, une remise en question des hypothèses de modélisation et une capacité d'adaptation. Chaque correcteur mis en œuvre a par ailleurs illustré le compromis fondamental entre rapidité, précision, dépassement et robustesse.

Enfin, l'intégration de la carte STM32 et des cartes temps réel a donné à ces problématiques une réalité plus concrète : celle de l'embarqué, en soulignant que la commande ne s'arrête pas à la synthèse analytique mais intègre aussi des contraintes d'implémentation. Ces TPs nous auront appris une méthode de travail rigoureuse, articulant théorie, simulation et validation expérimentale.

4 Annexes

4.1 Annexe 1 : TP1 Système thermique

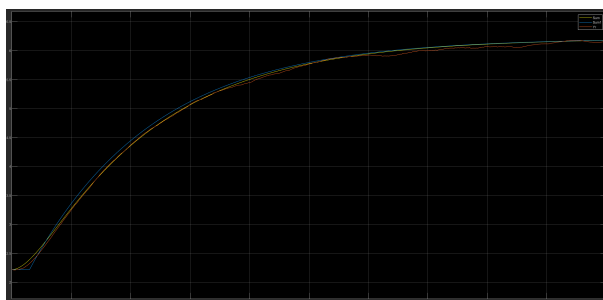


FIGURE 1 – Comparaison des modèles en BO, avec Sum défini par la méthode de Broïda (en jaune), Sum1 par le 2nd ordre (en bleu) et Yr la mesure réelle du système (en rouge)

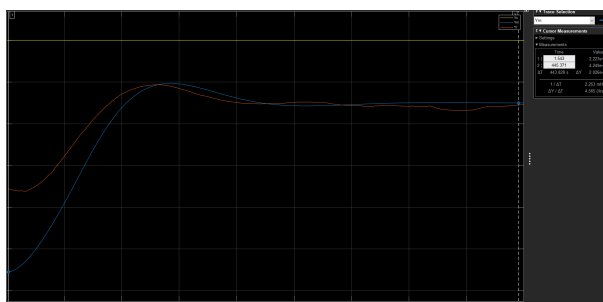


FIGURE 2 – Système en BF avec correcteur P, avec Yc la consigne (en jaune), Ym la sortie du modèle simulé (en bleu) et Yr la réponse réelle du système mesurée sur la maquette (en rouge)

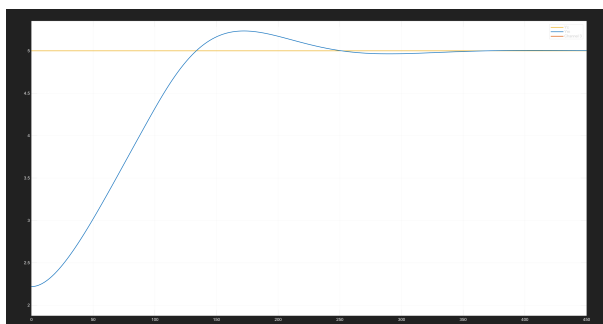


FIGURE 3 – Système en BF avec commande par anticipation, avec Yc la consigne (en jaune) et Ym la sortie du modèle simulé (en bleu)

4.2 Annexe 2 : TP2 Régulateur de débit

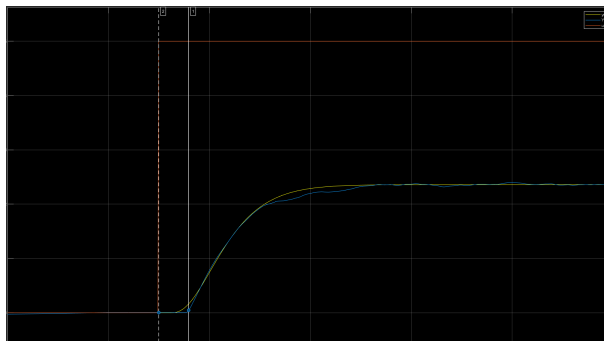


FIGURE 4 – Comparaison de la réponse indicielle du modèle de Strejc et de la réponse du système réel en BO

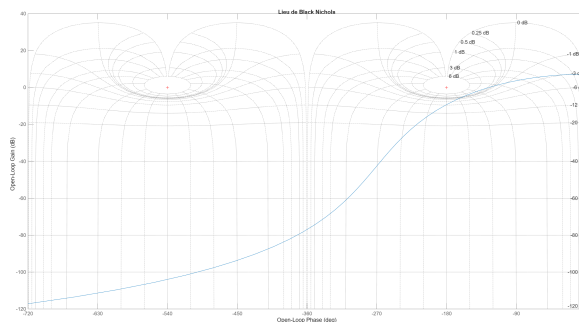


FIGURE 5 – Abaque de Black-Nichols

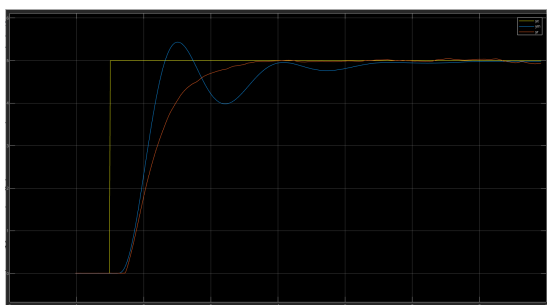


FIGURE 6 – Réponse indicielle du modèle corrigé et réponse du processus réel en BF sans perturbation

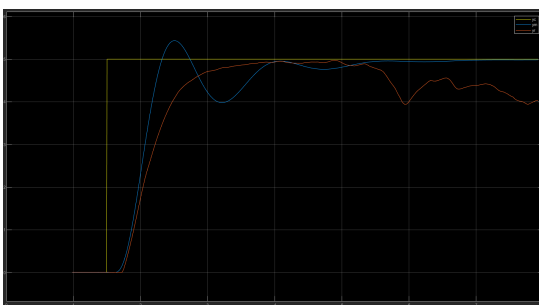


FIGURE 7 – Réponse indicielle du modèle corrigé et réponse du processus réel en BF avec perturbations

4.3 Annexe 3 : TP3 Asservissement de position

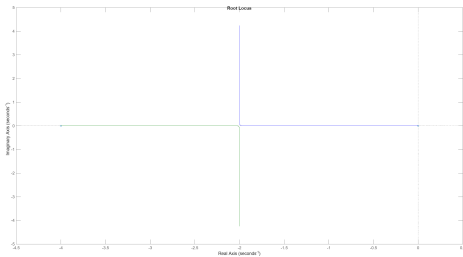


FIGURE 8 – Lieu d'Evans

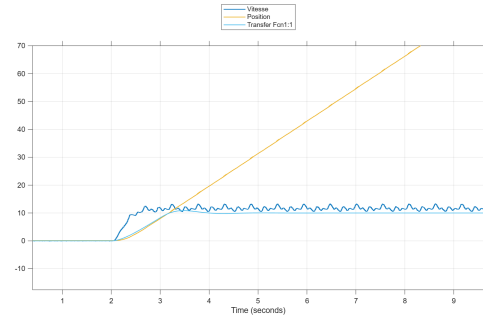


FIGURE 9 – Réponse indicielle en BF avec correcteur P

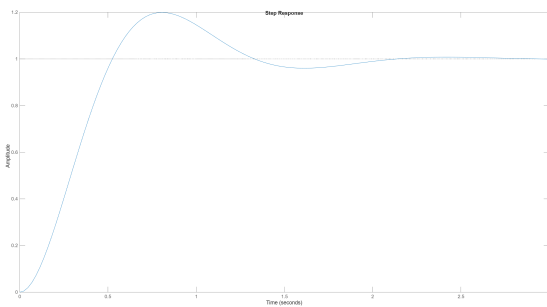


FIGURE 10 – Réponse à une consigne en rampe

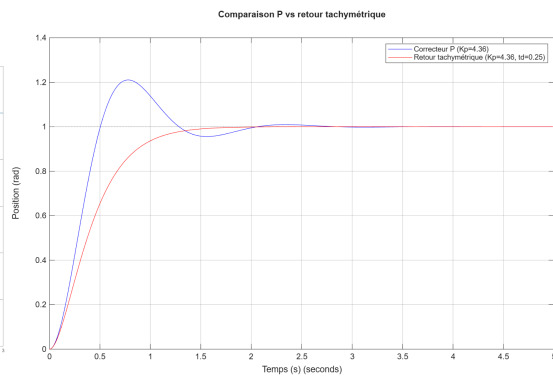


FIGURE 11 – Comparaison des réponses indicielles avec le correcteur P et le retour tachymétrique

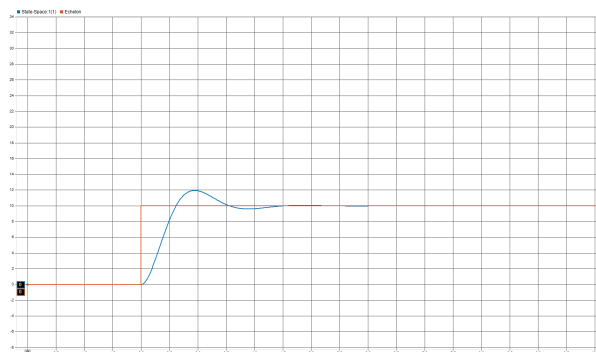


FIGURE 12 – Réponse du système par commande par retour d'état à l'échelon (en orange) avec l'espace d'état (en bleu)