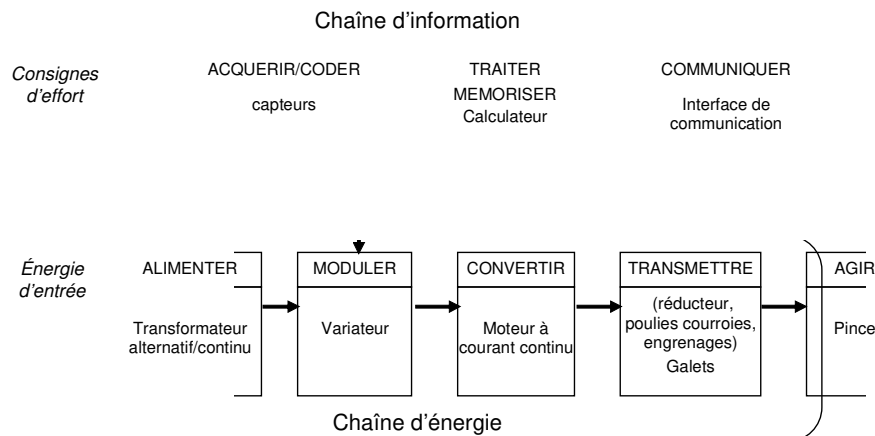


NOM :CORRIGE

1 MICROMANIPULATEUR COMPACT POUR LA CHIRURGIE ENDOSCOPIQUE

Question 1.



Question 2.

D'après l'équation de mouvement, $Jp\Omega_m(p) = C_m(p) - C_e(p)$. On a donc $H_1(p) = \frac{1}{Jp}$. (2)

On a $p\theta_m(p) = \Omega_m(p)$; donc $H_2(p) = \frac{1}{p}$. (2)

Enfin, $C_e(p) = K_{C\theta}\theta_m(p)$ et donc $H_3(p) = K_{C\theta}$. (1)

Question 3.

On a dans un premier temps $\frac{C_e(p)}{C_m(p)} = F(p) = \frac{H_1(p)H_2(p)H_3(p)}{1+H_1(p)H_2(p)H_3(p)} = \frac{\frac{1}{Jp^2}K_{C\theta}}{1+\frac{1}{Jp^2}K_{C\theta}} = \frac{K_{C\theta}}{Jp^2+K_{C\theta}}$.

Dans un second temps, $H_{BF}(p) = \frac{\frac{K_{C\theta}}{Jp^2+K_{C\theta}}H_{cor}(p)}{1+\frac{K_{C\theta}}{Jp^2+K_{C\theta}}H_{cor}(p)} = \frac{K_{C\theta}H_{cor}(p)}{Jp^2+K_{C\theta}+K_{C\theta}H_{cor}(p)}$.

Avec $H_{cor}(p) = 1$: $H_{BF}(p) = \frac{K_{C\theta}}{Jp^2+2K_{C\theta}} = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{J}{2K_{C\theta}}p^2+1}$. (5)

Question 4.

On peut mettre la fonction précédente sous forme canonique. On a : $H_{BF}(p) = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{J}{2K_{C\theta}}p^2+1}$. Il s'agit d'un système du second ordre avec un coefficient d'amortissement nul. On a alors un oscillateur harmonique et la réponse du système à un échelon d'amplitude C_0 est une sinusoïde (d'amplitude C_0 et de moyenne $\frac{C_0}{2}$). (3)

Un mouvement sinusoïdal est surement incompatible avec l'asservissement d'un axe sur un robot chirurgical. (2)

Question 5.

On a $H_{BO}(p) = \frac{H_{cor}(p)\frac{H_1(p)}{1+H_1(p)B}H_2(p)H_3(p)}{1+\frac{H_1(p)}{1+H_1(p)B}H_2(p)H_3(p)} = \frac{H_1(p)H_2(p)H_3(p)}{1+H_1(p)B+H_1(p)H_2(p)H_3(p)} = \frac{\frac{K_{C\theta}}{Jp^2}}{1+\frac{B}{Jp}+\frac{K_{C\theta}}{Jp^2}} = \frac{K_{C\theta}}{Jp^2+pB+K_{C\theta}} = \frac{1}{\frac{Jp^2}{K_{C\theta}}+\frac{pB}{K_{C\theta}}+1}$.

Par ailleurs, $(1+\tau p)^2 = 1 + \tau^2 p^2 + 2\tau p$. (3)

En identifiant, $\tau^2 = \frac{J}{K_{C\theta}}$ et $2\tau = \frac{B}{K_{C\theta}}$. On a donc $B = 2\tau K_{C\theta} = 2K_{C\theta}\sqrt{\frac{J}{K_{C\theta}}} = 2\sqrt{JK_{C\theta}}$ et $\tau = \sqrt{\frac{J}{K_{C\theta}}}$. (2)

Question 6.

On a : $\varepsilon(p) = \frac{C_c(p)}{1+FTBO(p)} = \frac{C_0}{p} \cdot \frac{1}{1+\frac{K_I(1+T_I p)}{T_I p(1+\tau p)^2}}$. En conséquences, $\varepsilon_S = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p\varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{C_0}{p} \cdot \frac{1}{1+\frac{K_I(1+T_I p)}{T_I p(1+\tau p)^2}} = \lim_{p \rightarrow 0} C_0 \cdot \frac{1}{1+\frac{K_I(1+T_I p)}{T_I p(1+\tau p)^2}} = 0 \text{ Nm}$. (3)

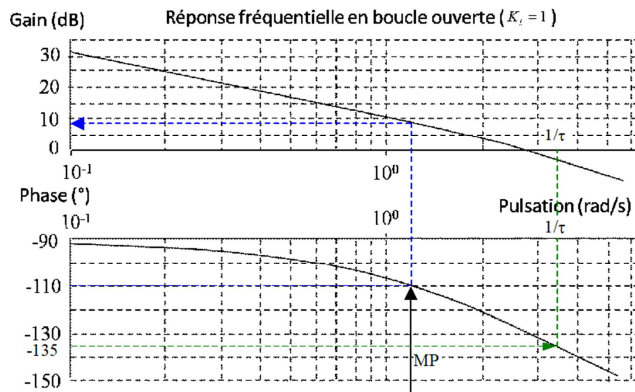
L'exigence 1.2.2.1 est vérifiée. (2)

Question 7.

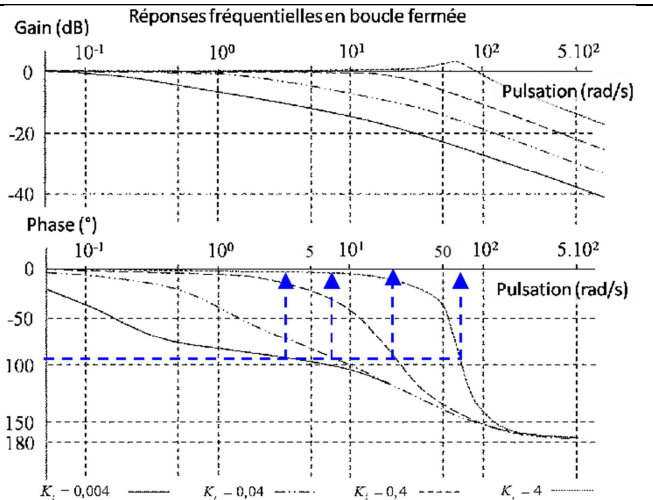
On a $\frac{K_i(1+T_i p)}{T_i p(1+\tau p)^2} = \frac{K_i(1+T_i p)}{T_i p(1+\tau p)^2 + K_i(1+T_i p)}$. Avec $T_i = \tau$, on a $\frac{K_i}{\tau p(1+\tau p) + K_i}$. La FTBF est bien d'ordre 2.

5

Question 8.

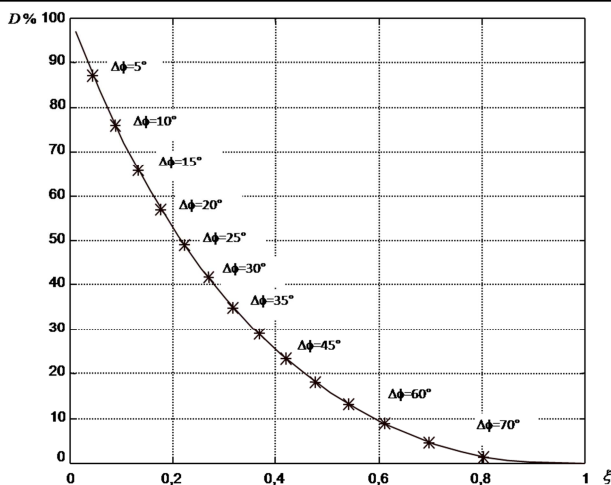


Pour avoir $MP \geq 70^\circ$ il faut abaisser la courbe de gain de 8dB. Soit prendre $K_i = \lambda \cdot K_{i \text{ init}}$ avec $20 \log(\lambda) \leq -8 \text{ dB}$ soit $\lambda \leq 10^{-0,4}$ et $K_i \leq 10^{-0,4} \times 1 = 0,4$



En utilisant le Bode de la FTBF pour une phase de -90° et $\omega_0 \geq 7 \text{ rad/s}$ on trouve $K_i > 0,04$.

On admettra que nécessairement $K_i \leq 0,4$.

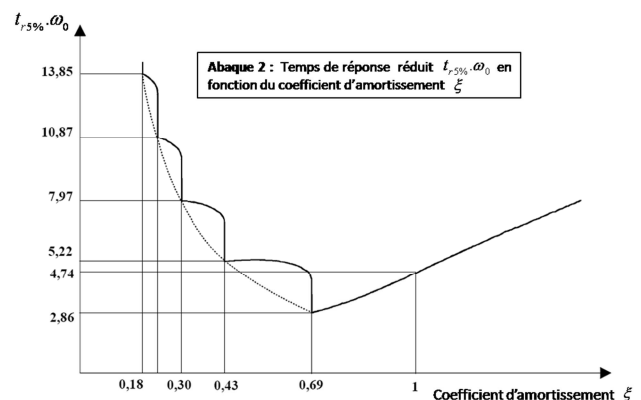


Pour avoir $D\% \leq 15\%$ il faut $\xi \geq 0,5$

Cependant, on trouve sur ce diagramme qu'il faut avoir $\xi \geq 0,8$ pour avoir une marge de phase de 70° .

Si on souhaite obtenir le temps de réponse à 5% le plus rapide, comme $\xi \geq 0,8 > 0,7$, il faut prendre ξ le plus faible possible. Cela impose $\xi = 0,8$ et comme $\xi = \frac{1}{2\sqrt{K_i}}$ on a

$$\text{alors } K_i = \frac{1}{4\xi^2} = 0,4.$$

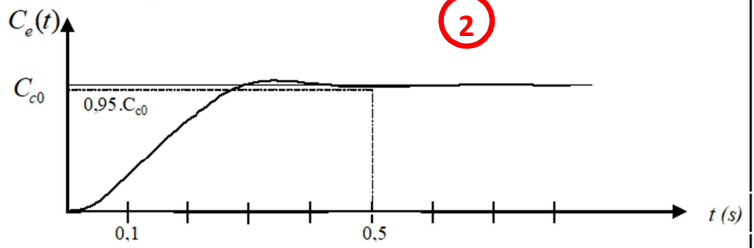


Pour $\xi = 0,8$, la lecture de l'abaque donne donc $t_{R5\%} \cdot \omega_0 \geq 3,5$ et avec $t_{R5\%} \leq 0,5 \text{ s}$ on a $\omega_0 \geq 7 \text{ rad/s}$

Question 9.

Critère	Valeur
Dépassement	2%
Tr5%	<0,5 s
Erreur statique en réponse à un échelon	0

Allure de la réponse indicielle :



2 DIRECTION AUTOMATIQUE DÉCOUPLÉE

Question 10. Fonction et nom de l'interface de puissance (I.P.)

Fonction : Distribuer l'énergie disponible

Nom : pré actionneur

Question 11. Nature des flux

Flux 1 : Information – Flux 2 : Information – Flux 3 : Information – Flux 4 : Information – Flux 5 : énergie

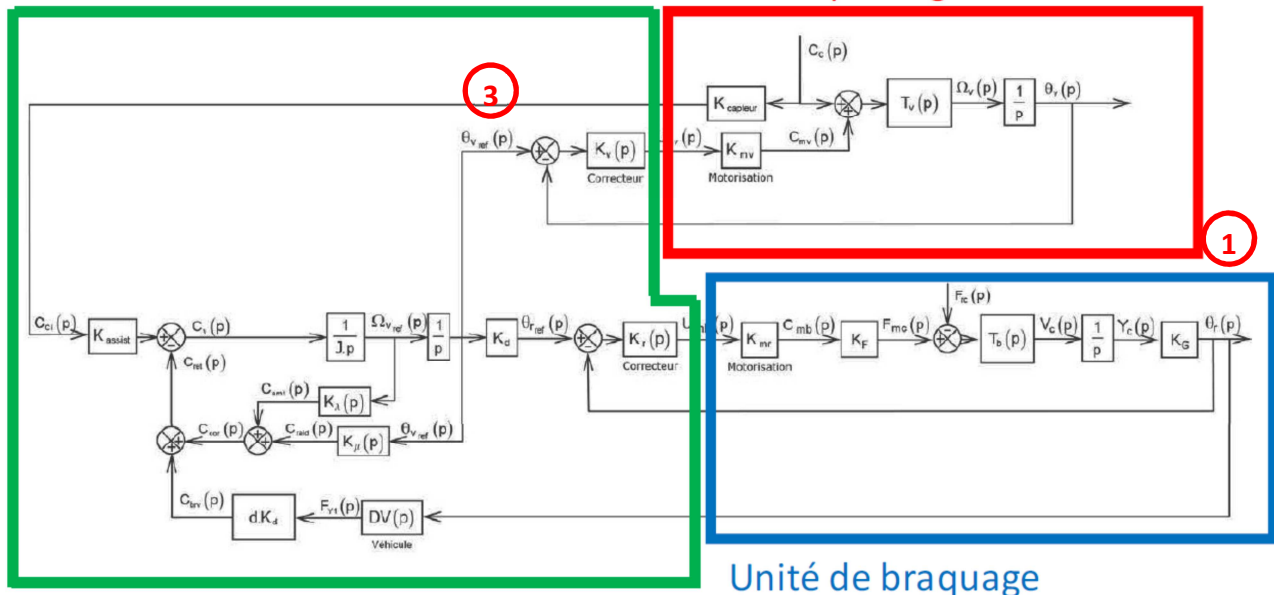
Concernant le flux 3, il s'agit du prélèvement d'un capteur. Même si c'est de l'information sous forme « mécanique » il n'en reste pas moins qu'un faible niveau d'énergie transite dans ce flux.

1/flux

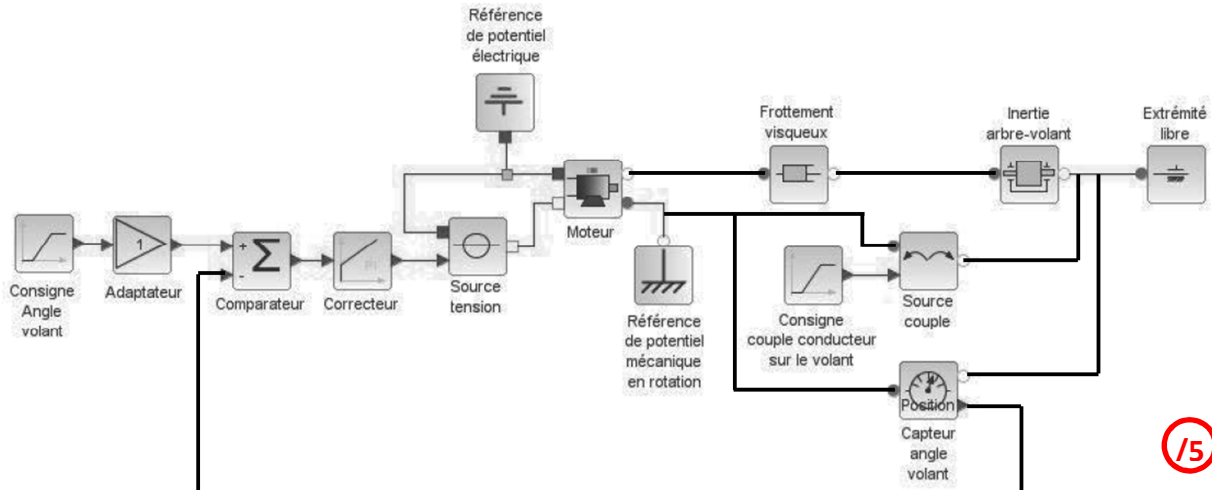
Question 12. Structure du modèle

Unité de commande

Unité de pilotage



Question 13. Compléter le modèle acausal



/5

Question 14. Fonction de transfert $T_v(p)$

$$C_c(p) + C_{mv}(p) - f_v \cdot \Omega_v(p) = J_v \cdot p \cdot \Omega_v(p) \Leftrightarrow \Omega_v(p)(J_v p + f_v) = C_c(p) + C_{mv}(p)$$

$$\Omega_v(p) = (C_c(p) + C_{mv}(p)) \cdot \frac{1}{J_v p + f_v} = (C_c(p) + C_{mv}(p)) \cdot \frac{1/f_v}{\frac{J_v}{f_v} p + 1}$$

On a donc : $g_v = \frac{1}{f_v}$ et $\tau_v = \frac{J_v}{f_v}$

Question 15. Expression $FTBO_{v1}(p)$.

On a :

$$FTBO_v(p) = K_v(p) K_{mv} \cdot \frac{g_v}{1 + \tau_v p} \cdot \frac{1}{p} = \frac{1 + \alpha \tau_v p}{\alpha \tau_v p} K_i K_{mv} \frac{g_v}{1 + \tau_v p} \cdot \frac{1}{p} = \frac{1}{p^2} \frac{g_v}{\alpha \tau_v} K_{mv} K_i \frac{1 + \alpha \tau_v p}{1 + \tau_v p}$$

Avec $K_{BOv1} = \frac{g_v K_{mv} K_i}{\alpha \tau_v}$ et $H(p) = \frac{1 + \alpha \tau_v p}{1 + \tau_v p}$

Question 16. Expression de $\varepsilon_{\theta v}(p)$.

Par lecture directe, on a

$$\varepsilon_{\theta v}(p) = \theta_{v_{ref}}(p) - \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)} \left(C_c(p) + K_i K_{mv} \frac{1 + \alpha \tau_v p}{\alpha \tau_v p} \varepsilon_{\theta v}(p) \right) = \theta_{v_{ref}}(p) - C_c(p) \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)} - \underbrace{K_i K_{mv} \frac{1 + \alpha \tau_v p}{\alpha \tau_v p} \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)}}_{FTBO(p)} \varepsilon_{\theta v}(p)$$

$$D'où \varepsilon_{\theta v}(p)(1 + FTBO_{v1}(p)) = \theta_{v_{ref}}(p) - \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)} C_c(p). \text{ Et donc } \varepsilon_{\theta v}(p) = \frac{\theta_{v_{ref}}(p)}{1 + FTBO_{v1}(p)} - \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)} \cdot \frac{C_c(p)}{1 + FTBO_{v1}(p)}$$

Question 17. Valeur minimale de K_i pour satisfaire aux critères de précision.

Écart statique en réponse à une consigne d'angle en échelon :

$\varepsilon_{\theta v}(t \rightarrow +\infty) = 0$ puisque la FTBO est de classe 2.

Écart statique en réponse à une consigne d'angle en rampe :

$\varepsilon_{\theta v}(t \rightarrow +\infty) = 0$ puisque la FTBO est de classe 2.

Écart statique en réponse à une perturbation de couple en échelon :

$\varepsilon_{\theta v}(t \rightarrow +\infty) = 0$ puisqu'il y a un intégrateur en amont de la perturbation.

Écart statique en réponse à une perturbation de couple en rampe :

$$C_c(t) = C_{c0} \cdot t \cdot u(t) \quad \text{et} \quad C_c(p) = \frac{C_{c0}}{p^2}, \quad \text{d'où : } \varepsilon_{\theta v}(t \rightarrow +\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_{\theta v}(p) = \lim_{p \rightarrow 0} -p \cdot \frac{g_v}{p(1 + \tau_v p)} \cdot \frac{C_{c0}}{p^2} =$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} -\frac{g_v}{(1 + \tau_v p)} \cdot \frac{C_{c0}}{p^2 + K_{BOv1} \frac{1 + \alpha \tau_v p}{1 + \tau_v p}} = -\frac{g_v \cdot C_{c0}}{K_{BOv1}} = -\frac{g_v \cdot C_{c0} \cdot \alpha \tau_v}{K_i K_{mv} g_v} = -\frac{C_{c0} \cdot \alpha \tau_v}{K_i K_{mv}}$$

Or, on souhaite $|\varepsilon_{\theta v}(t \rightarrow +\infty)| \leq \frac{C_{c0}}{10}$ donc $K_i \geq 10 \cdot \alpha \cdot \frac{\tau_v}{K_{mv}}$

L'application numérique donne $K_i \geq 25 \text{ V/rad}$.

Question 18.

$$FTBO_{v1}(p) = K_{BOv1} \cdot \frac{1}{p^2} \cdot \frac{1 + \alpha \tau_v p}{1 + \tau_v p}$$

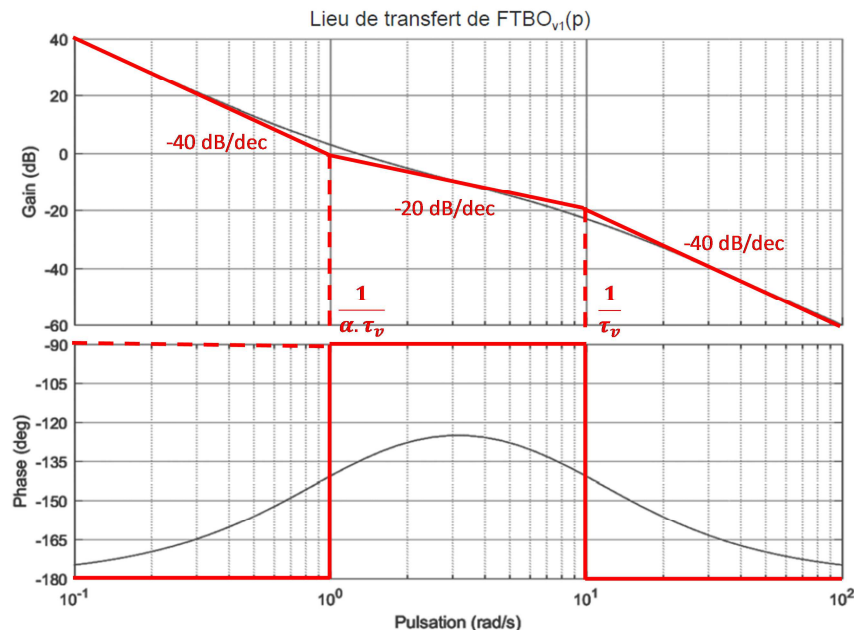
Les deux pulsations de cassure sont $\frac{1}{\alpha \tau_v} = 1 \text{ rad/s}$ et $\frac{1}{\tau_v} = 10 \text{ rad/s}$. **1**

À basse fréquence, $FTBO_{v1}(p) \approx K_{BOv1} \cdot \frac{1}{p^2}$ donc $\text{Arg}(FTBO_{v1}(j\omega)) \approx -180^\circ$ et $|FTBO_{v1}(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log K_{BOv1} - 40 \cdot \log \omega$ d'où une pente de -40 dB/dec et qui coupe l'axe des abscisses pour $\omega^2 = K_{BOv1}$ soit $\omega = 1 \text{ rad/s}$.

A moyenne fréquence entre les deux pulsations de cassure, $FTBO_{v1}(p) \approx K_{BOv1} \cdot \frac{\alpha \tau_v}{p}$ donc $\text{Arg}(FTBO_{v1}(j\omega)) \approx -90^\circ$ et $|FTBO_{v1}(j\omega)|_{dB} = 20 \log \alpha \cdot K_{BOv1} - 20 \log \omega$ d'où une pente de -20 dB/dec .

À haute fréquence, $FTBO_{v1}(p) \approx K_{BOv1} \cdot \frac{\alpha}{p^2}$ donc $\text{arg}(FTBO_{v1}(j\omega)) \approx -180^\circ$ et $|FTBO_{v1}(j\omega)|_{dB} = 20 \log \alpha \cdot K_{BOv1} - 40 \log \omega$ d'où une pente de -40 dB/dec .

Tableau 2



Question 19. Satisfaction de l'exigence Id 1-3.3

Exigences	Satisfaction
Pulsation de coupure à 0dB en boucle ouverte $\omega_{0dB} \geq 30 \text{ rad/s}$	D'après la Q12, cette exigence peut être satisfaite mais pas sans celle sur la marge de phase.
Temps de réponse à 5% (boucle fermée): $t_{r5\%} = 0,1 \text{ s} \pm 20 \text{ ms}$.	Cette exigence n'est pas satisfaite puisque d'après la figure $t_{r5\%} > 0,5 \text{ s}$. 1
Écart statique en réponse à une consigne d'angle en échelon.	Cette exigence est satisfaite d'après Q9. 1
Écart statique en réponse à une consigne d'angle en rampe.	Cette exigence est satisfaite d'après Q9. 1
Écart statique en réponse à une perturbation de couple en échelon.	Cette exigence est satisfaite d'après Q9. 1
Écart statique en réponse à une perturbation de couple en rampe.	Cette exigence est satisfaite d'après Q9 si $K_i \geq 25 \text{ V.s/rad}$.
Marge de phase.	D'après la Q11, cette exigence peut être satisfaite mais pas sans celle sur la pulsation de coupure.
Marge de gain.	Cette exigence est satisfaite puisqu'elle vaut $+\infty$
1 ^{er} dépassement en réponse indicielle.	Cette exigence n'est pas satisfaite puisque d'après la figure $d_{1\%} > 22\%$. 1

5

Question 20. Objectif de l'ajout d'une correction tachymétrique

Avec cette nouvelle correction, on cherche à augmenter la bande passante tout en décalant pour des pulsations plus élevées la « cloche » de phase ce qui permettra d'améliorer la rapidité, de satisfaire en même temps la pulsation de coupure et la marge de phase.

Question 21. Expression du transfert avec retour tachymétrique

On peut écrire directement : $T_{vrt}(p) = \frac{T_v(p)}{1 + K_{rt} \cdot T_v(p)}$ avec $T_v(p) = \frac{g_v}{1 + \tau_v \cdot p}$

5

Soit

$$\frac{T_{vrt}(p)}{T_v(p)} = \frac{1}{1 + K_{rt} \cdot T_v(p)} = \frac{1}{1 + K_{rt} \cdot \frac{g_v}{1 + \tau_v \cdot p}} = \frac{1 + \tau_v \cdot p}{1 + \tau_v \cdot p + K_{rt} \cdot g_v} = \frac{1}{1 + K_{rt} \cdot g_v} \cdot \frac{1 + \tau_v \cdot p}{1 + \frac{\tau_v}{g_v \cdot K_{rt}} \cdot p} = \beta \cdot \frac{1 + \tau_v \cdot p}{1 + \beta \cdot \tau_v \cdot p}$$

Donc $\beta = \frac{1}{1 + K_{rt} \cdot g_v}$

Question 22. Expression de la $FTBO_{v2}(p)$

On peut écrire directement :

5

$$\begin{aligned} FTBO_{v2}(p) &= K_i \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \tau_v \cdot p}{\alpha \cdot \tau_v \cdot p} \cdot K_{mv} \cdot T_{vrt}(p) \cdot \frac{1}{p} = K_i \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \tau_v \cdot p}{\alpha \cdot \tau_v \cdot p} \cdot K_{mv} \cdot \beta \cdot \frac{1 + \tau_v \cdot p}{1 + \beta \cdot \tau_v \cdot p} \cdot T_v(p) \cdot \frac{1}{p} \\ &= K_i \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \tau_v \cdot p}{\alpha \cdot \tau_v \cdot p} \cdot K_{mv} \cdot \beta \cdot \frac{1 + \tau_v \cdot p}{1 + \beta \cdot \tau_v \cdot p} \cdot \frac{g_v}{1 + \tau_v \cdot p} \cdot \frac{1}{p} = \frac{K_i \cdot K_{mv} \cdot \beta \cdot g_v}{\alpha \cdot \tau_v} \cdot \frac{1}{p^2} \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \tau_v \cdot p}{1 + \beta \cdot \tau_v \cdot p} \\ &= K_{BOv2} \cdot \frac{1}{p^2} \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \tau_v \cdot p}{1 + \beta \cdot \tau_v \cdot p} \end{aligned}$$

D'où : $K_{BOv2} = \frac{K_i \cdot K_{mv} \cdot \beta \cdot g_v}{\alpha \cdot \tau_v}$

3 ROBOT ENDOSCOPIQUE

5

Question 23.

On remarque que les variations du gain sont une pente nulle à l'origine avec un gain de -8 dB environ et une pente de -40 dB/dec pour les pulsations importantes. Entre les deux, on observe une pente de -20 dB/dec. De même, le déphasage passe de 0 à -90° puis -180° asymptotiquement. Ainsi, le modèle du premier ordre n'est pas valable sur toute la bande de pulsations mais uniquement pour des pulsations inférieures à 400 rad/s.

Si on suppose que le modèle du premier ordre est cohérent dans la première zone des diagrammes de Bode, on peut identifier le gain K à partir de la valeur initiale du gain et la constante de temps à partir de la pulsation pour laquelle le déphasage vaut -45° (plus précis que l'intersection des asymptotes horizontale et à -20 dB/dec).

Pour un déphasage de -45°, on relève une pulsation de 70 rad/s ce qui correspond à une constante de temps de 0,014s ce qui est proche de la valeur obtenue par identification temporelle. La valeur du gain initiale étant de -8dB, on détermine le gain à partir de l'inverse de la relation $20\log(K) = -8$ soit $K = 10^{-8/20} = 0,4$ ce qui correspond à nouveau à peu près à la valeur obtenue précédemment.

Question 24.

2

Le bloc situé après le moteur correspond au réducteur. Il prend en compte également l'intégration pour passer d'une vitesse à un angle. Ainsi, $B(p) = r/p$. Le capteur est situé au niveau du moteur et mesure l'angle du moteur. Ainsi, le bloc C n'est pas le gain du capteur mais celui du capteur divisé par le rapport de réduction $C = 360/(2\pi r) = 360 \cdot 50/(2\pi) = 2865 \text{ inc. rad}^{-1}$.

3

Question 25.

La FTBO est donnée par le produit des blocs de la boucle. Ainsi, $FTBO(p) = KM(p)B(p)C$ soit $FTBO(p) = \frac{2865 \cdot 0,44K}{(1 + 0,015p)p} = 25 \frac{K}{(1 + 0,015p)p}$.

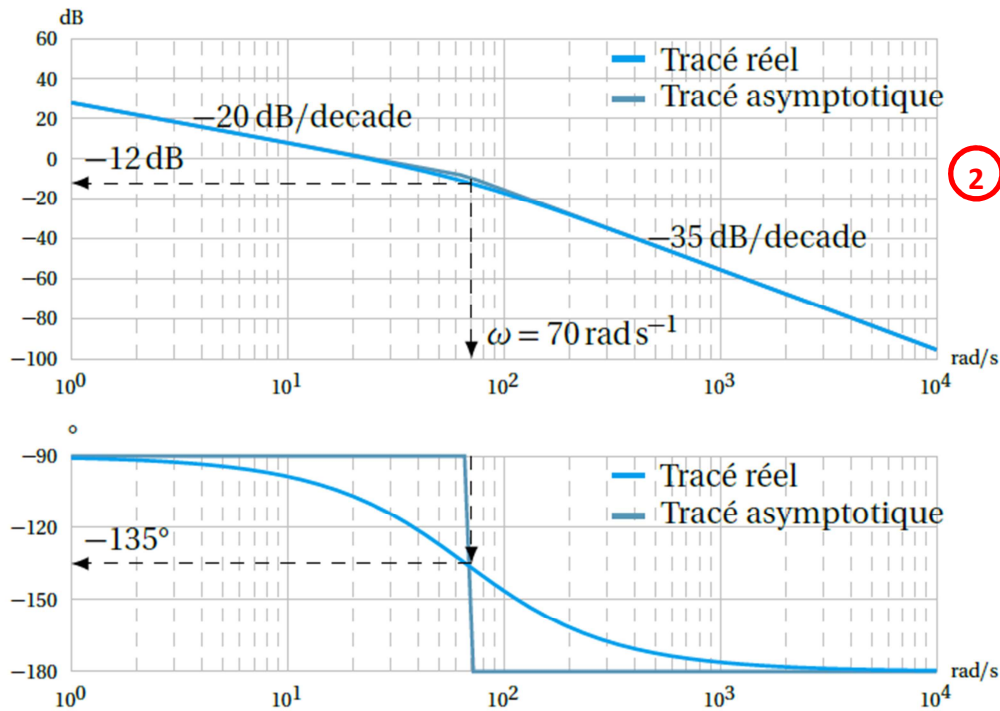
5

Question 26.

La fonction est un produit d'un intégrateur et d'un premier ordre. On détermine une pulsation caractéristique de 70 rad.s^{-1} environ. Pour des pulsations inférieures à 70 rad.s^{-1} , le gain a une pente de -20 dB/dec et de -40 dB/dec après cette pulsation (la phase varie de -90° à -180°).

Pour tracer correctement les asymptotes, on commence par tracer $\frac{25}{p}$ en estimant la valeur du gain en dB pour $\omega=1$ soit $20 \log(25) = 28 \text{ dB}$. On place ce point et on trace une pente de -20 dB/dec puis à partir de 70 rad.s^{-1} , on trace la pente de -40 dB/dec .

Pour la pulsation de 70 rad.s^{-1} , la courbe réelle de gain passe à -3 dB de la cassure et la phase passe à -135° .



Question 27.

Lorsque le gain K augmente, seul le diagramme de gain est modifié et subit une translation de $20 \log(K)$.

On obtient une phase de -135° pour $\omega=70 \text{ rad.s}^{-1}$. Ainsi, le gain pour $K=1$ vaut environ -12 dB . Pour que la marge de phase de 45° soit respectée, il faut que le gain soit égal à 0 pour une phase de -135° d'après la définition de la marge de phase. Ainsi, il faut remonter la courbe de 12 dB . On prend donc $20 \log(K)=12$ soit $K=4$ environ.

Question 28.

On observe sur la courbe des dépassements et une pente à l'origine nulle. Ainsi on peut proposer un modèle de fonction de transfert du second ordre. La valeur asymptotique vaut 20 mm . Sachant que la consigne est de 20 mm , le gain est égal à 1 .

Le premier dépassement relatif vaut $D_1 = \frac{30-20}{20} = 0,5$, le second vaut en valeur absolue $D_2 = \frac{20-15}{20} = 0,25$.

On utilise l'abaque pour déterminer un coefficient d'amortissement de $0,2$ environ. Pour la pulsation ω_0 , on mesure un temps de réponse à 5% de $0,5 \text{ s}$ environ. Sur l'abaque des temps de réponse réduits, on lit pour un coefficient d'amortissement de $0,2$ un temps de 15 environ. Ceci permet d'obtenir : $\omega_0=15/0,5=30 \text{ rad.s}^{-1}$ environ.

Question 29.

Pour déterminer la pulsation de coupure à -3 dB, on détermine l'expression du module de la fonction de transfert $|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{2\omega}{\omega_0}\right)^2}}$ et on cherche la pulsation pour laquelle le module est égal à $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (qui correspond à -3 dB par rapport à la valeur asymptotique quand ω tend vers zéro).

On pose pour simplifier la résolution $X = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$.

Ainsi, on doit résoudre : $(1 - X)^2 + 4X^2 = 2$ soit $X^2 + (4X^2 - 2)X - 1 = 0$.

Le discriminant vaut $(4X^2 - 2)^2 + 4 = 7,4$. Ainsi la seule racine positive est $X = (1,84 + 2,7)/2 = 2,3$. D'où $\omega \approx \sqrt{2,3}\omega_0 = 45 \text{ rad.s}^{-1}$.

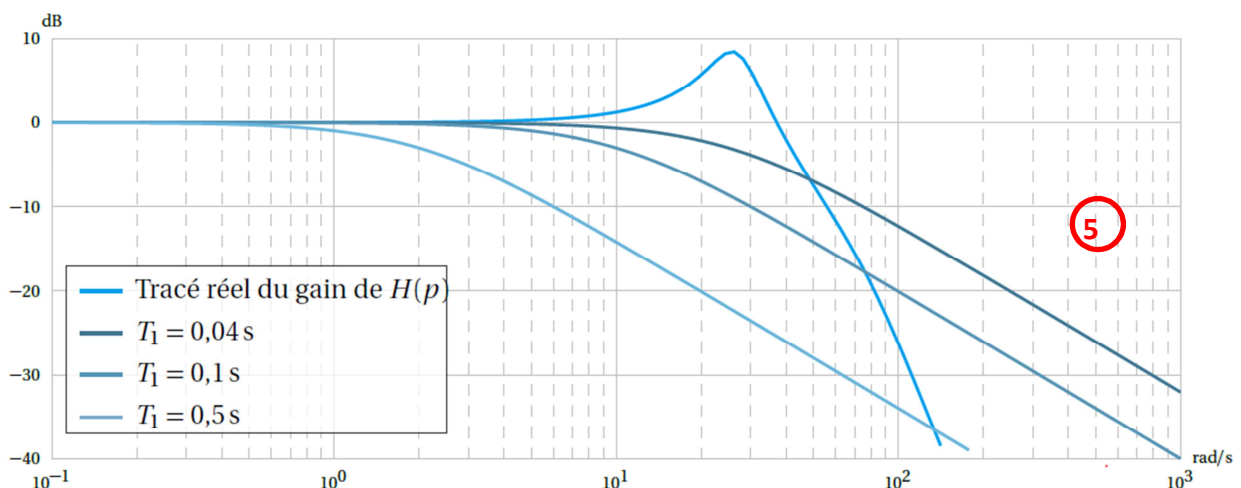
Cette pulsation correspond à une fréquence de 7,2 Hz ce qui est supérieur à la valeur donnée dans le cahier des charges qui est donc respecté. On aurait pu également directement dire que la pulsation ω_0 dépassait déjà le critère du cahier des charges et comme la pulsation de coupure à -3 dB était au-dessus, le critère était donc forcément respecté.

Question 30.

À partir du diagramme de gain, on détermine pour une pulsation de 4 Hz (inverse de la période) soit 25 rad.s^{-1} , un gain de 8,5 dB ce qui permet d'obtenir le gain de la fonction de transfert $10^{8,5/20} = 2,66$. Ce gain correspond, par définition, au rapport de l'amplitude de sortie sur l'amplitude d'entrée. Ainsi, l'amplitude est plus que doublée, il y a donc un risque d'augmentation de l'incision lors de l'opération.

5

Question 31.



5

Question 32.

La courbe n°3 a pour pulsation caractéristique $1/0,5 = 2 \text{ rad.s}^{-1}$ donc en dessous de $6,28 \text{ rad.s}^{-1}$ (1 Hz), ceci veut dire que les pulsations autour de 1 Hz vont être trop atténuées. Ce filtre ne convient donc pas.

5

Question 33.

La courbe n°1 a pour pulsation caractéristique $1/0,04 = 25 \text{ rad.s}^{-1}$ donc l'atténuation de gain ne supprime pas le pic à 8,5 dB : ce filtre ne convient pas.

Le filtre n°2 coupe à $1/0,1 = 10 \text{ rad.s}^{-1}$ et élimine à peu près correctement le pic à 8,5 dB. Ce filtre est le plus adapté.

5

Question 34.

La pulsation de coupure à -3 dB est d'environ 30 rad.s^{-1} , soit 4,8 Hz. On constate donc que le critère de bande passante est toujours respecté.

5