

Epreuve d'Informatique-Automatique

Eléments de correction

PARTIE A, Analyse fonctionnelle

A1-Etude globale

QA1.1 Expliquer en quelques lignes, le principe de fonctionnement du pas de pèlerin.

Le système d'alimentation de la LG36 est une zone tampon possédant une capacité de stockage de 4 bobines. Le système d'amenée des bobines vers la zone du descendeur est constitué d'un châssis fixe (constitué de vé de guidage) sur lequel reposent les bobines et d'un autre mobile permettant leurs déplacements. Le mode opératoire se déroule suivant 4 les phases :

1. dès que 4 bobines ont pris place sur le châssis fixe, le châssis mobile s'élève, soulevant ainsi l'ensemble des 4 bobines verticalement,
2. en position haute, le châssis mobile se translate en direction de la zone descendeur d'un pas,
3. il effectue alors un mouvement de descente, déposant l'ensemble des bobines sur le châssis fixe,
4. le châssis mobile en position basse et délesté de son chargement, recule d'un pas, afin d'être prêt pour un nouveau cycle.

On peut remarquer que les différents systèmes constituant la ligne LG37 présentent une architecture en série. Les raisons qui ont conduit les concepteurs à choisir ce système d'alimentation sont principalement :

- de limiter l'incidence d'un arrêt d'une zone par rapport à la cadence de production,
- d'optimiser le temps de cycle de transfert des bobines du hall A vers le hall B, l'exécution des autres tâches pouvant se dérouler en temps masqué.

QA1.2 Proposer une description SADT de niveau A0.

Compte tenu des informations données, on peut proposer (cf. Fig. 1) :

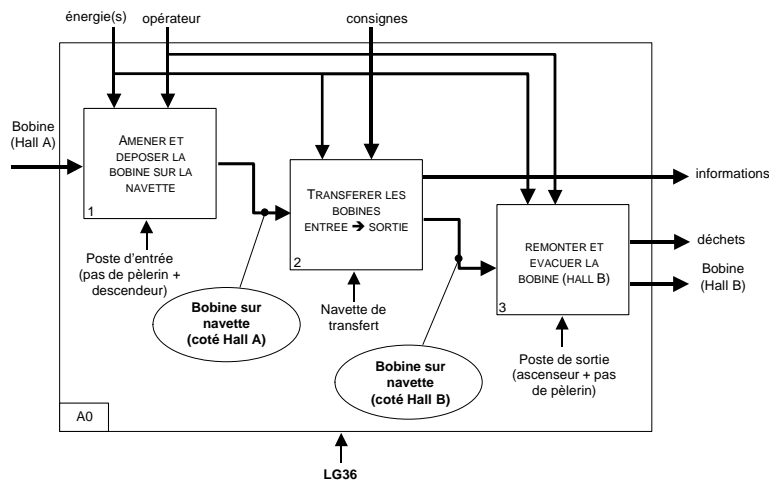


FIG. 1 – Diagramme A0

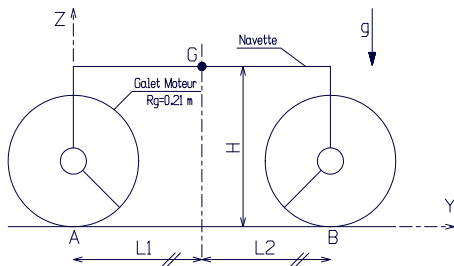
A2-Étude du profil de la loi de commande en vitesse de la navette

QA2.1 Justifier en quelques lignes l'allure de la loi de consigne imposée à la navette.

La masse des bobines à transporter étant conséquente (plusieurs dizaines de tonnes), le déplacement de la navette doit être, dans un premier temps, progressif. C'est la phase (1) de démarrage où on impose une accélération constante. Afin de limiter le temps de transbordement, la durée de cette phase doit être la plus courte possible. On note cependant que la valeur maximale de l'accélération dépend du coefficient d'adhérence rail/galet (cf. QA2.3) et influence fortement la puissance du moteur de transbordement (cf. QB1.1). Un compromis est donc nécessaire.

QA2.2 Exprimer le bilan des actions mécaniques extérieures à l'ensemble isolé Σ .

On se place dans le plan de symétrie de la navette (cf. Figure ci contre). Le bilan des actions mécaniques extérieures s'appliquant sur la navette s'exprime comme :



$$\{T_{sol \rightarrow \Sigma}\} = \left\{ \begin{array}{c} \varepsilon T_1 \vec{Y} + N_1 \vec{Z} \\ \vec{0} \end{array} \right\}_A$$

$$\{T_{sol \rightarrow \Sigma}\} = \left\{ \begin{array}{c} N_2 \vec{Z} \\ \vec{0} \end{array} \right\}_B$$

$$\{T_{grav \rightarrow \Sigma}\} = \left\{ \begin{array}{c} -M_t g \vec{Z} \\ \vec{0} \end{array} \right\}_G$$

QA2.3 Déterminer l'accélération maximale de la navette γ_0 .

On applique les théorèmes généraux à l'ensemble Σ par rapport au repère galiléen R_0 . Le torseur dynamique de l'ensemble se détermine comme :

$$\{D_{\Sigma/R_0}\} = \left\{ \begin{array}{c} M_t \gamma(t) \vec{Y} \\ -M_t H \gamma(t) \vec{X} \end{array} \right\}_A$$

- Théorème de la résultante dynamique,

$$\begin{aligned} M_t \gamma(t) &= \varepsilon T_1, \quad \varepsilon = \pm 1 \\ 0 &= N_1 + N_2 - M_t g \end{aligned}$$

- Théorème du moment dynamique exprimé en A,

$$-M_t H \gamma(t) = L N_2 - M_t g L_1$$

On se place dans la phase de démarrage donc $\gamma(t) = \gamma_0$ et on utilise la loi de Coulomb (on note f , le coefficient de frottement, $\varepsilon = -1$) pour le contact entre le galet moteur et le rail. Ce qui donne, tous calculs effectués :

$$\gamma_0 \leq \frac{gf(L - L_1)}{L - fH} = \frac{gfL}{2L(1 - f\frac{H}{L})} \simeq \frac{gf}{2}$$

QA2.4 Déterminer numériquement γ_0 si $f = 0.1$.

L'application numérique donne $\gamma_0 \leq 0.5 \text{ m.s}^{-2}$.

PARTIE B, Etude de la motorisation de la navette

B1-Détermination de la puissance du moteur

QB1.1 Déterminer la puissance du moteur principal de la navette.

On applique le Théorème de l'Energie cinétique TEC à l'ensemble $\Sigma = \{\text{navette} + \text{moteur} + \text{chaîne de transmission}\}$. Ce qui donne :

$$\frac{d}{dt} T_{\Sigma/R_o} = P_{\Sigma \rightarrow \Sigma/R_o} + P_{\text{chariot} \leftarrow \text{moteur} \rightarrow \text{transmission}}$$

Avec $P_{\text{grav} \rightarrow \Sigma} = 0$ et $P_{\text{sol} \rightarrow \text{galet}} = \varepsilon T_1 V_0$

Il faut estimer l'énergie cinétique de l'ensemble Σ , ce qui donne :

$$2T_{\Sigma/R_o} = M_t V_0^2 + (J_m + J_r) \omega_m^2 + J_{\text{essieu}} \omega_a^2$$

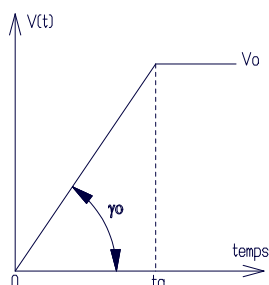
Avec : J_m : inertie du moteur suivant l'axe de rotation, J_r : inertie du réducteur ramenée sur l'axe moteur, $\omega_a = n \cdot \omega_m$, $n = \frac{1}{25.83}$, $V_0 = n R_g \omega_m$.

On détermine numériquement les différentes inerties nécessaires au calcul de la puissance, ce qui donne :

$$\begin{aligned} J_{\text{galet}} &= \frac{M_g R_g^2}{2} = 1.25 \text{ Kg.m}^2 \text{ avec } M_g = \frac{\pi * 0.42^2}{4} * 0.053 * 7800 = 57 \text{ Kg} \\ J_{\text{arbre}} &= \frac{M_g R_a^2}{2} = 8.10^{-3} \text{ Kg.m}^2 \\ J_{\text{essieu}} &= 2 * J_{\text{galet}} + J_{\text{arbre}} \end{aligned}$$

On peut alors déterminer l'inertie équivalente ramenée sur l'arbre moteur, ce qui donne :

$$J_{eq} = M_t n^2 R_g^2 + (J_m + J_r) + J_{\text{essieu}} n^2$$



Les caractéristiques de la loi de consigne permettent de déterminer :

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= \frac{V_0}{t_a} \Rightarrow \dot{\omega}_m = \frac{V_0}{n t_a R_g} = \frac{\gamma_0}{n R_g} \\ \omega_m &= \frac{V_0}{n R_g} \end{aligned}$$

Ces résultats complétés par les théorèmes généraux permettent d'exprimer la puissance moteur en fonction de la vitesse nominale V_0 ou de l'accélération γ_0 soit :

$$P_{\text{moteur}} = \frac{J_{eq}}{t_a} \left[\frac{V_0}{n R_g} \right]^2 + M_t \left[\frac{V_0^2}{t_a} \right] = J_{eq} t_a \left[\frac{\gamma_0}{n R_g} \right]^2 + M_t t_a \gamma_0^2$$

Application numérique :

La masse de la bobine transportée est estimée à $M_b = 20 * 2.6 * \pi \frac{22^2 - 6^2}{4} = 18.3 \text{ tonnes}$. Ce qui donne une masse totale de $M_t = M_b + M_v = 22.3 \text{ tonnes}$ et donc $J_{eq} = 2 \text{ Kg.m}^2$. Il faut déterminer la durée de la phase d'accélération. La fréquence nominale de rotation du moteur est fixée à 151 rd.s^{-1} . Ce qui permet de déterminer V_0 (cf. loi de consigne). Ainsi, il vient $V_0 = 1.227 \text{ m.s}^{-1}$. On peut en déduire la durée de la phase d'accélération en utilisant la relation $t_a = \frac{V_0}{\gamma_0} = 9.6 \text{ s}$.

En utilisant la relation établie précédemment, on détermine alors la puissance que doit fournir dans la phase d'accélération le moteur, soit :

$$P_{\text{moteur}} \simeq 8 \text{ KW}$$

QB1.2 Déterminer les caractéristiques de la loi de consigne.

Phase	Durée	V (en $m.s^{-1}$)	$\dot{\omega}_m$ (en $rd.s^{-2}$)	ω_m (en $rd.s^{-1}$)	C_m (en $N.m$)
1	9.6	-	15.62	-	54.3
2	71.9	1.227	0	151	0
3	9.6	-	-15.62	-	
4	-	-	-	-	-
5	9.6	-	15.62	-	8.3
6	71.9	1.227	0	151	0
7	9.6	-	-15.62	-	

Le calcul du couple moteur s'effectue grâce à l'application du théorème de l'énergie cinétique détaillé précédemment. Il vient donc :

$$C_m = \gamma_0 \left[\frac{J_{eq}}{nR_g} + M_t n R_g \right]$$

Au retour, à vide, $J_{eq} = 0.27 \text{ Kg.m}^2$ et $M_t = M_v = 4.10^3 \text{ Kg}$

QB1.3 Le temps maximal de 3 mn d'un aller-retour défini par le cahier des charges est-il respecté ?

Le temps d'un aller-retour est estimé à $T_{total} = 2 * [71.9 + 2 * 9.6] = 182 \text{ s}$. Ce qui est légèrement supérieur aux trois minutes imposées par le cahier des charges.

B2-Etude dynamique de la transmission

QB2.1 En utilisant un principe de conservation appliqué à l'ensemble Σ_A , montrer que l'équation différentielle liant $C_a(t)$, $C_{r \rightarrow a}(t)$, $\gamma(t)$ et $\omega_a(t)$ peut s'exprimer sous la forme :

$$[\varepsilon R_g M_t + M_a b] \gamma(t) = I_a \frac{d}{dt} \omega_a(t) + \omega_a(t) f_a - (C_a(t) + C_{r \rightarrow a}(t))$$

On exprime le BAME (Bilan des actions mécaniques extérieures) appliquées sur l'ensemble mécanique dans son mouvement par rapport au repère galiléen Ro , ce qui donne :

$$\{T_{grav \rightarrow \Sigma_A}\}, \{T_{châssis \rightarrow \Sigma_A}\}, \{T_{sol \rightarrow \Sigma_A}\}, \{T_{ressort \rightarrow \Sigma_A}\}, \{T_{magn \rightarrow \Sigma_A}\}$$

On détermine ensuite le torseur dynamique $\{D_{\Sigma_A/Ro}\}$, puis on utilise le théorème du moment dynamique en O et en projection suivant \vec{X} , ce qui donne la relation demandée.

QB2.2 A partir de l'ébauche donnée, compléter partiellement le schéma-bloc modélisant le comportement dynamique de l'élément Σ_A .

On applique la transformée de Laplace à la relation établie en supposant les conditions initiales nulles, ce qui se traduit par le schéma-bloc (cf. Fig. 2) :

On en déduit alors l'expression des deux fonctions de transfert $H_1(p)$ et $H_2(p)$. Soit :

$$H_1(p) = \frac{1}{pI_a + f_a} \text{ et } H_2(p) = [R_g^2 M_t - M_a b R_g] p$$

QB2.3 D'une manière symétrique à l'étude de l'ensemble Σ_A , donner l'expression de l'équation différentielle du mouvement en rotation de l'arbre B liant $C_{r \rightarrow b}(t)$, $\gamma(t)$ et $\omega_b(t)$.

On exprime le BAME (Bilan des actions mécaniques extérieures) appliquées sur l'ensemble mécanique dans son mouvement par rapport au repère galiléen Ro , puis on utilise le théorème du moment dynamique en O et en projection suivant \vec{X} , ce qui donne tous calculs effectués :

$$\varepsilon R_g M_t \gamma(t) = I_b \frac{d}{dt} \omega_b(t) + f_b \omega_b(t) - C_{r \rightarrow b}(t)$$

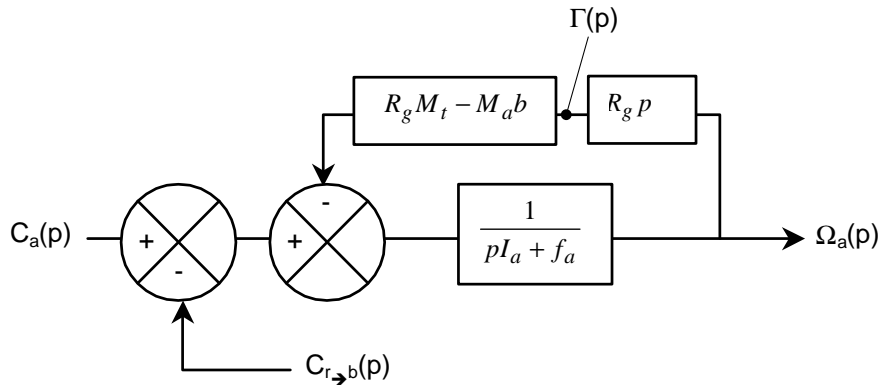


FIG. 2 – Modèle dynamique de Σ_A

QB2.4 *A partir de l'ébauche donnée, compléter partiellement le schéma-bloc modélisant le comportement dynamique de l'élément Σ_B .*

On applique la transformée de Laplace à la relation établie en supposant les conditions initiales nulles, ce qui se traduit par le schéma-bloc (cf. Fig. 3) :

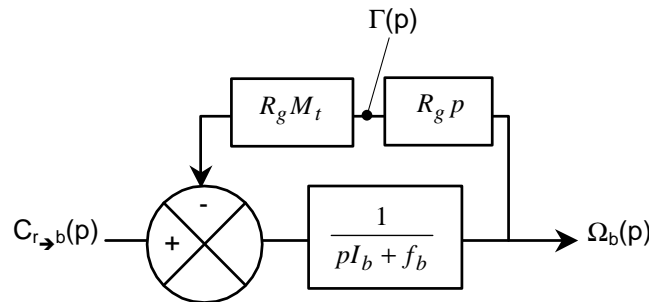


FIG. 3 – Modèle dynamique de Σ_B

On en déduit l'expression des deux fonctions de transfert $H_4(p)$ et $H_5(p)$. Soit :

$$H_4(p) = R_g^2 M_t p \text{ et } H_5(p) = \frac{1}{pI_b + f_b}$$

QB2.5 *Compléter alors le document-réponse DRP1, le schéma-bloc complet en précisant les expressions des $H_i(p)$.*

Afin de compléter l'ébauche proposée et en utilisant les réponses aux questions précédentes, il convient d'exprimer la loi de déformation du ressort de torsion, soit :

$$C_{r \rightarrow b}(t) = K_\theta(\theta_a(t) - \theta_b(t))$$

Soit dans le domaine de Laplace :

$$C_{r \rightarrow b}(p) = \frac{K_\theta}{p}(\Omega_a(p) - \Omega_b(p))$$

Ce qui peut se traduire grâce à l'outil schéma bloc (cf. Fig. 4) :

On en déduit l'expression de la fonction de transfert $H_3(p) = \frac{K_\theta}{p}$. On peut donc compléter le schéma bloc complet modélisant le comportement dynamique de la transmission. On obtient donc (cf. Fig. 5) :

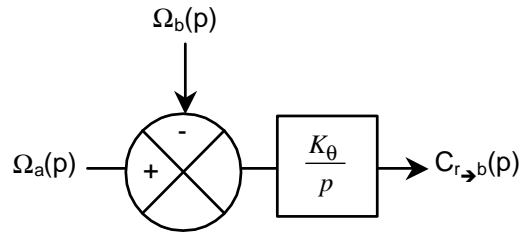


FIG. 4 – Modèle dynamique du ressort de torsion

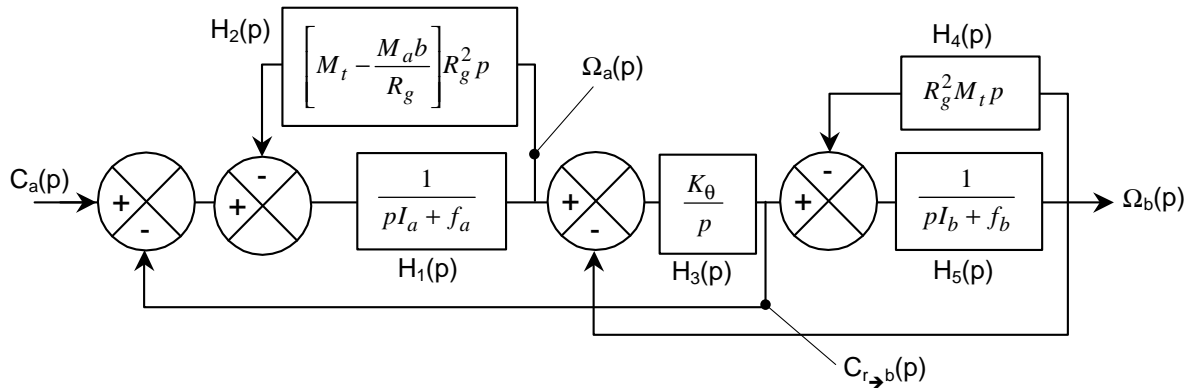


FIG. 5 – Schéma bloc complet (modèle dynamique)

QB2.6 Déterminer la fonction de transfert en boucle ouverte $FTBO(p)$ et l'exprimer sous forme canonique.

Le plus simple est d'utiliser l'algèbre des schéma blocs afin de déterminer facilement la fonction de transfert. Le schéma-bloc devient donc (cf. Fig. 6) :

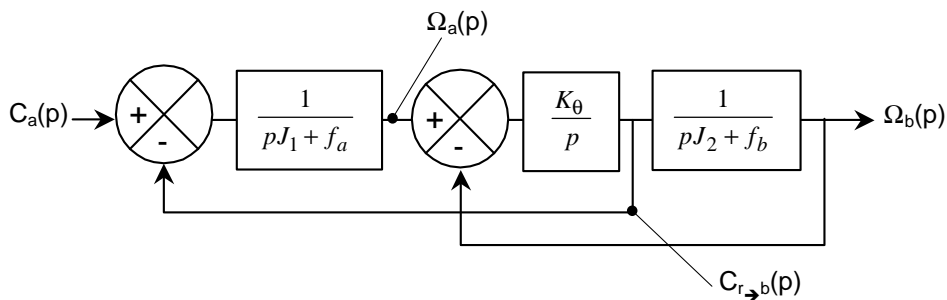


FIG. 6 – Schéma bloc simplifié

avec

$$J_1 = R_g^2 \left[M_t - \frac{M_{ab}}{R_g} \right] + I_a \text{ et } J_2 = R_g^2 M_t + I_b$$

On modifie ce schéma bloc afin de pouvoir utiliser la relation de Black directement, ce qui donne la figure 7.

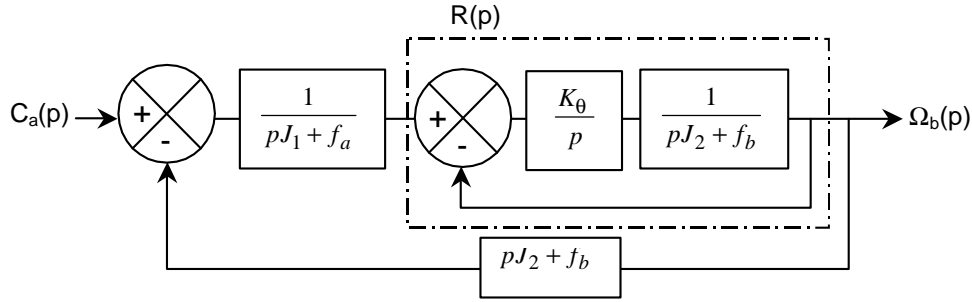


FIG. 7 – Schéma bloc modifié

On détermine la fonction de transfert intermédiaire $R(p)$, ce qui permet de déterminer la fonction de transfert en boucle ouverte, soit :

$$R(p) = \frac{K_\theta}{K_\theta + p(J_2 p + f_b)}$$

$$FTBO(p) = \frac{pJ_2 + f_b}{pJ_1 + f_a} \cdot R(p) = \frac{pJ_2 + f_b}{pJ_1 + f_a} \cdot \frac{K_\theta}{K_\theta + p(J_2 p + f_b)}$$

QB2.7 Déterminer la fonction de transfert en boucle fermée $FTBF(p)$.

A partir de la figure 7, le calcul de la fonction de transfert en boucle fermée ne pose aucun problème en appliquant la relation de Black. Il vient après simplifications :

$$\frac{\Omega_b(p)}{C_a(p)} = \frac{K_\theta}{J_1 J_2 p^3 + (J_1 f_b + J_2 f_a) p^2 + (K_\theta (J_1 + J_2) + f_a f_b) p + K_\theta (f_a + f_b)}$$

Par identification, on trouve alors :

$$K_{bf} = \frac{1}{f_a + f_b}, \quad a_1 = \frac{K_\theta (J_1 + J_2) + f_a f_b}{K_\theta (f_a + f_b)}, \quad a_2 = \frac{J_1 f_b + J_2 f_a}{K_\theta (f_a + f_b)}, \quad a_3 = \frac{J_1 J_2}{K_\theta (f_a + f_b)}$$

QB2.8 En utilisant les courbes données en annexe, factoriser le dénominateur de la $FTBF(p)$.

- donner une signification phénoménologique à cette factorisation. Indiquer le mode dominant,
- Entre les courbes (C1) et (C2), préciser laquelle correspond à la réponse fréquentielle de la navette à vide et en charge.

La réponse fréquentielle de la transmission présente nettement trois zones caractéristiques :

- en basse fréquence, la réponse dynamique est celle d'un gain pur (déphasage nul, amplitude en dB \rightarrow vers $20 \log K_{bf}$,
- quand $\omega \nearrow$, on observe une première cassure de pente -20 dB/décade caractéristique d'un système du 1er ordre (déphasage \rightarrow vers -90°),
- puis, il apparaît une deuxième cassure avec un phénomène local de surtension avec une pente -60 dB/décade, caractéristique d'un système du 2ème ordre (déphasage \rightarrow vers -270°).

Toutes ces considérations nous amène à proposer la factorisation suivante :

$$\frac{\Omega_b(p)}{C_a(p)} = \frac{K_{bf}}{(1 + \tau p) \left[1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right]}$$

On trouve donc que le système dynamique peut être modélisé par un mode dominant au 1er ordre et un mode oscillant.

Pour les basses fréquences et compte tenu des valeurs numériques fournies dans le sujet, on peut estimer que :

$$\frac{\Omega_b(p)}{C_a(p)} \rightarrow \frac{K_{bf}}{(1 + \tau p)} = \frac{\frac{1}{f_a + f_b}}{1 + \frac{K_\theta(J_1 + J_2) + f_a f_b}{K_\theta(f_a + f_b)} \cdot p} \text{ donc } \tau = \frac{K_\theta(J_1 + J_2) + f_a f_b}{K_\theta(f_a + f_b)}$$

Ce qui implique que lorsque $M_t \nearrow$, J_1 et $J_2 \nearrow$ donc $\tau \nearrow$ et si $\omega = \frac{1}{\tau}$ alors $\omega \searrow$, ce qui implique que la courbe (C1) corresponde au comportement dynamique de la navette 'chargée' (avec bobine) et la courbe (C2) corresponde au cas de la navette 'à vide'.

QB2.9 Exprimer littéralement toutes les échelles caractéristiques du modèle dynamique (constante de temps τ , pulsation propre ω_0 , coefficient d'amortissement ζ).

- examiner le cas limite d'une transmission infiniment rigide,
- dans ce cas, déterminer l'expression temporelle de la réponse indicielle,
- tracer avec soin, cette réponse. Faire apparaître les points remarquables ainsi que les échelles.

On fait les hypothèses suivantes :

$$J_1 = J_2 = J, f_a = f_b = f, \frac{2\zeta}{\tau\omega_0} \ll 1 \text{ et } K_\theta(J_1 + J_2) + f_a f_b \simeq 2K_\theta J$$

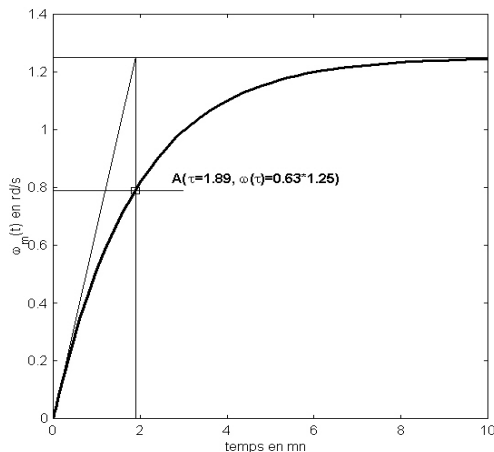
Ce qui conduit aux expressions suivantes :

$$\tau = \frac{J}{f}, \omega_0 = \sqrt{\frac{2K_\theta}{J}}, \zeta = \frac{\sqrt{2}f}{4\sqrt{K_\theta J}}$$

On remarque que la pulsation propre du système non amorti est indépendante du coefficient de frottement alors que le coefficient d'amortissement est proportionnel au coefficient de frottement.

On peut alors dresser un tableau de résultat en fonction de J (en $Kg.m^2$) qui évolue suivant la charge transportée. Il vient :

J (en $Kg.m^2$)	45.3	254.8
ω_0 (en $rd.s^{-1}$)	58.6	24.74
τ (en s)	113.2	637
ζ	$7.5.10^{-5}$	$3.17.10^{-5}$



Dans le cas d'une transmission infiniment rigide, $K_\theta \rightarrow \infty$, ce qui donne pour la fonction de transfert l'expression suivante :

$$\frac{\Omega_b(p)}{C_a(p)} = \frac{\frac{1}{f_a + f_b}}{1 + \frac{J_1 + J_2}{f_a + f_b} p}$$

Dans ce cas, l'expression temporelle de la réponse indicielle s'exprime comme :

$$\omega_b(t) = \frac{1}{2f}(1 - e^{-t/\tau}) \text{ avec } \tau = \frac{J}{f}$$

Afin de tracer cette réponse temporelle, on détermine les valeurs numériques des deux échelles (respectivement de temps et d'amplitude), soit :

$$\tau = \frac{J}{f} = \frac{45.3}{0.4} = 1.89 \text{ mn}, K_{bf} = \frac{1}{2f} = 1.25 \text{ rd.s}^{-1} \cdot \text{N}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$$

QB2.10 *Quelles caractéristiques mécaniques “modifiables” de la transmission influencent significativement la pulsation propre et le coefficient d’amortissement ?*

D’après les expressions analytiques établies précédemment, la raideur de l’arbre de transmission K_θ influence la pulsation propre ainsi que le coefficient d’amortissement. Si on estime que :

$$K_\theta = \frac{G.I_O}{L} \text{ avec } I_O = \frac{\pi D^4}{32}$$

Dans ces conditions, si $D \nearrow$, $I_O \nearrow$ (plus que J) et donc $K_\theta \nearrow$. Ce qui implique que $\omega_0 \nearrow$ et $\zeta \searrow$. Donc, si on augmente le diamètre D de l’arbre, la transmission devient ‘plus raide’.

QB2.11 *Déterminer la fonction de transfert $\frac{\Omega_b(p)}{\Omega_a(p)}$ et l’exprimer sous sa forme canonique. Déterminer numériquement les échelles caractéristiques. Conclure sur la qualité du modèle proposé.*

On utilise le schéma bloc établi à la question QC2.6 (cf. Fig. 5) et on détermine facilement (en utilisant la relation de Black), la fonction de transfert du second ordre, soit :

$$\frac{\Omega_b(p)}{\Omega_a(p)} = \frac{\Omega_b(p)}{C_a(p)} \cdot \frac{C_b(p)}{\Omega_a(p)} = \frac{K_\theta}{\text{dénom}(p)} \cdot \frac{\text{dénom}(p)}{K_\theta + p(J_2 p + f_b)} = \frac{1}{1 + \frac{f_b}{K_\theta} p + \frac{J_2}{K_\theta} p^2}$$

On remarque que la gain statique tend vers l’unité, ce qui montre qu’en régime stationnaire, les deux demi arbres sont synchronisés.

On détermine les deux autres échelles, ce qui donne compte tenu des valeurs numériques :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_\theta}{J_2}} = 41.5 \text{rd.s}^{-1} \text{ (à vide) et } \zeta = \frac{f_b}{2\sqrt{K_\theta J_2}} = 1.06 \cdot 10^{-4}$$

Le coefficient d’amortissement est très faible, ce qui pourrait supposer que le modèle dynamique se rapproche d’un second ordre du type oscillateur pur. La fonction de transfert pourrait s’exprimer comme :

$$\frac{\Omega_b(p)}{\Omega_a(p)} = \frac{1}{1 + \frac{J_2}{K_\theta} p^2} \text{ avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{K_\theta}{J_2}}$$

Dans ce cas, le temps de synchronisme des deux demi arbres serait infini.

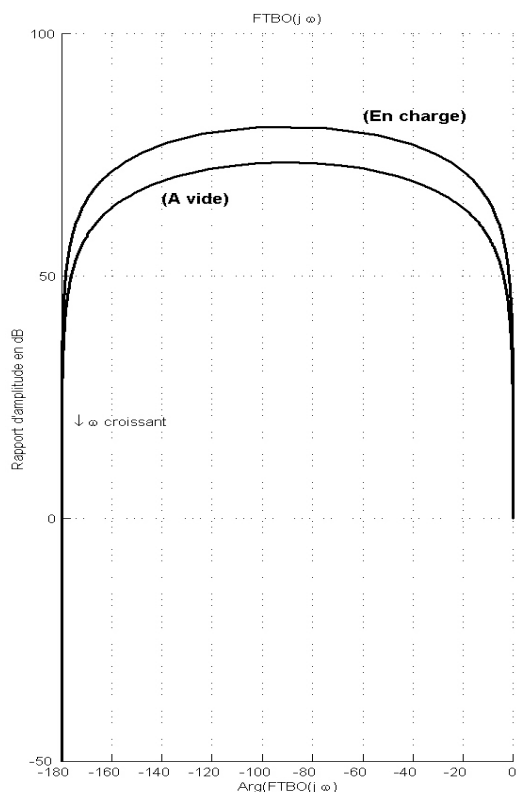
QB2.12 *Déterminer numériquement (en Hz), la borne supérieure de la bande passante à -3 dB du système dynamique.*

On utilise les réponses données précédemment (ou le tracé de Bode fourni en annexe) pour donner la borne supérieure de la bande passante à -3 dB en boucle fermée, soit :

$$BP_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\tau} = 0.0014 \text{ Hz}$$

Cette quantité peut être considérée comme une échelle de temps. Elle permet de quantifier la capacité du système à réponse rapidement à une variation rapide du signal d’entrée.

QB2.13 Discuter de la stabilité en boucle fermée de ce modèle dynamique. On pourra illustrer les marges de stabilité (dont on déterminera les valeurs) dans le plan de Black.



Afin de discuter de cette stabilité, on peut (par exemple) tracer dans le plan de Black la fonction de transfert en boucle ouverte (qui est du 3ème ordre au dénominateur et du 1er ordre au numérateur). On rappelle que :

$$FTBO(p) = \frac{pJ_2 + f_b}{pJ_1 + f_a} \cdot \frac{K_\theta}{K_\theta + p(J_2p + f_b)}$$

$$\simeq \frac{K_\theta}{K_\theta + p(J_2p + f_b)} \text{ avec } J_1 = J_2, f_a = f_b$$

Dans ces conditions, la FTBO se réduit à une fonction du second ordre inconditionnellement stable. La marge de gain est infinie et on peut déterminer numériquement la marge de phase à vide et en charge. Comme le montre le diagramme de Black en BO, le système est à la limite de stabilité. La marge de phase peut être considérée comme quasi nulle. L'application numérique montre que le coefficient d'amortissement est très faible, la pulsation propre valant $\sqrt{\frac{K_\theta}{J_2}}$.

PARTIE C, Etude des lois de commande de la navette

C1-Performances de la boucle de vitesse

QC1.1 On envisage de faire fonctionner le moteur dans les 4 quadrants. Expliquer en quelques lignes le principe de ce type de fonctionnement.

Si la machine électrique utilisée est réversible (cas de la machine synchrone auto pilotée), elle peut fonctionner en “moteur” ou génératrice “frein” afin d’optimiser ses performances. On peut définir les fonctionnements possibles dans les 4 quadrants de plan couple-vitesse (cf. figure 8).

I	moteur : vitesse et couple positifs
II	génératrice-frein : vitesse positive et couple négatif
III	moteur : vitesse et couple négatifs
IV	génératrice-frein : vitesse négative et couple positif

- Indiquer dans le plan (C, Ω) , le signe du couple moteur et de la vitesse du rotor lors d’une translation de la navette (cf. Fig. 8)

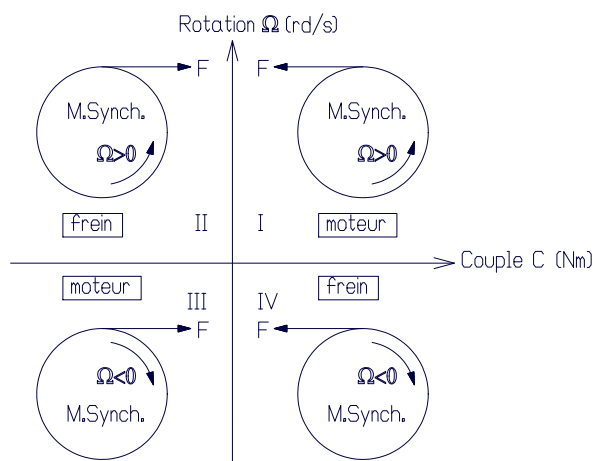


FIG. 8 – Couple (C, Ω)

- Tracer alors l’enchaînement temporel de passage entre les 4 quadrants pour une translation aller-retour. Préciser si l’actionneur fonctionne en ‘moteur’ ou en ‘frein’.

On reprend l’allure de la loi de consigne en vitesse de la navette dans le tunnel de transfert et on indique l’enchaînement des différents quadrants (cf. Fig. 9).

QC1.2 La motorisation de la navette est assurée par un moteur synchrone auto piloté. Indiquer succinctement (10 lignes maximum) :

- La constitution générale d’un moteur de ce type,

Un moteur synchrone auto piloté est constitué d’un stator alimenté en courant alternatif de fréquence variable et d’un rotor portant en général des aimants permanents.

- Son principe de fonctionnement,

Les bobines du stator créent un champ tournant. L’action de ce champ sur le rotor crée un couple moteur qui entraîne le rotor à la même vitesse que le champ tournant. La fréquence des courants statoriques et donc la fréquence de rotation du champ tournant et du rotor, est contrôlée par un variateur. Schématiquement, l’auto pilotage constitue une “liaison rigide” qui compense les non-linéarités essentielles de la machine synchrone.

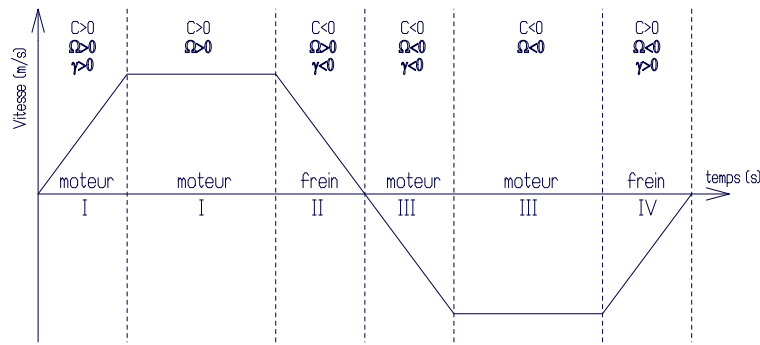


FIG. 9 – Evolution temporelle

- Ses principales caractéristiques (on pourra établir une comparaison avec un moteur à courant continu).

Les principales caractéristiques de ce type de moteur sont regroupées dans le tableau comparatif suivant :

	Moteur synchrone	Moteur à courant continu
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> - pas d'usure mécanique (pas de balais/collecteur) - puissance massique élevée - robustesse - vitesse max. élevée (pas de collecteur mécanique) - faible inertie du rotor donc forte accélération - bande passante mécanique élevée 	<ul style="list-style-type: none"> - simplicité du variateur - prix bas - pas d'électronique - bien adapté aux basses fréquences
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - électronique interne - prix élevé - structure d'alimentation et de régulation complexe - irrégularité de couple possibles à basse vitesse 	<ul style="list-style-type: none"> - maintenance (balais/collecteur) - dégradation en atmosphère corrosive - vitesse max. limité par liaison balais/collecteur

QC1.3 Définir la forme canonique de la fonction $H(p)$ si on considère que la transmittance $\frac{I(p)}{\Gamma(p)}$ est un premier ordre généralisé. Les échelles de $H(p)$ seront indicées H , soit (K_T, τ_H) .

On détermine la fonction de transfert en utilisant directement la relation de Black, ce qui donne immédiatement :

$$\frac{I(p)}{\Gamma(p)} = \frac{K_i}{1 + K_i H(p)} = K \cdot \frac{1 + a_1 p}{1 + a_2 p} \text{ pour un premier ordre généralisé}$$

Par identification, il apparaît que $H(p)$ soit un 1er ordre. En effet, si $H(p) = \frac{K_H}{1 + \tau_H p}$, il vient pour la fonction de transfert :

$$\frac{I(p)}{\Gamma(p)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_H \cdot p)}{1 + K_i K_H + \tau_H \cdot p}$$

Ce qui donne par identification avec l'expression précédente :

$$K = \frac{K_i}{1 + K_i K_H}, \quad a_1 = \tau_H, \quad a_2 = \frac{\tau_H}{1 + K_i K_H}$$

QC1.4 En utilisant la réponse indicielle donnée par la figure A2, déterminer numériquement les trois échelles de la transmittance $\frac{I(p)}{\Gamma(p)}$, soit (K_i, K_T, τ_H) .

On utilise le théorème de la valeur initiale et de la valeur finale, ce qui donne :

$$i(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} pI(p) = K_i = 6 \Rightarrow K_i = 6$$

$$i(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} pI(p) = \frac{K_i}{1 + K_i K_H} = \frac{1}{3} \Rightarrow K_H = 3$$

Pour la constante de temps, on peut utiliser la propriété du dénominateur (calcul du pôle) qui donne la forme ‘classique’ de la solution temporelle d’un premier ordre soumis à une entrée échelon avec des conditions initiales non nulles. La méthode la plus précise consiste à tracer une parallèle à l’axe des abscisses pour la valeur particulière de $6 - (1 - \frac{1}{e})(6 - 0.31) = 2.418$. L’intersection indique une valeur de $a_2 = 10^{-5}$, ce qui donne pour la constante de temps $\tau_H = (1 + 6 * 3).10^{-5} \simeq 2.10^{-4}$ s.

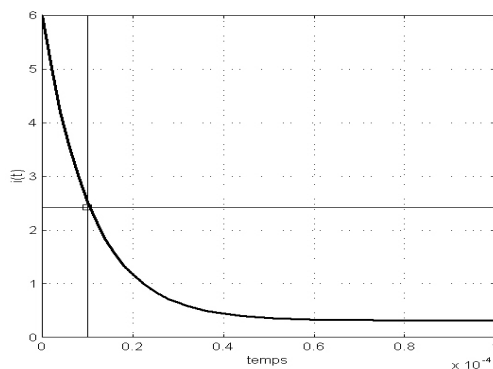


FIG. 10 – Tracé pour le calcul de la constante de temps

QC1.5 Tracer sur le document réponse DR1, la représentation des diagrammes asymptotiques de Bode de la réponse fréquentielle $FT(j\omega)$.

(cf. Figure 11)

QC1.6 Déterminer numériquement le déphasage maximal induit par ce réseau de régulation.

Le déphasage de ce système dynamique s’exprime comme la somme de 2 angles, soit $\varphi = a \tan(\tau_H \omega) - a \tan(a_2 \omega)$. On détermine la valeur de la pulsation qui donne le maximum de déphasage, soit :

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{\tau_H}{1 + (\tau_H \cdot \omega)^2} - \frac{a_2}{1 + (a_2 \cdot \omega)^2} = 0 \Rightarrow \omega = \pm \frac{1}{\sqrt{\tau_H a_2}}$$

L’application numérique donne $\omega = 2.23.10^4$ rd.s⁻¹ et $\varphi_{\max} = 64.8^\circ$. Cette valeur est confirmée par les diagrammes réels de Bode.

QC1.7 Déterminer la fonction de transfert en boucle fermée $\frac{\Omega_m(p)}{U_c(p)}$ et l’exprimer sous la forme canonique. Montrer alors que l’erreur statique ne peut être nulle quelque soit la valeur finie du réglage du correcteur.

On applique la relation de Black et on utilise les relations établies précédemment. Il vient aisément :

$$\frac{\Omega_m(p)}{U_c(p)} = \frac{K_{co} K K_m (1 + \tau_H p)}{(1 + a_2 p)(1 + \tau_m p) + K_{co} K K_m K_c (1 + \tau_H p)}$$

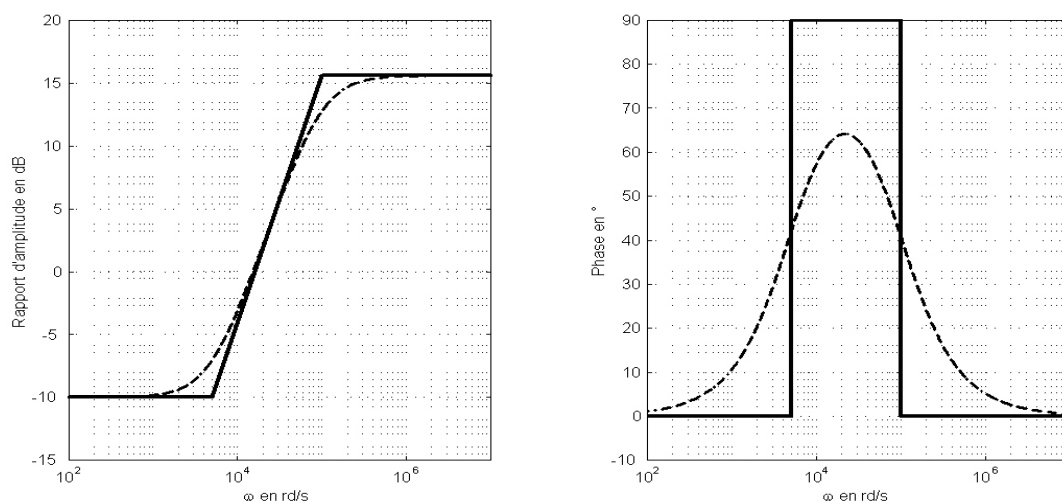


FIG. 11 – Diagrammes de Bode module et phase (- asymptotiques, -. réels)

Cette fonction est du second ordre (dénominateur), ce qui donne sous forme canonique ‘classique’ :

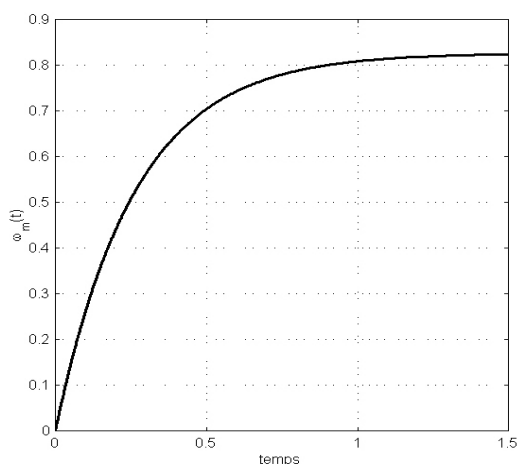
$$\frac{\Omega_m(p)}{U_c(p)} = \frac{\frac{K_{co}KK_m}{1+K_{co}KK_mK_c}(1 + \tau_H p)}{1 + \frac{a_2 + \tau_m + K_{co}KK_mK_c\tau_H}{1+K_{co}KK_mK_c}p + \frac{a_2\tau_m}{1+K_{co}KK_mK_c}p^2}$$

On remarque que le gain statique de cette fonction de transfert vaut :

$$K_{FT} = \frac{K_{co}KK_m}{1 + K_{co}KK_mK_c}$$

Ce gain ne peut être unitaire pour une valeur finie de réglage du correcteur proportionnel. Ce qui implique que l’erreur statique ne peut être nulle. On aurait pu également faire référence à la classe en BO qui est nulle, ce qui implique une erreur statique non nulle.

QC1.8 Tracer l’allure de la réponse temporelle $\omega_m(t)$ pour une entrée indicielle unitaire. Placer les points remarquables.



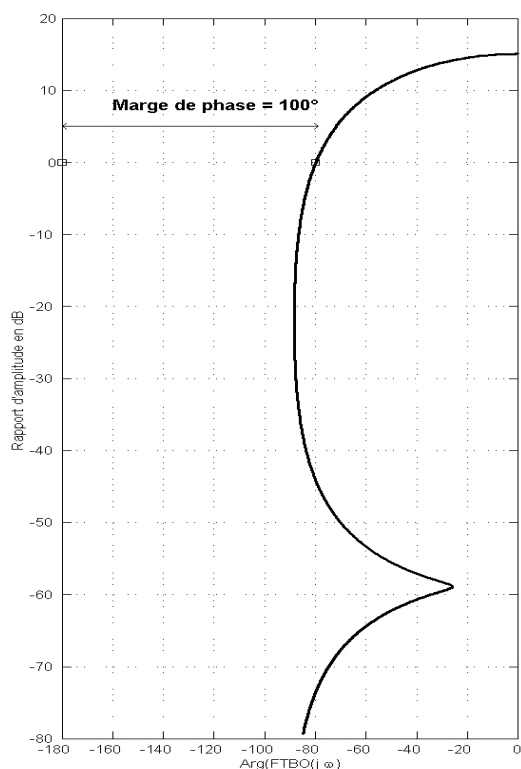
Le système est du second ordre. On détermine les valeurs numériques des trois échelles afin de tracer l’allure de la réponse indicielle. Tous calculs effectués, il vient :

$$K_{FT} = \frac{K_{co}KK_m}{1 + K_{co}KK_mK_c} = 0.825$$

$$\omega_0 = 602.7 \text{ rd.s}^{-1}, \quad \zeta = 131.4$$

Le régime est donc apériodique. La présence d’un premier ordre au numérateur peut influencer les conditions initiales (la solution temporelle est la somme d’une réponse à un échelon et d’une réponse à une impulsion de Dirac). Les calculs donnent une valeur initiale nulle alors que la dérivée à l’origine ne l’est pas (cf. allure ci contre).

QC1.9 Discuter de la stabilité en boucle fermée de ce modèle dynamique. On pourra illustrer cette discussion en faisant apparaître les marges de stabilité dans le plan de Black.



On détermine la fonction de transfert en boucle ouverte, ce qui donne :

$$FTBO(p) = \frac{K_c K_i K_m (1 + \tau_m p)}{(1 + K_i K_H + \tau_H p)(1 + \tau_H p)}$$

La boucle interne de vitesse induit un déphasage nul en basses et hautes fréquences comme le montrent les diagrammes de Bode tracés à la QC1.5. L'extremum de déphasage est de $\varphi_{\max} = 64.8^\circ$ (localement comme le montre le diagramme de Black en BO ci contre). Le modèle dynamique de l'actionneur+ charge est supposé du 1er ordre, ce qui induit un déphasage maximal de -90° dans les hautes fréquences. Ces considérations impliquent une stabilité inconditionnelle en BF. La marge de gain est infinie. On peut déterminer numériquement la marge de phase par l'approximation suivante :

$$M\varphi \simeq 180 - a \tan(K_m) = 110^\circ$$

La valeur exacte de la marge de phase (cf. Black) est de $M\varphi = 100.1^\circ$.

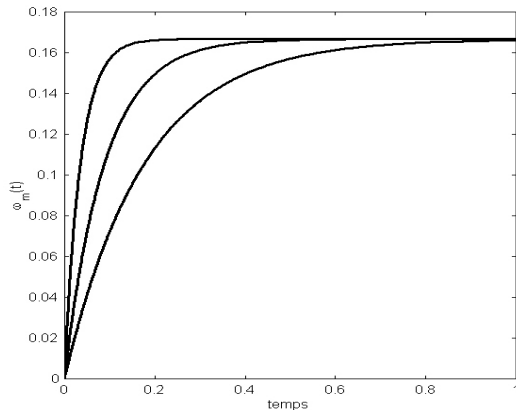
QC1.10 Quelle est l'amélioration majeure apportée par ce nouveau correcteur.

La présence de l'intégrateur dans le correcteur permet d'améliorer la précision statique. La classe en boucle ouverte étant unitaire, l'erreur statique est nulle.

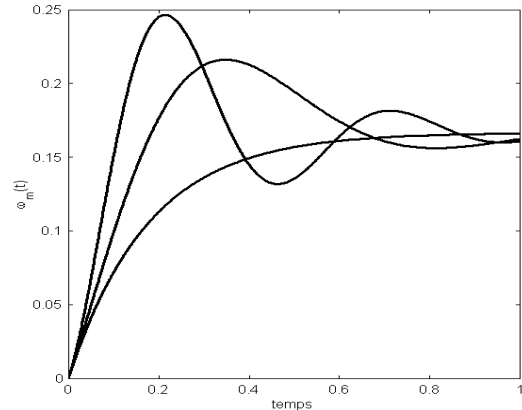
QC1.11 Pour chaque coefficients (K_{co} , K , a), indiquer leurs influences sur les performances globales du système (respectivement précision, stabilité, rapidité et dépassement).

Variation	Précision	Stabilité	Rapidité	Dépassement
$K_{co} \nearrow$	pas d'influence	inconditionnelle	\nearrow	aucun
$K \nearrow$	pas d'influence	inconditionnelle	modifiée	\nearrow
$a \nearrow$	pas d'influence	inconditionnelle	modifiée	\searrow

Les réponses indicelles confirment les tendances colligées dans le tableau de synthèse.



$K_{co} = [1, 2, 5]$



$K = [1, 10, 30]$

C2-Etude des performances globales

QC2.1 *Quelle est la fonction du bloc de transmittance $R(p)$? Justifier rapidement que l'on impose que $R(p) = L(p)$.*

Le rôle de ce bloc est 'd'adapter' le signal de consigne afin qu'il puisse être comparé avec celui émis par la chaîne de mesure. En général, on souhaite qu'en régime stationnaire, le signal de sortie tende vers celui de consigne. Dans ces conditions, le signal d'écart en sortie de comparateur doit être nul, ce qui impose que $R(p) = L(p)$.

QC2.2 *Déterminer l'expression de la fonction de transfert du bloc 'transmission de puissance'.*

En sortie du moteur, on trouve un réducteur de raison Λ qui entraîne en rotation l'essieu moteur. Montés en bout de l'essieu on trouve les deux galets de rayon R_g . On fait l'hypothèse de roulement sans glissement entre le galet et le rail, ce qui donne pour la fonction de transfert du bloc 'transmission de puissance' :

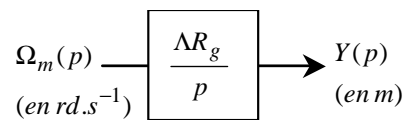


FIG. 12 – Fonction de transfert

QC2.3 *Déterminer analytiquement l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée et la mettre sous la forme canonique suivante :*

$$Y(p) = H_m(p) \cdot Y_c(p) + H_p(p) \cdot F_p(p)$$

En utilisant la relation de Black et le principe de superposition (linéarité du modèle), il vient aisément :

$$H_m(p) = \frac{Y(p)}{Y_c(p)} = \frac{D(p)K_{cc}K_vK_T}{D(p)K_{cc}K_vK_T + N(p) \cdot p}$$

$$H_p(p) = \frac{Y(p)}{F_p(p)} = \frac{K_f K_T \cdot p}{D(p)K_{cc}K_vK_T + N(p) \cdot p}$$

QC2.4 Déterminer la classe en boucle ouverte du système non perturbé. En déduire l'erreur statique en position.

La classe du système en boucle ouverte est égale à 1 (\exists un intégrateur dans la boucle). Cette caractéristique conduit à une erreur statique de position nulle.

QC2.5 Discuter de la stabilité du modèle de commande en boucle fermée.

On utilise le diagramme de Bode de la fonction de transfert $HH(j\omega)$ donnée (cf. figure **DA4**). Le déphasage minimum constaté tend vers -180° , ce qui laisse supposer que $HH(j\omega)$ est du second ordre dans cette bande de pulsation. Ce qui implique que la $FTBO(j\omega)$ est vraisemblablement du 3ème ordre. Le correcteur proportionnel ne déforme pas le lieu de Bode et l'intégrateur présent dans la boucle rajoute un déphasage de -90° , $\forall\omega$. En conséquence :

- pour un déphasage de -90° , on lit sur le diagramme de phase de $HH(j\omega)$, une pulsation de 31.6 rd.s^{-1} , ce qui correspond à une amplitude de 21 dB (cf. Fig.). On peut alors déterminer le gain en BO pour ce point de fonctionnement, soit :

$$G_{bo} = 21 + 20 \log K_c + 20 \log K_T - 20 \log(31.6) = -10.8 \text{ dB}$$

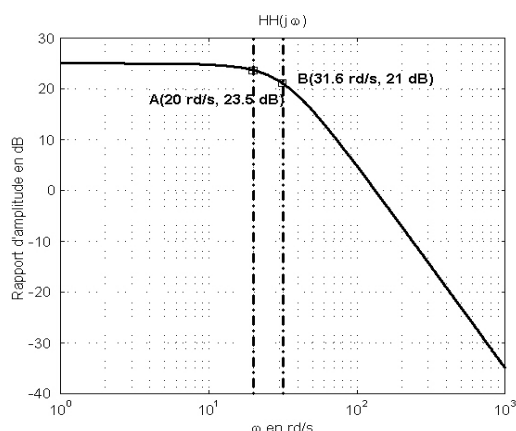
Ce gain est négatif, ce qui constitue une condition nécessaire mais non suffisante pour affirmer le caractère stable en BF du modèle de commande.

- on recherche dans un deuxième temps, la pulsation pour laquelle le gain de $HH(j\omega)$ est nul, ce qui donne :

$$23.2 - 20 \log(\omega_{0dB}) = 0 \Rightarrow \omega_{0dB} = 14.5 \text{ rd.s}^{-1}$$

On lit sur la figure **DA4**, la phase de $HH(j\omega)$ correspondante pour cette pulsation, soit $\varphi_{HH} = -40^\circ$. Ce qui implique que la phase totale en boucle ouverte est de $\varphi_{bo} = -130^\circ > -180^\circ$. Les deux conditions permettent alors d'affirmer le caractère stable du modèle de commande en boucle fermée.

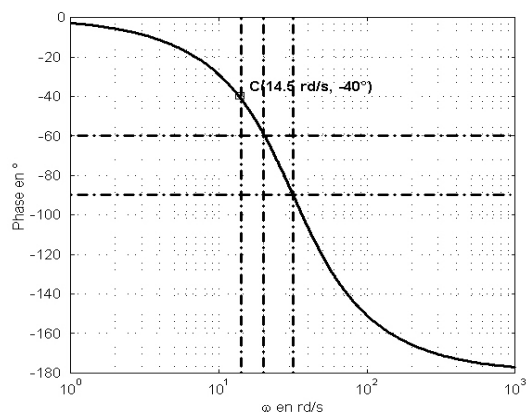
QC2.6 A partir de la figure DA4, déterminer la valeur du gain du correcteur permettant d'assurer une marge de phase de 30° . Préciser alors la marge de gain (en dB).



Sur le diagramme de la figure **DA4** (ci contre), on lit la pulsation pour laquelle la phase est égale à $-180^\circ + 90^\circ + 30^\circ = -60^\circ$, ce qui donne $\omega = 20 \text{ rd.s}^{-1}$. On en déduit le gain de $HH(j\omega)$ correspondant, soit 23.5 dB . Il est alors facile de déterminer la valeur du correcteur permettant d'atteindre les performances définies. Il vient :

$$20 \log K_c + 20 \log K_T - 20 \log 20 + 23.5 = 0$$

Ce qui donne $K_c = 165$. On en déduit la marge de gain par la même démarche (cf. **QC2.5**), ce qui donne une marge de gain de $MG = 6.5 \text{ dB}$.



QC2.7 Les conditions de stabilité en boucle fermée établies précédemment sont-elles modifiées par l'apparition de la perturbation ?

Non, car les deux fonctions de transfert déterminées précédemment (cf. QC2.3) possèdent le même dénominateur donc les mêmes pôles donc les mêmes conditions de stabilité.

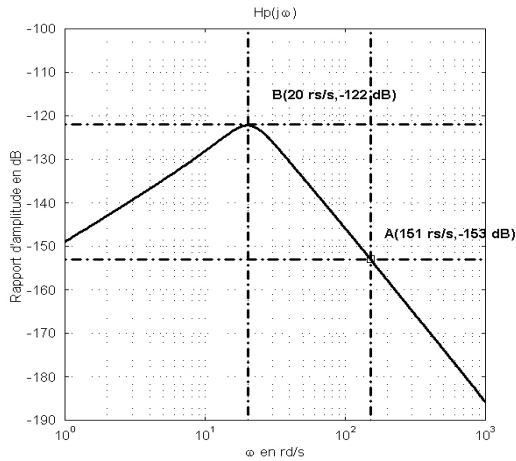
QC2.8 Dans le cas où la perturbation $f_p(t)$ est appliquée, donner la forme générale de la réponse harmonique en régime stationnaire $y(t)$.

En régime stationnaire, la forme de la réponse $y(t)$ est :

$$y(t) = y_o \sin(\omega t + \varphi)$$

QC2.9 En justifiant vos hypothèses, déterminer à l'aide de la figure A3 :

- l'amplitude maximale des oscillations générées sur le déplacement de la navette,
- l'amplitude des oscillations lorsque la navette est en phase de translation à vitesse constante.



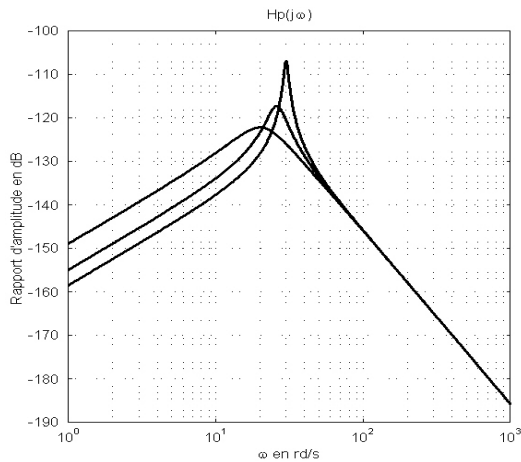
On se place dans le cas le plus défavorable. Sur la figure ci contre, on cherche le maxi (-122 dB) qui représente le rapport d'amplitude donc $\Delta y = 10^4 * 10^{-122/20} * 10^3 = 7.9 \text{ mm}$. Dans la phase stationnaire, la fréquence de rotation du groupe de propulsion (arbre moteur) est de $\omega = 151 \text{ rd.s}^{-1}$. Ce qui donne une amplitude de perturbation de -153 dB , soit $\Delta y = 10^4 * 10^{-153/20} * 10^3 = 0.2 \text{ mm}$.

QC2.10 Une variation de la valeur de réglage du correcteur proportionnel permet-elle de réduire l'amplitude des oscillations ?

- Justifier rapidement votre réponse pour différents régimes de pulsation,
- Préciser le sens de variation.

On rappelle que l'expression de la fonction de transfert $H_p(p)$ est :

$$H_p(p) = \frac{Y(p)}{F_p(p)} = \frac{K_f \cdot K_T \cdot p}{D(p) K_{cc} K_v K_T + N(p) \cdot p} \text{ avec } N(p) = 1 + \alpha p + \beta p^2$$



La courbe ci-contre montre l'évolution du rapport d'amplitude en fonction de la valeur de réglage du correcteur. Dans les basses pulsations, le système se comporte comme un 1er ordre au numérateur (pente de $+20 \text{ dB/décade}$), l'amplitude étant inversement proportionnelle à $D(p) = K_{cor}$. Donc si $K_{cor} \nearrow$, l'amplitude \searrow . Dans les hautes pulsations, le système se comporte comme un 2ème ordre au dénominateur (pente de -40 dB/décade). Une variation de réglage de K_{cor} n'a pas d'influence. En revanche, le coefficient de surtension est influencé par la valeur de réglage de K_{cor} . Donc si $K_{cor} \nearrow$, le coefficient de surtension \nearrow .

QC2.11 Montrer que l'erreur statique en position du système de commande soumis uniquement à la perturbation en effort $f_p(t)$ ne peut être nulle.

L'intégrateur présent dans la chaîne d'action se situe en aval de la perturbation ce qui implique que l'erreur induite par l'échelon de perturbation ne peut être nulle.

PARTIE D, Modèles séquentiels de commande

D1-Etude partielle du temps de cycle

QD1.1 *Le cahier des charges impose une cadence nominale de transbordement de 60 bobines par poste de 8h. Expliquer comment on peut atteindre cet objectif et valider la cadence obtenue.*

On détaille le cycle de l'ascenseur/descendeur, ce qui donne le schéma suivant (cf. Fig. 13) :

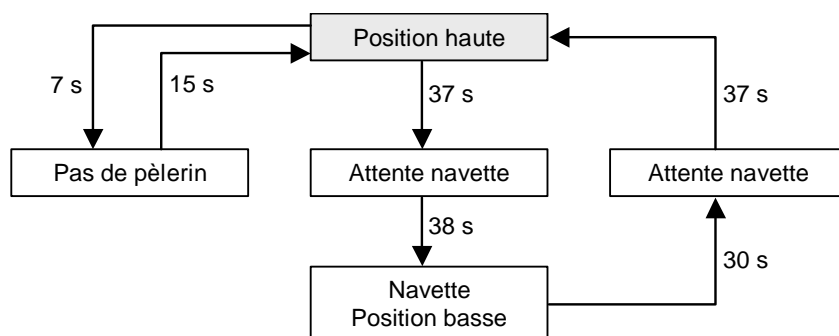


FIG. 13 – Schéma du cycle de l'ascenseur

On peut alors estimer l'ensemble des temps de cycle de chaque système, ce qui donne :

- cycle ascenseur/descendeur (on fait l'hypothèse qu'en cours de fonctionnement et pour des raisons de sécurité, ce système au repos se trouve en position haute) : $T_1 = 164 \text{ s}$
- cycle pas de pèlerin (coté Hall A) : $T_2 = 100 \text{ s}$. Coté Hall B (sortie) : $T_2 = 85 \text{ s}$ (pas de margeage).

On cherche la cadence nominale, on suppose donc que la zone tampon comporte 4 bobines. Dans un premier temps, on peut estimer le temps de cycle complet, sans chercher à l'optimiser, ce qui donne le chronogramme (cf. Fig. 14). Dans ces conditions, la cadence obtenue est de l'ordre de 56 bobines/poste de 8h, ce qui n'est pas compatible avec le cahier des charges.

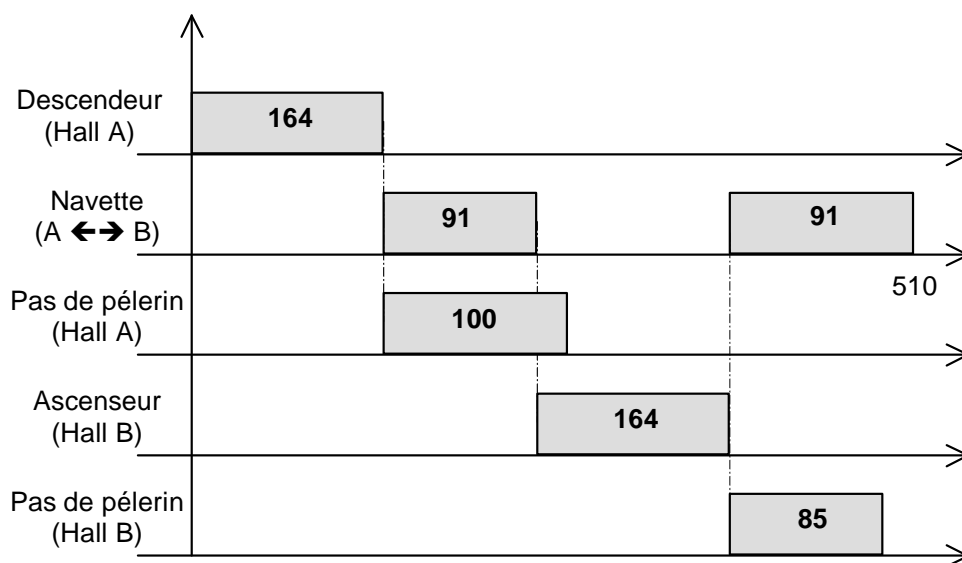


FIG. 14 – Chronogramme (cycle non optimisé)

Afin d'atteindre la cadence imposée par le cahier des charges, il faut optimiser le temps de cycle de l'ascenseur/descendeur en utilisant la position intermédiaire 'attente navette'.

QD1.2 *A l'aide d'un outil approprié, décrire le fonctionnement temporel de la solution proposée précédemment.*

On établit un nouveau chronogramme (cf. Fig. 15). On note pour les positions de l'ascenseur/descendeur : PAC → position 'attente navette' ascenseur chargé, PHV → position 'haute' ascenseur vide, PAV → position 'attente navette' ascenseur vide, PHC → position 'haute' ascenseur chargé,

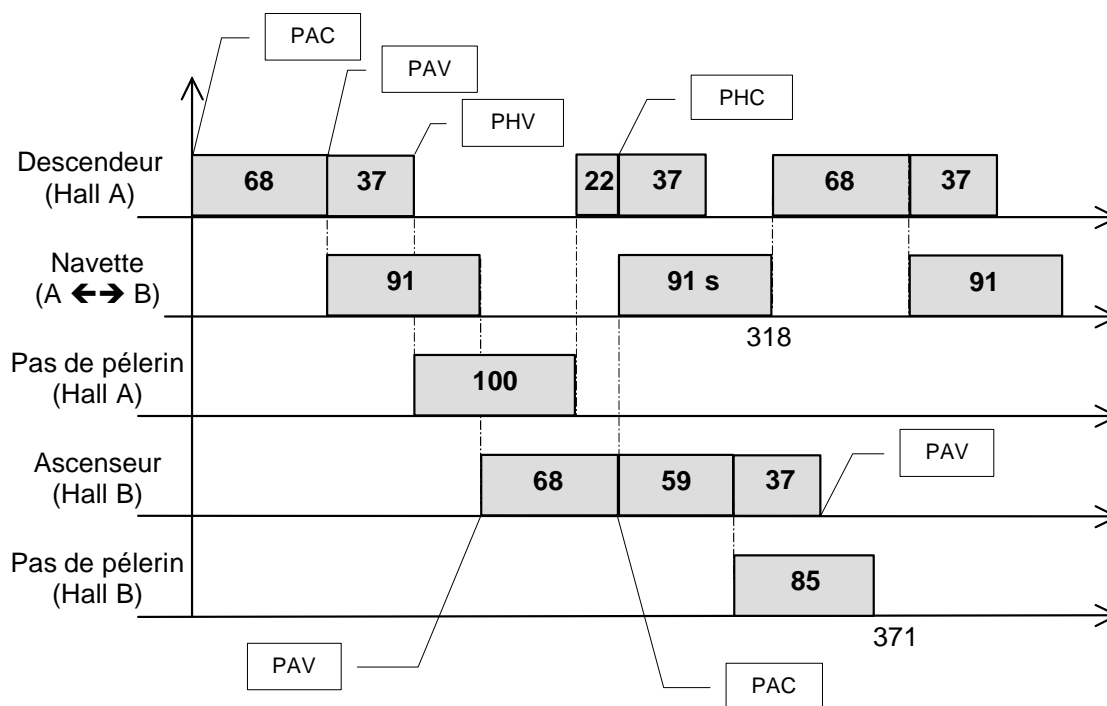


FIG. 15 – Chronogramme (cycle optimisé)

En utilisant la position intermédiaire 'attente navette', le temps de cycle se réduit à 371 s, ce qui correspond à une cadence de 318 s soit plus de 85 bobines/poste de 8h (assurant une marge de sécurité de l'ordre de 35%). Cette marge permet de pallier les éventuelles pannes ou interventions de maintenance sur l'installation.

D2-Gestion de la sécurité dans la galerie de transfert

QD2.1 *Le graficet fourni décrit le cycle d'intervention dans la zone navette. Mettre en évidence les carences sécuritaires lors d'une intervention de type maintenance.*

La présence d'un agent de maintenance dans le tunnel de transfert est extrêmement dangereuse. L'accès à cette zone doit être parfaitement sécurisé car, comme le précise le texte, il n'existe aucun échappatoire lors du déplacement de la navette. On peut relever certaines carences sur le graficet proposé, comme :

- on ne précise pas où s'effectue la demande d'accès (pupitre de commande P1 ou P2 placés en surface, pupitre de commande en sous-sol,...),
- l'ouverture de la porte place la navette hors tension. Il est impératif que la porte soit refermée lors de l'intervention car une 2ème personne pourrait pénétrer dans l'enceinte sans que l'agent de maintenance en soit informé,

- le déverrouillage de la porte est supposé s'effectuer grâce à une serrure électrique lors de la demande d'accès. Une défaillance de ce système compromettrait la sécurité de l'agent de maintenance. Il faut donc prévoir un déverrouillage mécanique de la porte grâce à une clef unique.

QD2.2 Sur le document-réponse *DRP4*, proposer une modification du grafcet palliant les carences mises en évidence à la question précédente.

En tenant compte des remarques précédentes, on peut établir un nouveau grafcet de demande d'accès, ce qui donne par exemple (cf. Fig. 16) :

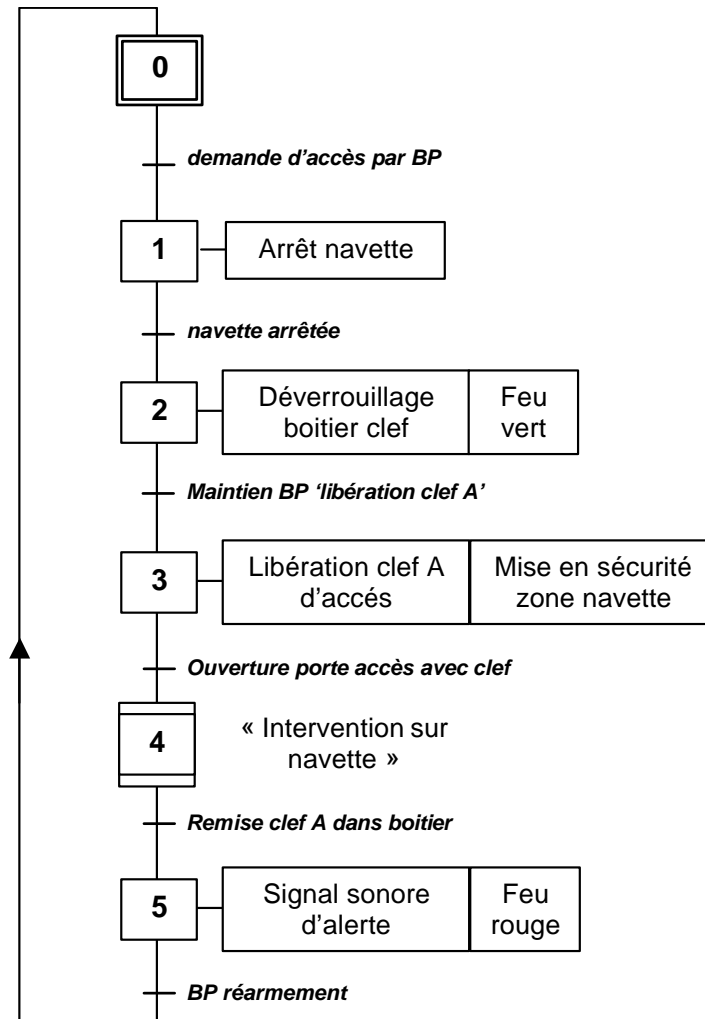


FIG. 16 – Grafcet de demande d'accès

QD2.3 Donner les contraintes de gestion de la demande d'accès (situation, autorisation, mode opératoire, matériel,...).

Le mode opératoire d'une demande d'accès se déroule de la manière suivante :

1. la demande d'arrêt de la navette est effectuée à l'aide d'un **unique** bouton poussoir BP 'demande d'accès' situé sur un pupitre placé en sous-sol le long du chemin de roulement,
2. le système gère l'arrêt de la navette et autorise le déverrouillage du boîtier qui contient la clef A,

3. la clef A est volontairement retirée du boîtier par l'agent (action sur BP) et permet d'ouvrir la porte d'accès. Cette dernière se verrouille mécaniquement avec la clef A à sa fermeture délivrant alors l'information 'porte fermée',
4. l'intervention se déroule 'hors tension' (cf. Fig. 17), pas de télécommande à disposition donc impossibilité de réarmer le système (variateur hors tension, BP de commande en passerelle sans effet).

QD2.4 Sur le modèle du grafcet de la figure D1, proposer un grafcet de demande d'accès avec prise en main possible de la navette par l'agent de maintenance.

Le mode opératoire d'une demande d'accès avec intervention sous tension se déroule de la manière similaire à la précédente. Toutefois, une télécommande radio unique est disponible à l'intérieur de la zone de transfert. Elle s'active par un appui maintenu sur un bouton poussoir 'homme mort' comme le montre le grafcet (cf. Fig. 17). Cette action permet d'avoir la maîtrise totale des mouvements de la navette (à vitesse réduite). Tout relâchement de la commande 'homme mort' provoque l'arrêt et la mise hors tension de la navette.

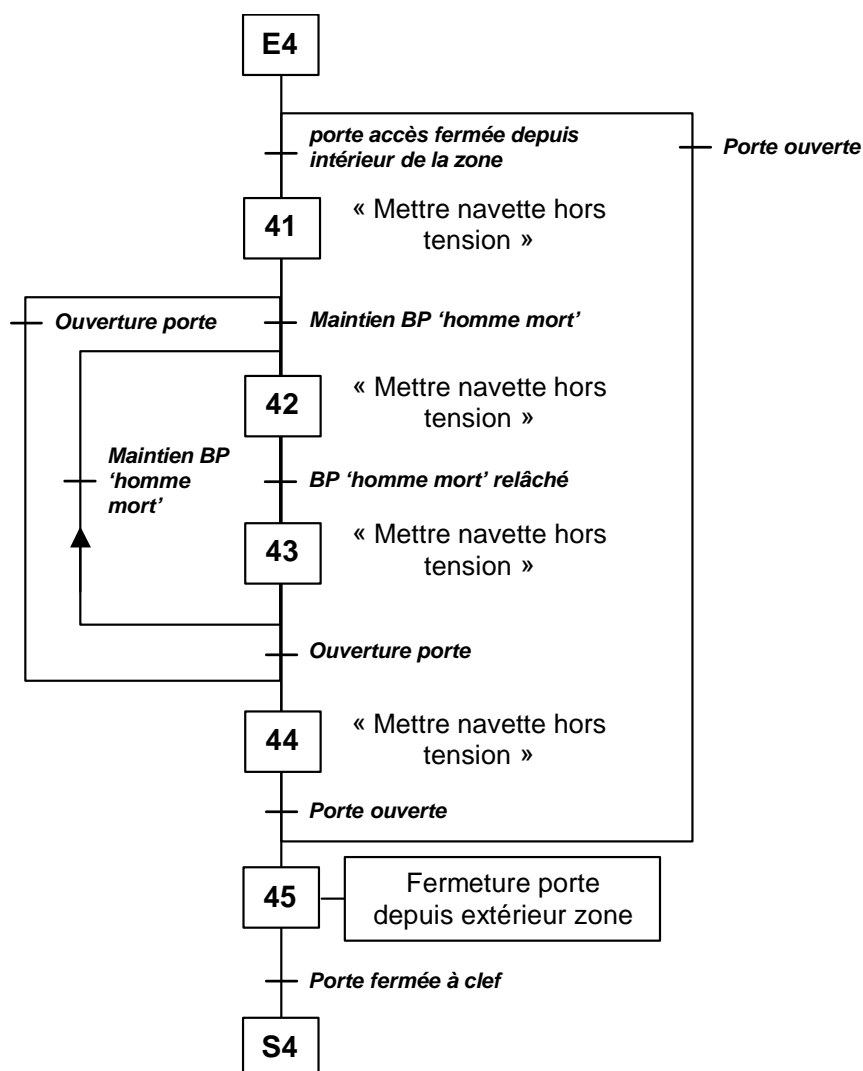


FIG. 17 – Grafcet 'intervention dans zone navette'