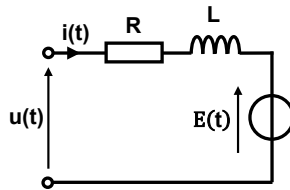


Exercice préliminaire (4/20)

P1 - Expression de la tension moteur u(t)

Appliquons la loi des mailles dans le schéma ci-après :

$$u(t) = R.i(t) + L \frac{d i(t)}{dt} + E(t)$$



P2 - La force électromotrice E

En régime permanent et au fonctionnement nominal :

$$u(t) = U = U_n, i(t) = I = I_n \text{ et } E(t) = E = E_n$$

Puisque $i(t) = I = C_{te}$, donc : $\frac{d i(t)}{dt} = 0 \Rightarrow U = R.I + E$

D'où : $E = U - R.I$

En régime nominal : $E_n = U_n - R.I_n \Rightarrow \text{A.N. : } E_n = 25,5 \text{ V}$

P3 - La constante de force électromotrice K_e

Sachant que : $E = K_e \Omega$

La constante K_e est calculée en fonctionnement nominal

Donc : $K_e = \frac{E}{\Omega} = \frac{E_n}{\Omega_n} \Rightarrow \text{A.N. : } K_e = 0,085 \text{ V.s.rad}^{-1}$

P4 - la puissance absorbée par le moteur P_a

Par définition : $P_a = U.I + P_{ex}$,

Où P_{ex} représente la puissance d'excitation absorbée par l'inducteur. Étant donné qu'il n'y a pas d'induction associée à cette puissance, on la considère négligeable, donc $P_{ex} \approx 0$.

Donc : $P_a = U.I = U_n.I_n \Rightarrow \text{A.N. : } P_{an} = 45 \text{ W}$

P5 - Les pertes par effet de joule

Par définition : $P_j = R.I^2$

En régime nominal : $P_{jn} = R.I_n^2 \Rightarrow \text{A.N. : } P_{jn} = 6,75 \text{ W}$

P6 - Expression de V⁺

Sachant que $i^+ = 0$, On peut donc appliquer le diviseur de tension au montage constitué des résistances R₁ et R₂.

Donc : $V^+ = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

P7 - Expression de V_{out}

Le montage à AOP possède une réaction négative :

Donc : $\varepsilon = V^+ - V^- = 0 \Rightarrow V^+ = V^-$

Or : $V^- = V_{out}$

D'où : $V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

P8 -La valeur de V_{out}

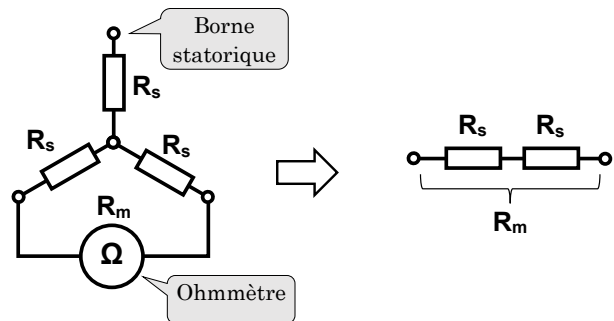
Comme : V_{in} = 30 V, R₁ = 178 kΩ et R₂ = 22 kΩ

D'où : $V_{out} = 3.3 \text{ V}$

Partie A : Refroidissement du four à arc

A.1 - Calculer la valeur de R_s

Les enroulements de la MAS sont couplés en étoile, la résistance mesurée entre phase se présente comme suit :



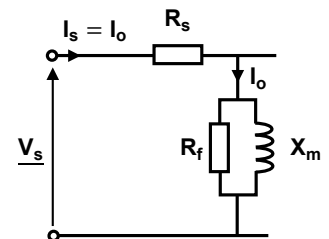
Donc, d'après le schéma ci-dessus : $R_m = 2 R_s$

D'où : $R_s = \frac{R_m}{2} \Rightarrow \text{A.N. : } R_s = 0,5 \Omega$

A.2 - Les valeurs de X_m et R_f.

Les deux paramètres sont déterminés à partir de l'essai à vide. Ainsi, lors de cet essai, la vitesse est proche de la vitesse synchrone : $N \approx N_s$, d'où le glissement $g = \frac{N_s - N}{N_s} \approx 0$.

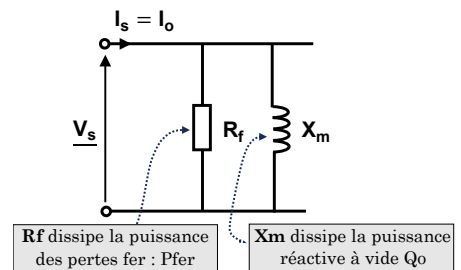
Par conséquent, lorsque $g \rightarrow 0$, on obtient $\frac{R}{g} \rightarrow +\infty$, ce qui correspond à un circuit ouvert du côté rotor.



Les éléments X et $\frac{R}{g}$ sont alors supprimés du schéma équivalent, ce qui conduit au modèle simplifié ci-après :

À vide, les pertes Joule statoriques (dissipées dans R_s) sont négligeables. Par conséquent, la résistance R_s peut être négligée dans le modèle.

Ainsi, le modèle de la machine asynchrone à vide se réduit au schéma de principe suivant :



Donc :

$$P_f = 3 \frac{V_s^2}{R_f} \text{ et } Q_0 = 3 \frac{V_s^2}{X_m}$$

À vide, la machine est alimentée sous sa tension nominale. La puissance mesurée lors de cet essai représente essentiellement les pertes fer P_f ainsi que les pertes mécaniques P_{pm}.

Ainsi, pour une tension $V_s = 230\text{ V}$, on suppose généralement que :

$$P_f \approx P_{pm} \approx \frac{P_0}{2}$$

Où P_0 est la puissance totale mesurée à vide.

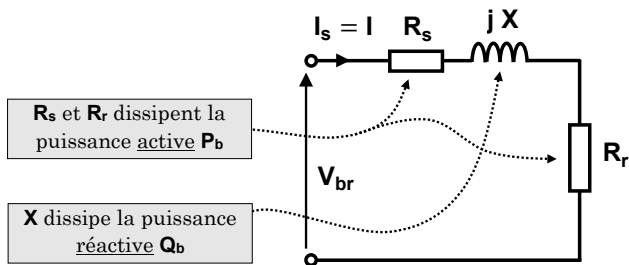
D'où : $R_f = 3 \frac{V_s^2}{P_f} = 6 \frac{V_s^2}{P_0}$ et $X_m = 3 \frac{V_s^2}{Q_0}$

A.N : $R_f = 748,58 \Omega$ et $X_m = 51,19 \Omega$

A.3 – Les valeurs de R_r et X

Les deux paramètres sont déterminés à partir de l'essai à rotor bloqué. Lors de cet essai, la vitesse est nulle $N \approx 0$, d'où le glissement : $g = \frac{N_s - N}{N_s} \approx 1 \Rightarrow \frac{R_r}{g} = R_r$

Au cours de cet essai, le rotor est bloqué et la machine est alimentée sous une tension réduite, notée V_{br} . De plus, le courant traversant la branche magnétisante (constituée de R_f et X_m) est négligeable, ce qui justifie la suppression de ces éléments dans le modèle équivalent de l'essai à rotor bloqué. Le schéma devient :



Donc : $P_b = 3 (R_s + R_r) I^2$ et $Q_b = 3 X I^2$

D'où : $R_r = \frac{P_b}{3 I^2} - R_s$ et $X = \frac{Q_b}{3 I^2}$

A. N : $R_r = 0,18 \Omega$ - $X = 2,36 \Omega$

A.4 – La hauteur d'axe du moteur

Le moteur choisi est d'une puissance de **7,5 kW**, alimenté sous une tension **230/400 V**, avec un couplage étoile (Y) sur un réseau 230/400 V. D'après l'annexe, la hauteur du moteur de la machine est : 132 SB 2.

P_m (kW)	N(tr/min)	η (%)	I_s (A)	$\cos(\varphi)$
7.5	2925	90.1	14	0,88AR

A.5 – La puissance absorbée par le moteur P_{abs}

On a : $\eta = \frac{P_m}{P_{abs}} \Rightarrow P_{abs} = \frac{P_m}{\eta} \Rightarrow$ A. N : $P_{abs} = 8324\text{ W}$

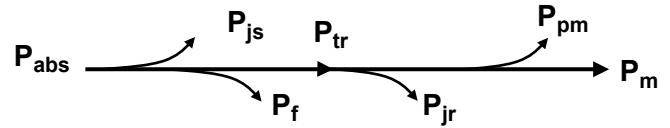
A.6 – glissement du moteur.

On a le moteur à deux pôles, donc $p = 1 \Rightarrow N_s = 3000\text{ tr/min}$

Donc : $g = \frac{N_s - N}{N_s} \Rightarrow$ A. N : $g = 2.5\%$

A.7 – La puissance transmise au rotor P_{tr} .

On présente le bilan de puissance de la MAS :



Donc : $P_{tr} = P_{jr} + P_{pm} + P_m$

$\Rightarrow P_{tr} = g.P_{tr} + P_{pm} + P_m$ Avec : $P_{pm} \approx \frac{P_0}{2}$

$\Rightarrow P_{tr}(1 - g) = P_{pm} + P_m$

D'où : $P_{tr} = \frac{P_0 + P_m}{1 - g} \Rightarrow$ A. N : $P_{tr} = 7909\text{ W}$

A.8 – Couple électromagnétique C_{em}

Par définition : $C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s}$ avec : $\Omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \Rightarrow \Omega_s = 314\text{ rad/s}$

A. N : $C_{em} = 25.18\text{ N.m}$

Partie B : Dépollution d'harmonique

B.1 – Calcul de THD

On a : $THD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + I_7^2}}{I_1}$ avec : $I_n = (k_n \%) \cdot I_1$

Où k est l'amplitudes (en%) des harmoniques présentées dans l'annexe.

Donc : $THD = \frac{\sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + k_5^2 + k_7^2}}{1} \cdot I_1$

D'où : $THD = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + k_5^2 + k_7^2}$

A. N : $THD = \sqrt{0,102^2 + 0,3^2 + 0,075^2 + 0,013^2 + 0,005^2}$
 $\Rightarrow THD = 32,6\%$

B.2 – Valeur efficace du courant de ligne I_{eff}

On a que : $THD = \frac{\sqrt{I_{eff}^2 - I_f^2}}{I_f}$

$\Leftrightarrow (THD \cdot I_f)^2 = I_{eff}^2 - I_f^2$

D'où : $I_{eff} = I_f \sqrt{1 + THD^2} \Rightarrow$ A. N : $I_{eff} = 50\text{ KA}$

B.3 – Expression de ω en fonction de L et C.

Soit le schéma du filtre anti-harmonique suivant :



Calculons tout d'abord l'impédance Z_3 :

$Z_3 = j.L.3\omega + \frac{1}{j.C.3\omega} \Rightarrow Z_3 = j \left(3L.\omega - \frac{1}{3C.\omega} \right)$

On souhaite supprimer l'harmonique 3 : $n = 3 \Rightarrow |Z_3| = 0$

Donc : $3L.\omega - \frac{1}{3C.\omega} = \frac{9L.C.\omega^2 - 1}{3C.\omega} = 0 \Rightarrow 9L.C.\omega^2 - 1 = 0$

D'où : $\omega = \frac{1}{3\sqrt{LC}}$

B.4 – La cellule LC se comporte-t-elle comme un condensateur ?

L'objectif est de montrer que l'impédance du filtre LC est équivalente à celle d'un condensateur à la pulsation fondamentale.

On a l'expression de l'impédance : $\underline{Z} = jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$

En factorisant : $\underline{Z} = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) = j \frac{LC\omega^2 - 1}{C\omega}$

À la pulsation fondamentale, on utilise la relation déterminée précédemment : $\omega^2 = \frac{1}{9LC}$

En remplaçant uniquement dans le numérateur :

$$\underline{Z} = j \frac{LC \cdot \frac{1}{9LC} - 1}{C\omega} = j \frac{\frac{1}{9} - 1}{C\omega} = j \frac{-\frac{8}{9}}{C\omega}$$

D'où : $\underline{Z} = \frac{1}{j \frac{9}{8} C\omega}$

On reconnaît alors l'impédance d'un condensateur équivalent :

$$\underline{Z} = \frac{1}{j C_{eq} \omega} \quad \text{avec :} \quad C_{eq} = \frac{9}{8} C$$

La cellule LC se comporte comme un **condensateur équivalent** de valeur : $C_{eq} = \frac{9}{8} C$ du point de vue du fondamental.

B.5 – Valeur de C_{eq} pour fournir l'énergie réactive

Le filtre anti-harmonique se comporte comme un **condensateur équivalent**, ce qui lui permet de fournir une puissance réactive destinée à compenser celle absorbée par le système, afin d'améliorer le facteur de puissance et tendre vers l'unité ($\cos(\varphi) = 1$).

Ainsi, on détermine la capacité équivalente C_{eq} en considérant que ce filtre délivre une puissance réactive : $Q = -44,5 \text{ MVAR}$.

Sachant que les condensateurs sont montés en étoile, la puissance réactive fournie s'exprime par : $Q_c = -C_{eq} \cdot \omega \cdot U^2$

Or : $Q_c = Q \Rightarrow$ d'où : $C_{eq} = -\frac{Q}{\omega \cdot U^2}$

A.N : $C_{eq} = 158 \mu\text{F}$

B.6 – Les valeurs de L et C

On a : $C_{eq} = \frac{9}{8} C$ et $\omega = \frac{1}{3\sqrt{LC}}$

⇒ Le condensateur : $C = \frac{8}{9} C_{eq} \Rightarrow$ A. N : $C = 141 \mu\text{F}$

⇒ L'inductance : $L = \frac{1}{9\omega^2 C} \Rightarrow$ A. N : $L = 8 \text{ mH}$

B.7 – Les règles d'association des sources

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée, mais elle peut être ouverte.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte, mais elle peut être court-circuitée.
- Il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature.



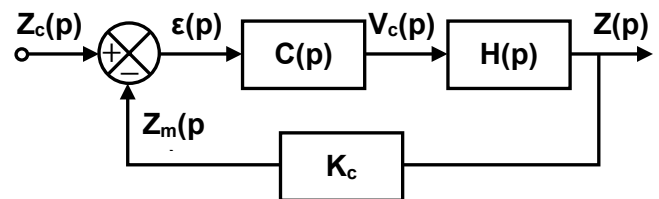
B.7 – La caractéristique statique

- La diode est polarisée en **direct** (selon la convention !).
- L'IGBT est également polarisé en **direct**.

L'association de ces deux interrupteurs permet de réaliser un **interrupteur de puissance à trois segments, bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension**.

Partie C : Régulation de la position des électrodes

L'étude se comporte seulement à asservir l'impédance de ligne Z au lieu de la position des électrodes X . le schéma d'asservissement est le suivant :



C.1 – La fonction de transfert en boucle ouverte

D'après le schéma bloc : $H_{bo}(p) = C(p) \cdot H(p) \cdot K_c$

$C(p) = 1$, d'où : $H_{bo}(p) = \frac{K_c K_c}{1 + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2}$

C.2 – La fonction de transfert en boucle fermée

D'après le schéma bloc : $H_{BF}(p) = \frac{H(p)}{1 + H_{bo}(p)}$

En remplaçant $H(p)$: $H_{BF}(p) = \frac{\frac{K}{1 + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}}{1 + K_c \frac{K}{1 + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}}$

Ce qui donne : $H_{BF}(p) = \frac{K}{1 + K_c K + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$

Mise sous forme canonique :

On veut écrire : $H_{BF}(p) = \frac{K_{BF}}{1 + \frac{2m_{BF}}{\omega_{nBF}} p + \frac{p^2}{\omega_{nBF}^2}}$

On factorise le terme constant du dénominateur :

$$H_{BF}(p) = \frac{K}{1 + K_c K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2m}{\omega_n(1 + K_c K)} p + \frac{1}{\omega_n^2(1 + K_c K)} p^2}$$

On identifie alors : $K_{BF} = \frac{K}{1 + K_c K}$ et $\frac{1}{\omega_{nBF}^2} = \frac{1}{\omega_n^2(1 + K_c K)}$

D'où : $\omega_{nBF} = \omega_n \sqrt{1 + K_c K}$

Et que : $\frac{2m_{BF}}{\omega_{nBF}} = \frac{2m}{\omega_n(1 + K_c K)}$ et en remplaçant $\omega_{nBF} = \omega_n \sqrt{1 + K_c K}$

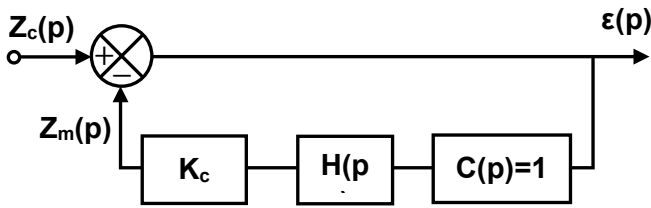
On obtient : $m_{BF} = \frac{m}{\sqrt{1 + K_c K}}$

A.N : $\omega_{nBF} = 332 \text{ rad/s}$ - $m_{BF} = 0.25$ et $K_{BF} = 0.045$

C.3 – L’erreur statique et de l’erreur de traînage

On cherche tous d’abord la fonction d’erreur : $H_\epsilon(p) = \frac{\epsilon(p)}{Z_c(p)}$

Ce qui nous allons vers ce schéma bloc :



Donc : $H_\epsilon(p) = \frac{\epsilon(p)}{Z_c(p)} = \frac{1}{1 + H_{bo}(p)}$

D’où : $\epsilon(p) = \frac{1}{1 + H_{bo}(p)} Z_c(p)$ avec : $H_{bo}(p) = \frac{K.K_c}{1 + \frac{2m}{\omega_n}p + \frac{1}{\omega_n^2}p^2}$

On note : $H_{bo}(0) = K.K_c$

1) Erreur statique

Appliquons à l’entrée un échelon unitaire : $Z_c(p) = \frac{1}{p}$

Par définition : $\epsilon_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \epsilon(p)$

donc : $\epsilon_s = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{p} \frac{1}{1 + H_{bo}(p)} \Rightarrow \epsilon_s = \frac{1}{1 + K.K_c}$

⇒ A. N : $\epsilon_s \approx 0,09 \Omega$

2) Erreur de traînage

Appliquons à l’entrée une rampe unitaire : $Z_c(p) = \frac{1}{p^2}$

Par définition : $\epsilon_t = \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \epsilon(p)$

donc : $\epsilon_t = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{p^2} \frac{1}{1 + H_{bo}(p)} \Rightarrow \epsilon_t = +\infty$

C.4 – la marge de phase du système

Par définition : $\begin{cases} MP = 180 + Arg [H_{bo}(j \omega_1)] \\ \omega_1 / | H_{bo}(j \omega_1) | = 1 \end{cases}$

• Cherchant la pulsation unitaire ω_1 :

Remarque : La pulsation ω_1 se trouve lorsque $| H_{bo}(j \omega_1) | = 1$, donc un gain nul : $G_{H_{bo}} = 0$

D’après le diagramme de gain : $G_{H_{bo}} = 0 \Rightarrow \omega_1 = 300 \text{ rad/s}$

• Puis on détermine l’argument à la pulsation unitaire.

D’après le diagramme de phase :

$\omega_1 = 300 \text{ rad/s} \Rightarrow Arg [H_{bo}(j \omega_1)] = -148^\circ$

D’où la marge de phase du système : $MP = 180 - 148 = 32^\circ$

C.5 – Diagramme asymptotique de Bode de correcteur

On détermine d’abord la fonction de transfert complexe du correcteur en s’appuyant sur son expression dans le domaine de Laplace.

On a : $C(p) = K_i \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right)$

En remplaçant $p = j\omega$, on obtient : $C(j\omega) = K_i \left(1 + \frac{1}{j\omega T_i} \right)$

On peut mettre sous forme : $C(j\omega) = K_i \cdot \frac{1 + j\omega T_i}{j\omega T_i}$

Donc : $C(j\omega) = \frac{1 + j\omega T_i}{j\omega \frac{T_i}{K_i}}$

Sous la forme canonique : $C(j\omega) = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_i}}{j\frac{\omega}{\omega_p}} = \left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_p}} \right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_i} \right)$

D’où : $C(j\omega) = H1(j\omega) \cdot H2(j\omega)$

Avec : $\omega_i = \frac{1}{T_i} = 0,01 \text{ rad/s}$ et $\omega_p = \frac{K_i}{T_i} = 0,01 \text{ rad/s}$

Voir le **diagramme de Bode** dans le document de réponse

C.6 – La nouvelle valeur de l’erreur statique.

On détermine d’abord la nouvelle fonction de transfert en boucle ouverte $H_{bo}(p)$:

D’après le schéma bloc : $H_{bo}(p) = C(p) \cdot H(p) \cdot K_c$

Avec : $C(p) = K_i \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) = K_i \frac{1 + T_i p}{T_i p}$

D’où : $H_{bo}(p) = \frac{K_i \cdot K_c \cdot (1 + T_i p)}{T_i p \left(1 + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2 \right)}$

Intégration

Sans effectuer de calculs supplémentaires !!!!, on constate que la fonction de transfert en boucle ouverte comporte désormais un **intégrateur** (présence du terme $\frac{1}{p}$).

Donc, le système est **de classe 1**, ce qui implique que l’erreur statique vis-à-vis d’un échelon est nulle : $\epsilon_s \approx 0$

C.7 – Diagramme asymptotique de Bode du système corrigé

Le diagramme de Bode du système corrigé consiste à tracer le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte après l’ajout du correcteur, dans ce cas un correcteur PI.

On a : $H_{bo}(p) = \frac{K_i \cdot K_c \cdot (1 + T_i p)}{T_i p \left(1 + \frac{2m}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2 \right)}$

En remplaçant $p = j\omega$, on obtient : $H_{bo}(j\omega) = \frac{K_i \cdot K_c \cdot (1 + T_i j\omega)}{T_i j\omega \left(1 + \frac{2m}{\omega_n} j\omega + \frac{1}{\omega_n^2} (j\omega)^2 \right)}$

Donc : $H_{bo}(j\omega) = (1 + T_i j\omega) \left(\frac{1}{T_i \cdot K_i \cdot K_c \cdot j\omega} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{2m}{\omega_n} j\omega + \frac{1}{\omega_n^2} (j\omega)^2} \right)$

Sous la forme canonique :

$H_{bo}(j\omega) = \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_a} \right) \times \left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_b}} \right) \times \left(\frac{1}{1 + \frac{2m}{\omega_n} j\omega + \frac{1}{\omega_n^2} (j\omega)^2} \right)$

D’où : $H_{bo}(j\omega) = H_a(j\omega) \cdot H_b(j\omega) \cdot H_n(j\omega)$

Avec : $\omega_a = \frac{1}{T_i}$ - $\omega_b = \frac{K_i \cdot K_c}{T_i}$ et $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$

A.N : $\omega_a = 0,01 \text{ rad/s}$; $\omega_b = 0,10 \text{ rad/s}$ et $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$



Voir le diagramme de Bode dans le document de réponse

C.8 – Effets de ce correcteur sur les performances du système.

Le correcteur PI permet généralement d'assurer une précision parfaite en supprimant l'erreur statique. Il améliore aussi légèrement la rapidité du système.

Cependant, s'il est mal réglé, il peut diminuer les marges de stabilité, et un mauvais choix de ses paramètres peut même rendre le système instable.

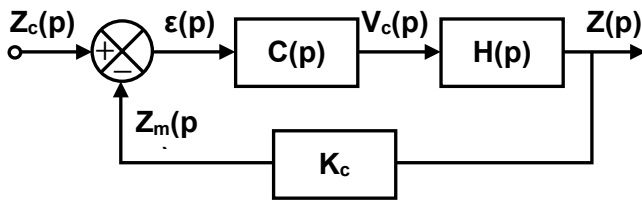
Correcteur à avance de phase :

L'objectif de cette partie est d'augmenter la marge de phase à $MP = 60^\circ$ afin d'améliorer la stabilité du système, sans modifier sa rapidité. Ainsi, la bande passante reste inchangée.

La marge de phase souhaitée est donc imposée à la pulsation unitaire $\omega_M = \omega_1$ (ou pulsation à gain nul ω_{0dB}), déjà déterminée à la question C.4.

Cahier des charges :

$MP = 60^\circ$ à la pulsation $\omega_M = \omega_1 = 300 \text{ rad/s}$



On pose : $H_F(j\omega) = K_c \cdot H(j\omega)$

Dont le diagramme de Bode est fourni en annexe.

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit alors :

$$H_{bo}(j\omega) = C(j\omega) \cdot H_F(j\omega)$$

$$\Rightarrow \text{Module : } |H_{bo}(j\omega)| = |C(j\omega)| \cdot |H_F(j\omega)|$$

$$\Rightarrow \text{La phase : } \text{Arg}(H_{bo}(j\omega)) = \text{Arg}(C(j\omega)) + \text{Arg}(H_F(j\omega))$$

C.9 – La valeur de φ_m du correcteur

On calcule φ_m afin d'avoir la marge de phase $MP = 60^\circ$ à la pulsation unitaire $\omega_1 = 300 \text{ rad/s}$.

$$\text{On a : } MP = 180 + \text{Arg}[H_{bo}(j\omega_1)]$$

$$\Rightarrow MP = 180 + \text{Arg}[H_{bo}(j\omega_1)]$$

$$\Rightarrow MP = 180 + \text{Arg}[C(j\omega_1) \cdot H_F(j\omega_1)]$$

$$\Rightarrow MP = 180 + \text{Arg}(C(j\omega_1)) + \text{Arg}(H_F(j\omega_1))$$

$$\text{Or : } \varphi_m = \text{Arg}(C(j\omega_1))$$

$$\text{Donc : } MP = 180 + \varphi_m + \text{Arg}(H_F(j\omega_1))$$

D'après le diagramme de phase :

$$\omega_1 = 300 \text{ rad/s} \Rightarrow \text{Arg}[H_F(j\omega_1)] = -148^\circ$$

$$\text{D'où : } \varphi_m = MP - 180 - \text{Arg}(H_F(j\omega_1)) \Rightarrow \text{A.N. : } \varphi_m = 28^\circ$$

C.10 – Le paramètre « a » du correcteur

On a d'après les équations caractéristiques du correcteur :

$$a = \frac{1 + \sin \varphi_m}{1 - \sin \varphi_m} \Rightarrow \text{A.N. : } a = 2,76$$

C.11 – La constante de temps du correcteur

$$\text{D'après l'annexe : } \omega_m = \frac{1}{T\sqrt{a}} \Rightarrow \text{d'où : } \tau = \frac{1}{\omega_m \sqrt{a}}$$

$$\text{Or : } \omega_m = \omega_1 = 300 \text{ rad/s} \Rightarrow \text{A.N. : } \tau = 2 \text{ ms}$$

C.12 – Le gain K_b

D'après l'annexe, le module de correcteur à la pulsation unitaire

$$\omega_m = \omega_1 : |C(j\omega_m)| = K_b \sqrt{a}$$

Donc, on calcule K_b pour avoir : $|C(j\omega_1) \cdot H_F(j\omega_1)| = 1$

$$|C(j\omega_m) \cdot H_F(j\omega)| = 1 \Rightarrow 20 \cdot \log(|C(j\omega_1) \cdot H_F(j\omega_1)|) = 0$$

$$\Leftrightarrow 20 \cdot \log(|C(j\omega_1)|) + 20 \cdot \log(|H_F(j\omega_1)|) = 0$$

$$\Leftrightarrow 20 \cdot \log(|C(j\omega_1)|) + 20 \cdot \log(|H_F(j\omega_1)|) = 0$$

On pose : $G_F(j\omega_1) = 20 \cdot \log(|H_F(j\omega_1)|)$ (gain en annexe)

$$\Rightarrow 20 \cdot \log(|C(j\omega_1)|) = -G_F(j\omega_1)$$

$$\Leftrightarrow 20 \cdot \log(K_b \sqrt{a}) = -G_F(j\omega_1)$$

$$\Leftrightarrow K_b \sqrt{a} = 10^{\frac{-G_F(j\omega_1)}{20}}$$

$$\text{D'où : } K_b = \frac{10^{\frac{-G_F(j\omega_1)}{20}}}{\sqrt{a}}$$

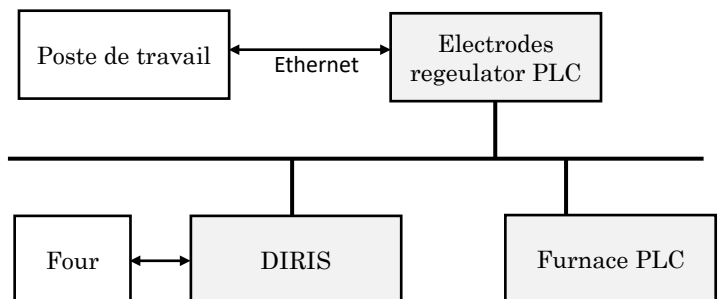
D'après le diagramme de gain en annexe :

$$\omega_1 = 300 \text{ rad/s} \Rightarrow G_F(j\omega_1) = 0 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow \text{A.N. : } K_b = 0,6$$

Partie D : Supervision et le contrôle du four à arc.

Le schéma suivant représente l'architecture de communication simplifiée entre les différents éléments du réseau.



D.1 – Topologie du réseau

D'après le schéma, la communication entre les automates (PLC) se fait via un bus de terrain (Field Bus).

Topologie en bus

D.2 – Niveau de communication

La communication entre le poste de travail et le régulateur des électrodes se fait via **Ethernet**.

Ethernet correspond aux couches basses du modèle OSI, principalement : **Couche Liaison de données**.

D.3 – Avantage de la transmission parallèle

Une transmission parallèle permet d'envoyer plusieurs bits en même temps.

Avantage : Débit plus élevé (transmission **plus rapide**)

Donc :

- Plus rapide que la transmission série
- Adaptée aux courtes distances

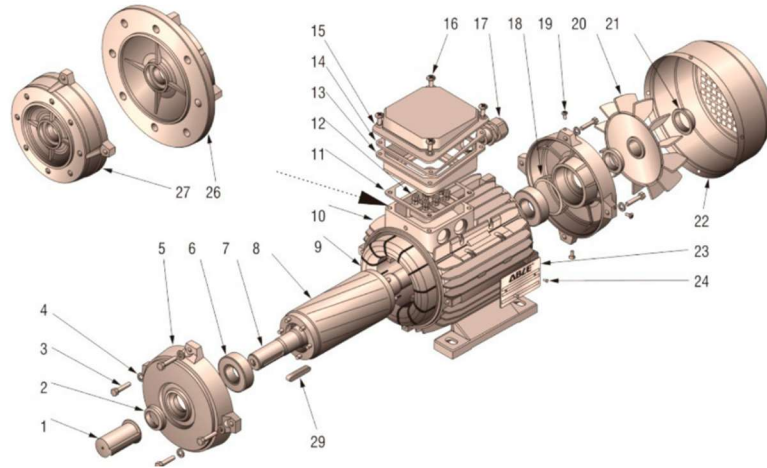
D.4 – Équipements d'interconnexion

Deux exemples d'équipements utilisés dans les réseaux industriels :

Routeur – Switch (Commutateur)

Autres réponses possibles :

- Hub
 - Passerelle (Gateway)
- ... etc.

Annexe 1 :**Moteur asynchrone triphasé****DONNÉES TECHNIQUES**

$P=1$ ←

2 pôles - 3000 tr/min - 230/400 V

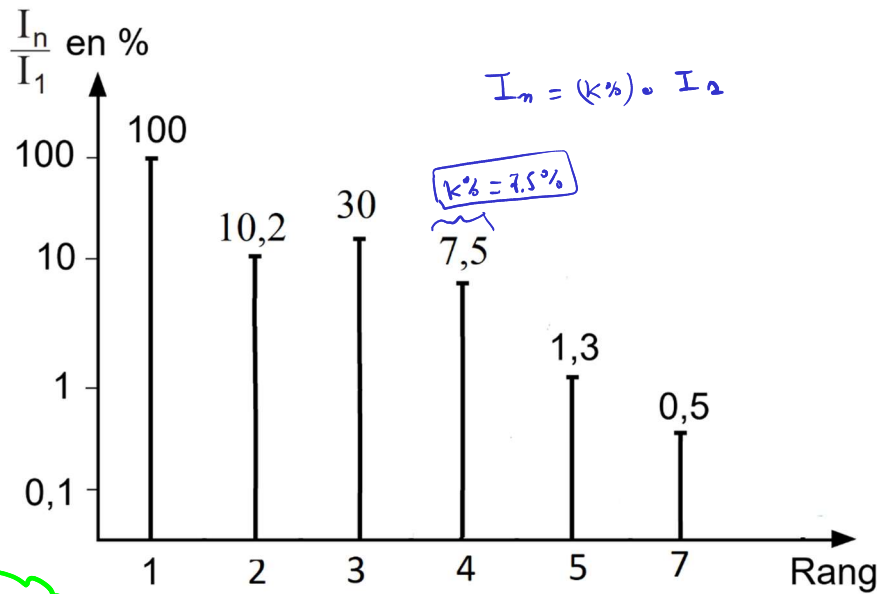
Hauteur d'axe	Puissance kW	Vitesse tr/min	Rendement %	Facteur de P. COS φ	Intensité (400 V) A	$\frac{T_{start}}{T_n}$	$\frac{T_{max}}{T_n}$	$\frac{I_{st}}{I_n}$	Poids Kg
63 A 2	0,18	2715	65	0,80	0,50	3	3,2	5	4
63 B 2	0,25	2715	68	0,81	0,66	3	3,3	5	4,5
63 C 2	0,37	2715	70	0,81	0,65	2,2	2,7	6	5
71 A 2	0,37	2690	70	0,81	0,94	2,8	3	5	6
71 B 2	0,55	2715	73	0,82	1,33	3,3	3,5	5	6,5
80 A 2	0,75	2900	80,7	0,83	1,6	1,8	3,5	5,5	9,5
80 B 2	1,1	2910	82,7	0,83	2,3	2,6	3,5	7,5	10,5
90 S 2	1,5	2920	84,2	0,83	3,1	2,6	3,5	7,1	15
90 L 2	2,2	2915	95,9	0,85	4,3	2	3	7	19
100 L 2	3	2910	87,1	0,88	5,6	2	3,2	8,6	25
112 M 2	4	2920	88,1	0,88	7,4	1,8	2,9	8	34
132 SA 2	5,5	2920	89,2	0,88	10	2,1	2,5	7,5	49,5
132 SB 2	7,5	2925	90,1	0,88	14	2	3,5	7,3	55

2 pôles - 3000 tr/min - 400/690 V

Hauteur d'axe	Puissance kW	Vitesse tr/min	Rendement %	Facteur de P. COS φ	Intensité (400 V) A	$\frac{T_{start}}{T_n}$	$\frac{T_{max}}{T_n}$	$\frac{I_{st}}{I_n}$	Poids Kg
100 L 2	3	2895	87,1	0,88	5,6	2	3,2	8,6	25
112 M 2	4	2905	88,1	0,88	7,4	1,8	2,9	8	34
132 SA 2	5,5	2930	89,2	0,88	10	2,1	2,5	7,5	49,5
132 SB 2	7,5	2930	90,1	0,88	14	2	3,5	7,3	55
160 MA 2	11	2945	91,2	0,90	19	2,3	2,6	7,3	99
160 MB 2	15	2945	91,9	0,91	26	1,9	2,3	7	108
160 L 2	19	2940	92,4	0,89	32	1,6	2,5	7	118

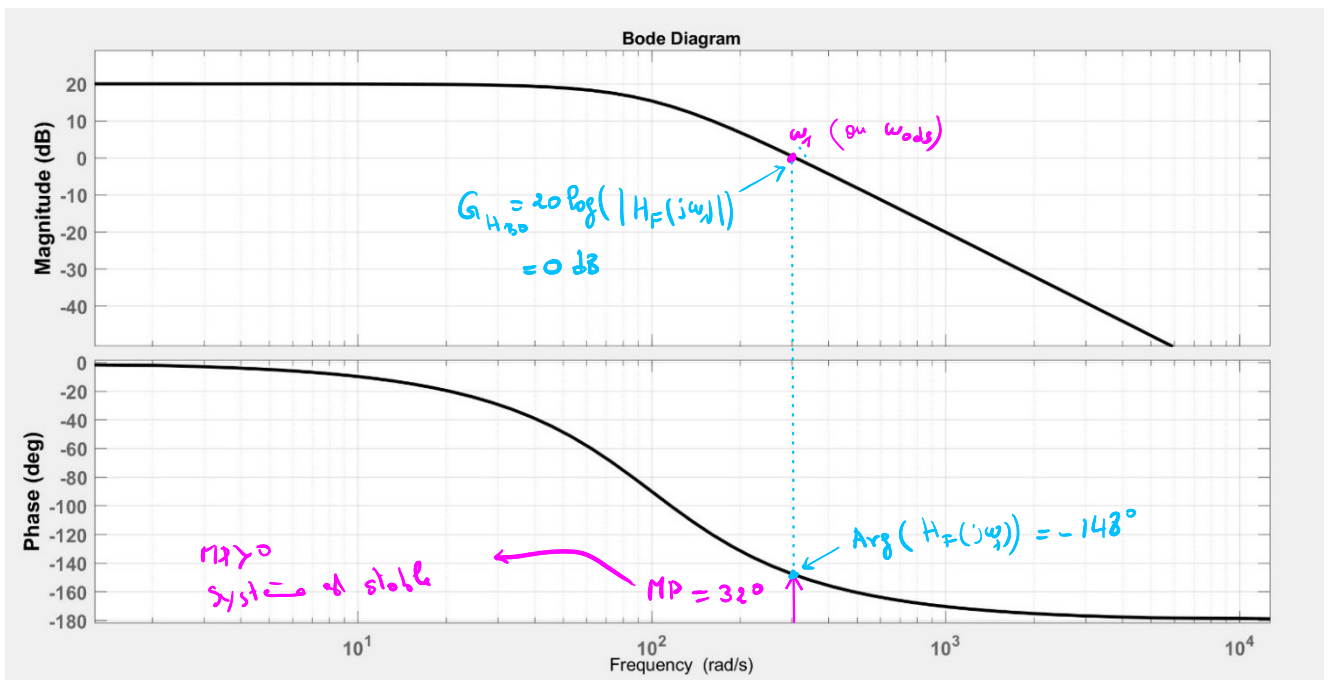
Annexe 2 :

Spectre du courant alimentant un four à courant alternatif :



$H_{Bo}(j\omega) = K_c \cdot H(j\omega)$ → $H_F(j\omega) = K_c \cdot H(j\omega)$

Les asymptotes du diagramme de Bode de La FTBO du système non corrigé :



Caractéristiques du correcteur : $C(p) = K_c \frac{1+ap}{1+tp} \Rightarrow C(p) = K_b \frac{2+aZP}{1+ZP}$

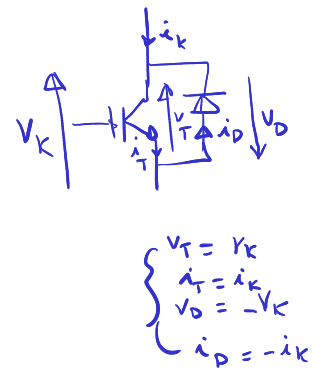
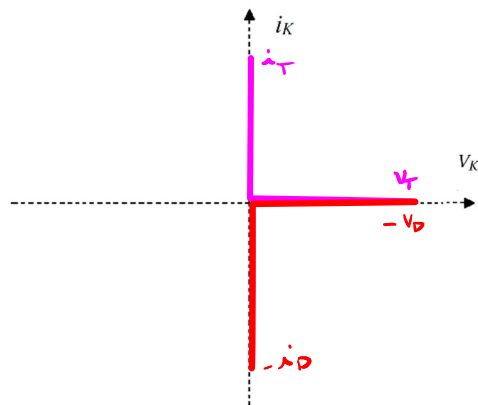
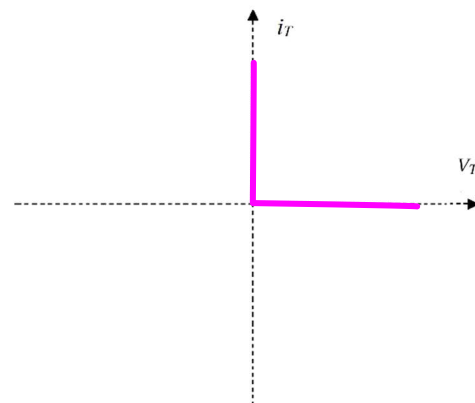
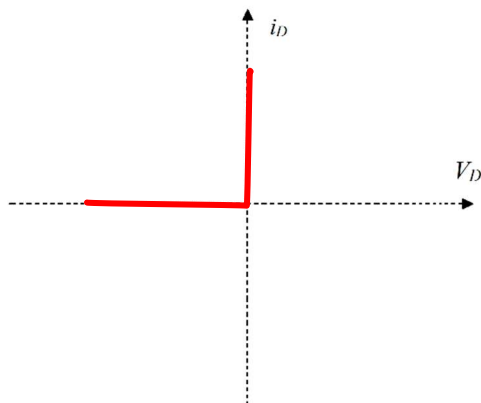
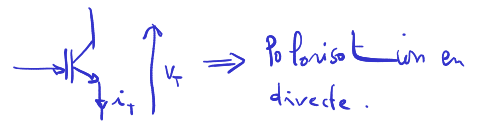
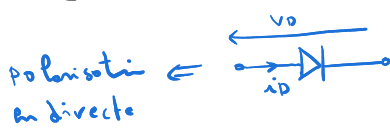
Phase maximale apportée φ_M	Pulsation de φ_M	Gain à la pulsation ω_M
$\varphi_M = \arcsin \frac{a-1}{a+1} \Leftrightarrow a = \frac{1+\sin \varphi_M}{1-\sin \varphi_M}$	$\omega_M = \frac{1}{T\sqrt{a}}$	$ C(\omega_M) = Kc\sqrt{a}$

$\omega_m = \omega_1$ $|C(\omega_m)| = k_b \cdot \sqrt{a}$

Ne rien écrire dans ce cadre

Document réponse N°1

Question B.8 :



Ne rien écrire dans ce cadre

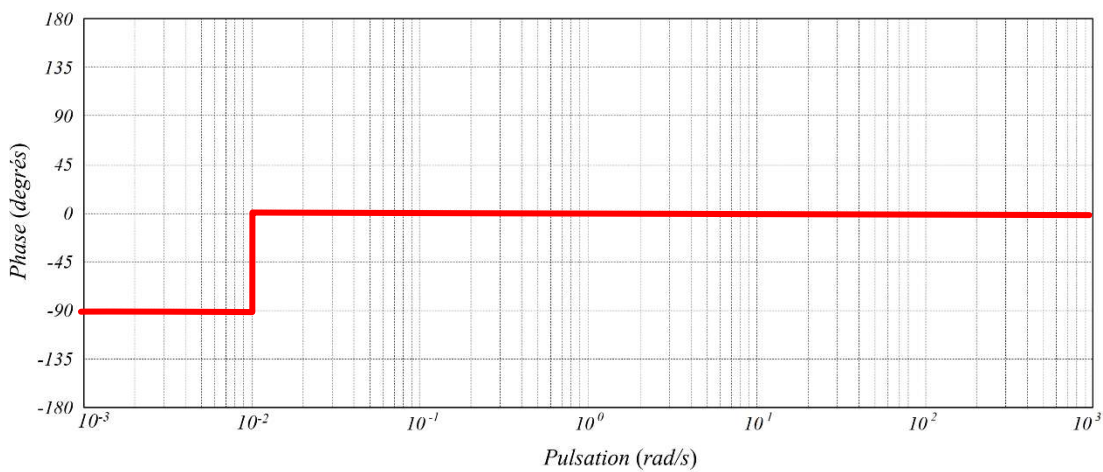
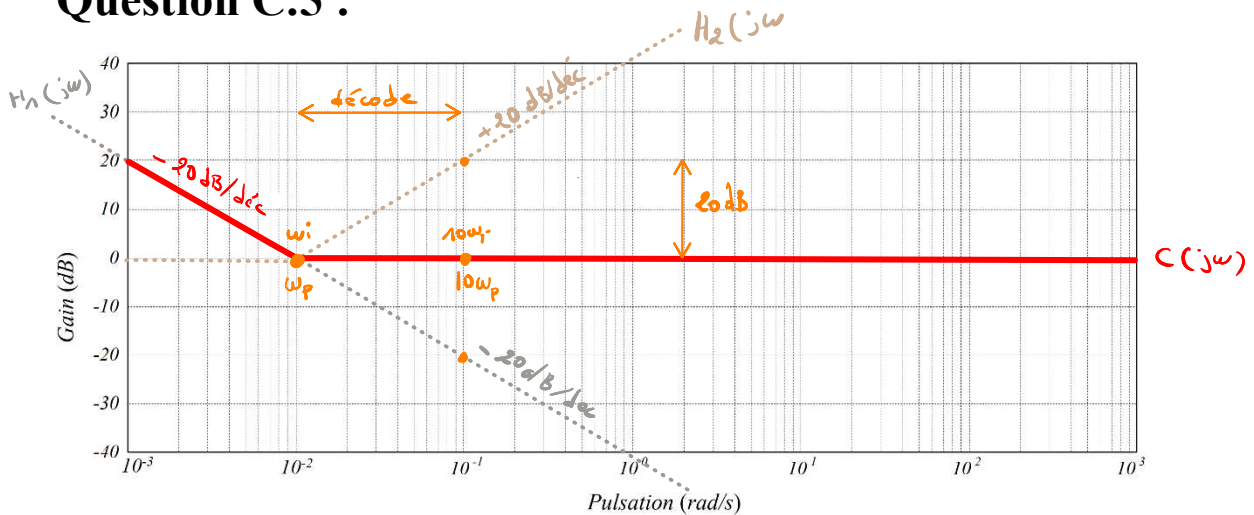
$$C(j\omega) = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_i}}{j\frac{\omega}{\omega_p}} = \left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_p}}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_i}\right)$$

$C(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega)$

Avec : $\omega_i = \frac{1}{T_i} = 0,01 \text{ rad/s}$ et $\omega_p = \frac{K_i}{T_i} = 0,01 \text{ rad/s}$

Document réponse N°2

Question C.5 :



- Pente : 0 dB/déc → φ = 0°
- Pente : -20 dB/déc → φ = -90°

Ne rien écrire dans ce cadre

$$H_{bo}(j\omega) = \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_a}\right) \times \left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_b}}\right) \times \left(\frac{1}{1 + \frac{2m}{\omega_n}j\omega + \frac{1}{\omega_n^2}(j\omega)^2}\right)$$

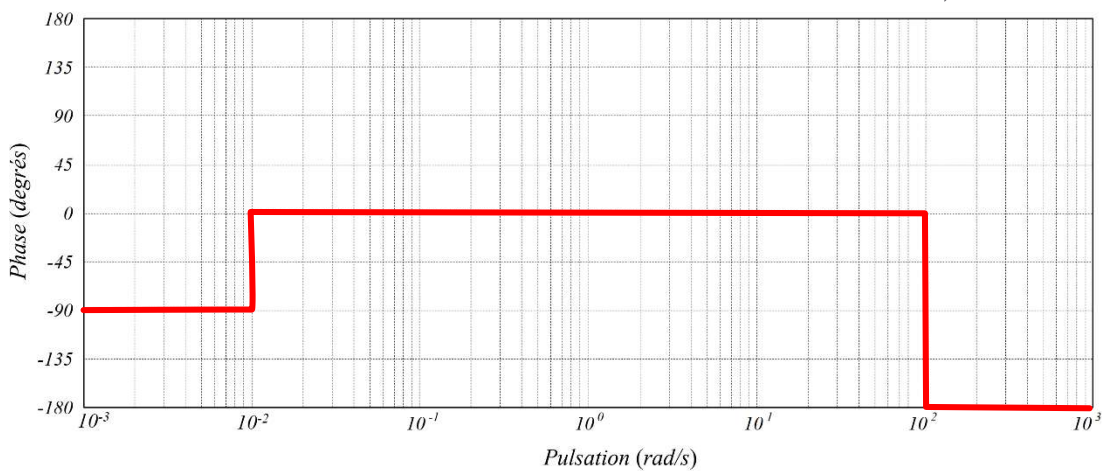
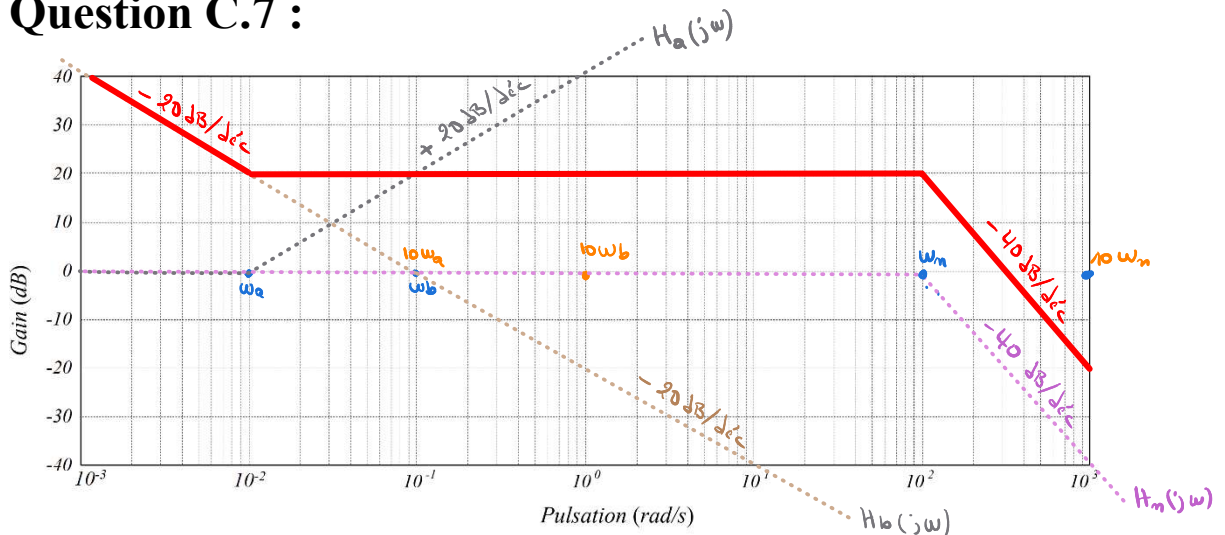
$m < 2 \Rightarrow \omega_n!!!! \Rightarrow \text{pente } -40 \text{ dB/déc} \approx \omega_n$

D'où : $H_{bo}(j\omega) = H_a(j\omega) \cdot H_b(j\omega) \cdot H_n(j\omega)$.

A.N : $\omega_a = 0,01 \text{ rad/s}$; $\omega_b = 0,10 \text{ rad/s}$ et $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$

Document réponse N°3

Question C.7 :



- Pente : $0 \text{ dB/déc} \rightarrow \varphi = 0^\circ$
- Pente : $-20 \text{ dB/déc} \rightarrow \varphi = -90^\circ$
- Pente : $-40 \text{ dB/déc} \rightarrow \varphi = -180^\circ$