

## CORRECTION SUJET

I-A-1 En égalisant les volumes entrant et sortant pendant  $dt$ ,  $w \cdot e_0 \cdot v_0 dt = w \cdot e_{12} \cdot v_{12} dt$   
d'où  $e_0 \cdot v_0 = e_{12} \cdot v_{12}$

I-A-2	Entrée Cage F1	Inter- cage 12	Inter- cage 23	Inter- cage 34	Inter- cage 45	Inter- cage 56	Inter- cage 67	Sortie Cage F7
Epaisseurs (mm)	$e_0=35$	17,2	8,9	5,3	3,4	2,3	1,8	1,5
Vitesses (m/s)	$v_0=1$	2,0	3,9	6,6	10,3	15,2	19,4	$v_s=23,3$

Vitesse de la tôle en sortie du train de laminage  $23,3 \text{ m/s} \approx 84 \text{ km/h}$ .

I-A-3  $w \cdot L_0 \cdot e_0 = w \cdot L_s \cdot e_s$  d'où  $L_s = 1400 \text{ m} = 1,4 \text{ km}$ .

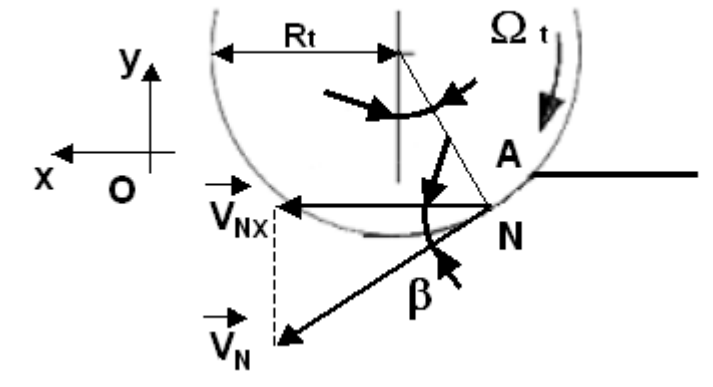
I-A-4  $e_N = e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta)$ .

I-A-5  $e_N \cdot v_{Nx} = e_{12} \cdot v_{12}$  d'où  $v_{Nx} = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta)}$

I-A-6

$v_N = R_t \cdot \Omega_t$  et  $v_{Nx} = v_N \cdot \cos \beta$  d'où

$$\Omega_t = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{R_t \cdot \cos \beta \cdot (e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta))}$$



I-A-7  $\Omega_e \cdot R_e = \Omega_t \cdot R_t$  d'où  $\Omega_e = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{R_e \cdot \cos \beta \cdot (e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta))}$

I-A-8  $\Omega_t \approx 4,5 \text{ rd/s}$  soit  $42,9 \text{ tr/mn}$  et  $\Omega_e \approx 2,1 \text{ rd/s}$  soit  $20 \text{ tr/mn}$ .

I-B-1 Le rattrapage doit être permanent, il se fait donc en zone de déformation plastique.

I-B-2 En zone plastique, la déformation est à volume constant d'où  $d(sL) = 0$  donc  $s \cdot dL + L \cdot ds = 0$  et  $\frac{ds}{s} = -\frac{dL}{L}$ .

I-B-3  $ds = d(w \cdot e) = w \cdot de + e \cdot dw$  d'où  $\frac{ds}{s} = \frac{de}{e} + \frac{dw}{w}$ .

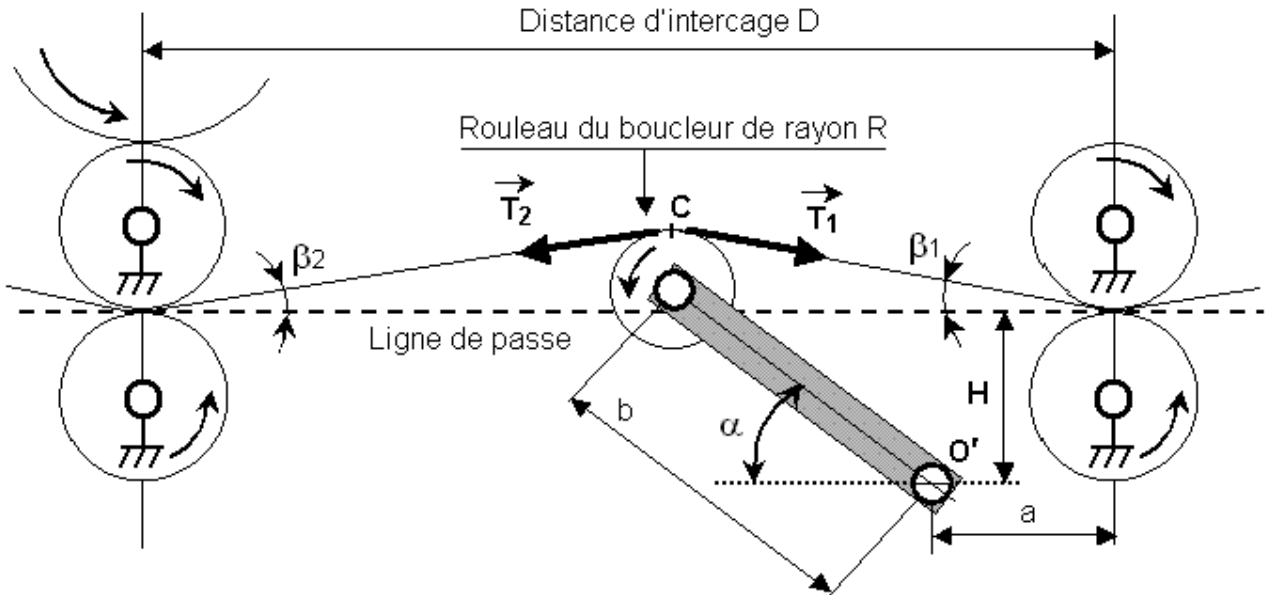
$\frac{de}{e} = \frac{dw}{w}$  si la diminution de section est uniforme.  $\frac{ds}{s} = 2 \cdot \frac{dw}{w} = -\frac{dL}{L}$  d'où  $\frac{dw}{w} = -\frac{dL}{2 \cdot L}$ .

I-B-4  $\frac{dw}{w} = -\frac{4}{1100}$  d'où  $\frac{dL}{L} = \frac{8}{1100}$  et  $\sigma = \sigma_0 + \frac{\sigma_1 - \sigma_0}{1} \times (100 \frac{dL}{L})$ .  $\sigma \approx 133,2 \text{ MPa}$  et  $T \approx 263,7 \text{ kN}$ .

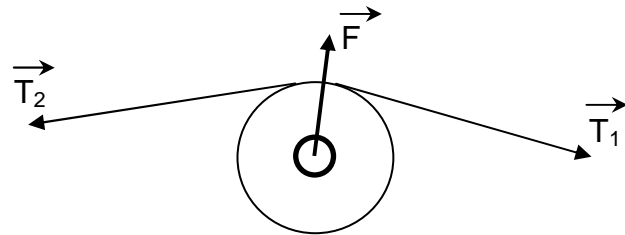
I-B-5  $\text{tg } \beta_1 = \frac{b \cdot \sin \alpha + R - H}{a + b \cdot \cos \alpha}$  et  $\text{tg } \beta_2 = \frac{b \cdot \sin \alpha + R - H}{D - (a + b \cdot \cos \alpha)}$

$\alpha$ (degrés)	$\beta_1$ (degrés)	$\beta_2$ (degrés)
19	0,71	0,74
20	0,93	0,96
21	1,14	1,18

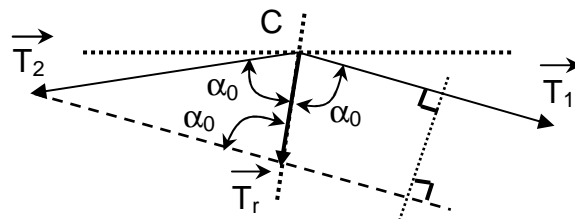
I-B-6



On isole le rouleau du boucleur. Les forces extérieures appliquées sont les tensions  $T_1$  et  $T_2$  et la réaction  $F$ .  
On aura donc  $\vec{T}_r = \vec{T}_1 + \vec{T}_2 = -\vec{F}$



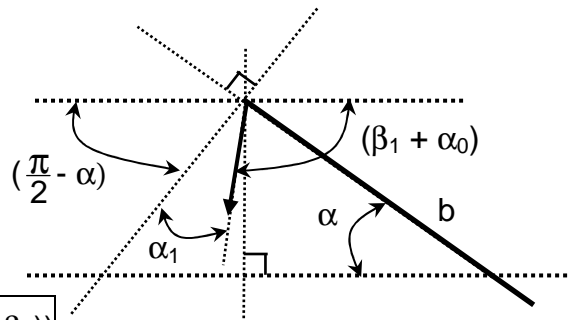
$\vec{T}_r = \vec{T}_1 + \vec{T}_2$  et  $\|\vec{T}_1\| = \|\vec{T}_2\| = T$   
Les trois vecteurs forment un triangle isocèle.  
 $T_r = 2.T.\cos \alpha_0$  et  $2.\alpha_0 + \beta_1 + \beta_2 = \pi$ .



D'où  $T_r = 2.T.\sin(\frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2))$ .

$C_T = -F.\cos(\alpha_1).b = T_r.\cos(\alpha_1).b$   
avec

$\beta_1 + \alpha_0 + \alpha_1 + (\frac{\pi}{2} - \alpha) = \pi$ .



d'où

$$C_T = 2.T.b.\sin(\frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2)).\cos(\alpha - \frac{1}{2}(\beta_1 - \beta_2))$$

I-C-1  $C_P = M.g.b.\cos \alpha$

I-C-2  $C_B = (M_3.D_3 + M_2.D_2 - M_1.D_1).g.\cos \alpha$

I-C-3  $C_{em} = K.i = \frac{C_T + C_P + C_B}{\eta.R_\alpha}$  et  $i = \frac{C_T + C_P + C_B}{\eta.K.R_\alpha}$

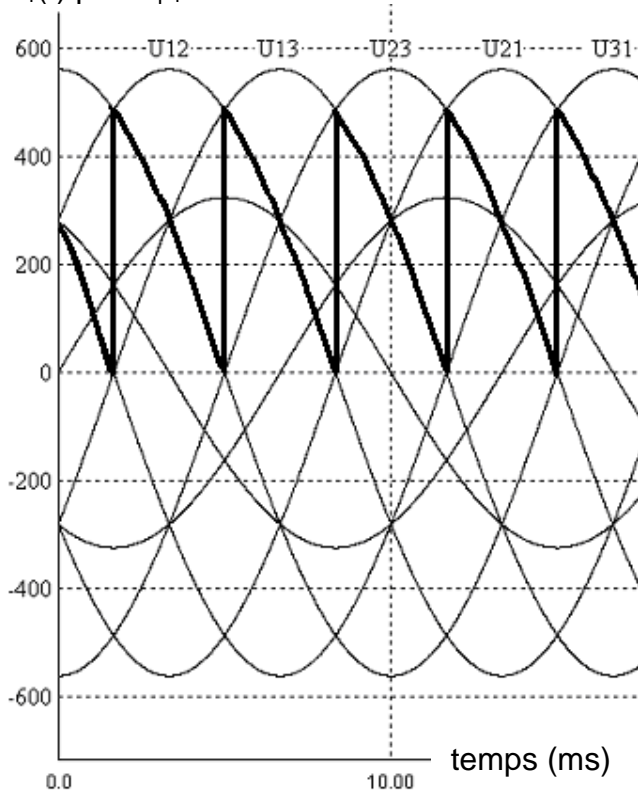
I-C-4 On a intérêt à limiter  $\beta_1$  et  $\beta_2$  pour minimiser la charge du moteur.

I-C-5  $M = \rho.w.e.D \approx 95 \text{ kg}$ .

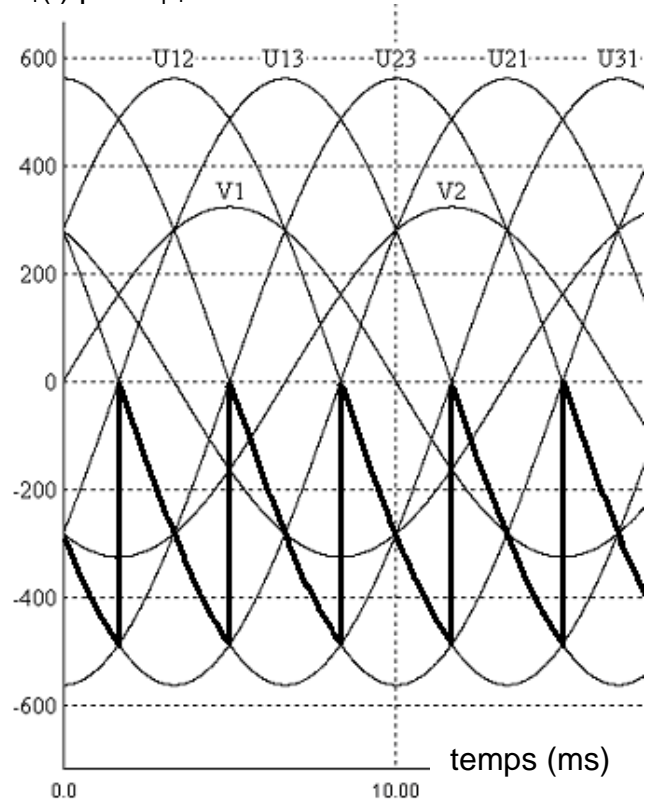
$\alpha$ (degrés)	$C_T$ (Nm)	$C_P$ (Nm)	$C_B$ (Nm)	$C_{em}$ (Nm)	$I$ (A)
19°	4432	616	3345	988	118
20°	5742	612	3324	1139	136
21°	7025	608	3302	1287	153

II-A-1 La fréquence de  $u_1(t)$  est de 300 Hz.

$u_1(t)$  pour  $\psi_1 = 60^\circ$



$u_1(t)$  pour  $\psi_1 = 120^\circ$



II-A-2  $\langle u_1 \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \psi_1}^{\frac{2\pi}{3} + \psi_1} U.\sqrt{2}.\sin\theta.d\theta = \frac{3.U.\sqrt{2}}{\pi} \cos\psi_1.$

II-A-3

Fonctionnement du boucleur	Moteur en montée	Frein en montée	Moteur en descente	Frein en descente
Pont en conduction	1	2	2	1
Pont bloqué	2	1	1	2
Réglage	$0^\circ < \psi_1 < 90^\circ$	$90^\circ < \psi_2 < 180^\circ$	$0^\circ < \psi_2 < 90^\circ$	$90^\circ < \psi_1 < 180^\circ$

II-A-4  $\langle u_1 \rangle = -27 \times u_c$

II-A-5  $0^\circ < \omega T_c < 240^\circ$  d'où  $0 < T_c < 13,3$  ms.

$u_{f1} = \lambda \times u_c \times e^{-T_c \cdot p}$ .

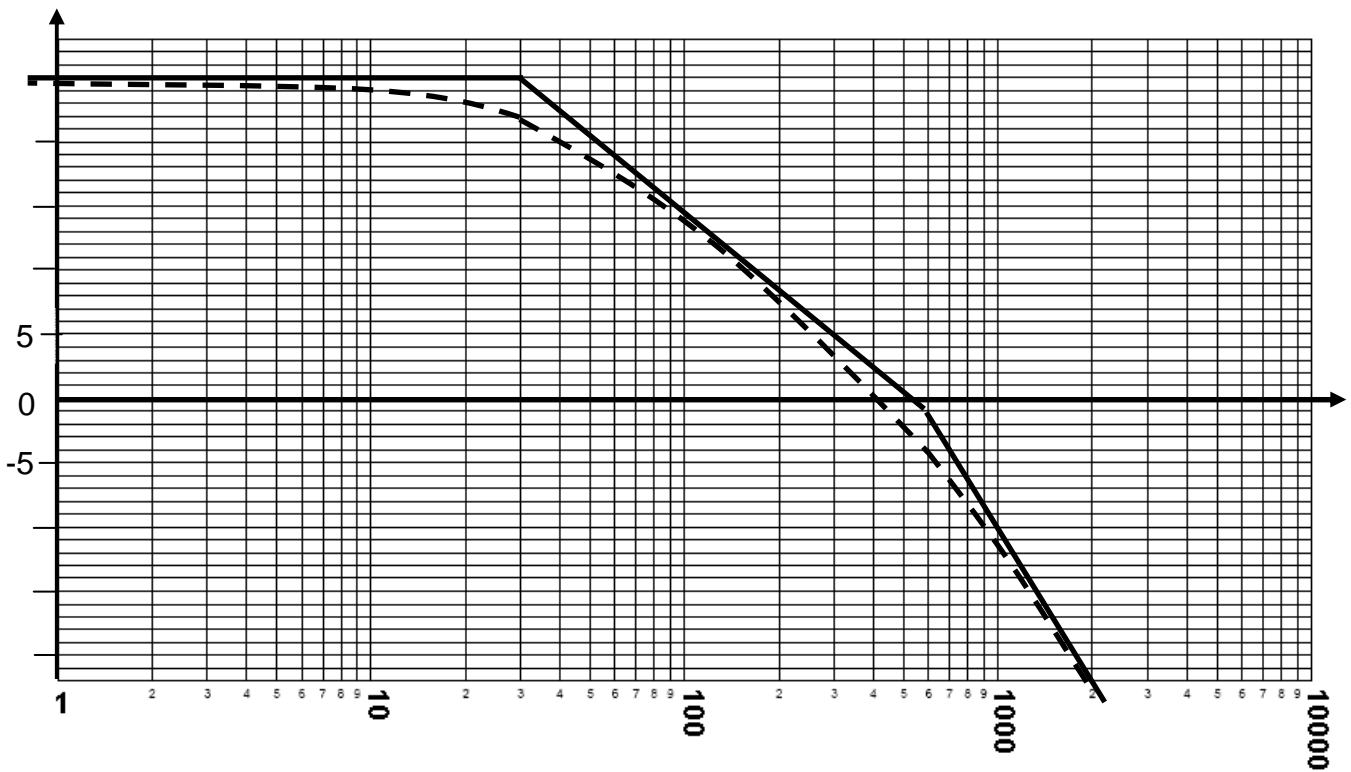
II-A-6  $\frac{1}{1+T_c p} = e^{-T_c \cdot p}$ , développement en série limité à l'ordre 1.

II-A-7  $\psi_2 = \pi - \arccos(-0,05 \cdot u_c)$ .

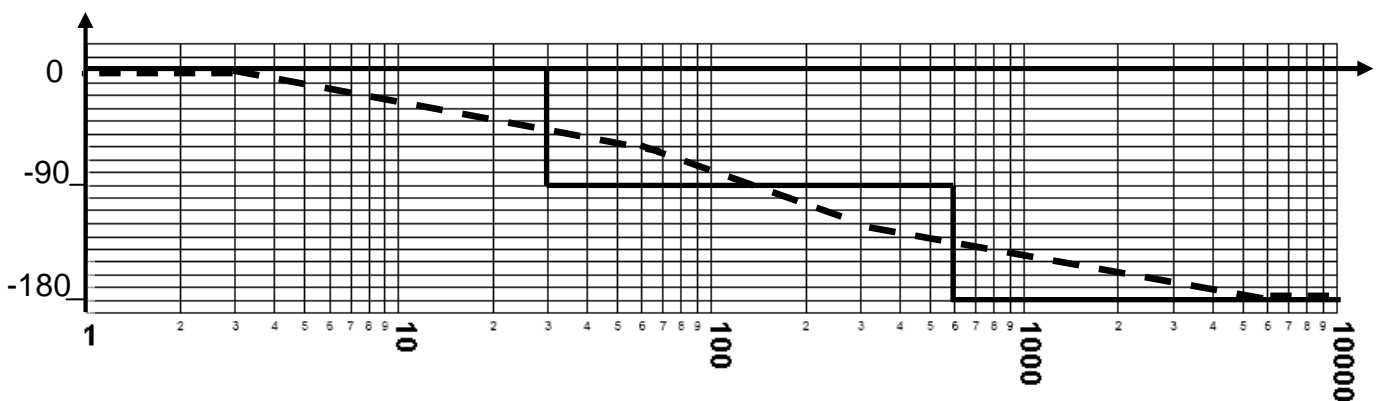
II-B-1  $H_{BO}(p) = \frac{|\lambda| \cdot Kr \cdot C(p)}{(1+T_c p)(R+Lp)}$

II-B-2 et II-B-3

Gain (dB)



Phase (°)



II-B-4  $C_1 \approx 1$  (réglage sur la courbe de gain asymptotique) ou  $C_1 \approx \sqrt{2}$  (réglage sur la courbe de gain réelle).

II-B-5  $\varepsilon(p) = \frac{v_i(p)}{1 + H_{BO}(p)}$  ; par le théorème de la valeur finale  $\varepsilon_0 = \frac{1}{1 + H_{BO}(0)} = 5,3 \%$   
 (pour  $C_1 = 1$ ) et  $3,8 \%$  ( $C_1 = \sqrt{2}$ ).

$\varepsilon_0$  est l'écart en régime statique entre  $v_i$  (amplitude de l'échelon de consigne) et  $Kr.i$ .

II-B-6 C'est un correcteur PI.

II-B-7 La compensation du pôle dominant impose  $\tau_1 = 30^{-1}$  s.

Alors  $H_{BO}(p) = \frac{18 \times C(p)}{(1 + \frac{p}{30})(1 + \frac{p}{600})} = \frac{18 \times C_1}{\tau_1 p \cdot (1 + \frac{p}{600})}$ .

$\text{Arg}(H_{BO}(j\omega)) = -135^\circ \Leftrightarrow \omega = 600 \text{ rd/s}, |H_{BO}(j\omega)| = 1 \Leftrightarrow C_1 \approx 1,6$ .

II-B-8  $\varepsilon_0 = 0$  (système asservi de classe 1).

Par le théorème de la valeur finale  $\varepsilon_1 = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p(1 + H_{BO}(p))} = \frac{\tau_1}{18 \times C_1} \approx 1 \text{ mV}$ .

II-B-9  $\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr}{L \cdot T_c}}$  et  $m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr}{L \cdot T_c} \left( \frac{R \cdot T_c}{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr} + \tau_2 \right)}$ .

II-B-10  $C_1 = \frac{L \cdot \omega_0^2 \cdot T_c}{I \cdot \lambda \cdot Kr}$  et  $\tau_2 = \frac{2 \cdot m}{\omega_0} - \frac{R}{L \cdot \omega_0^2}$ .

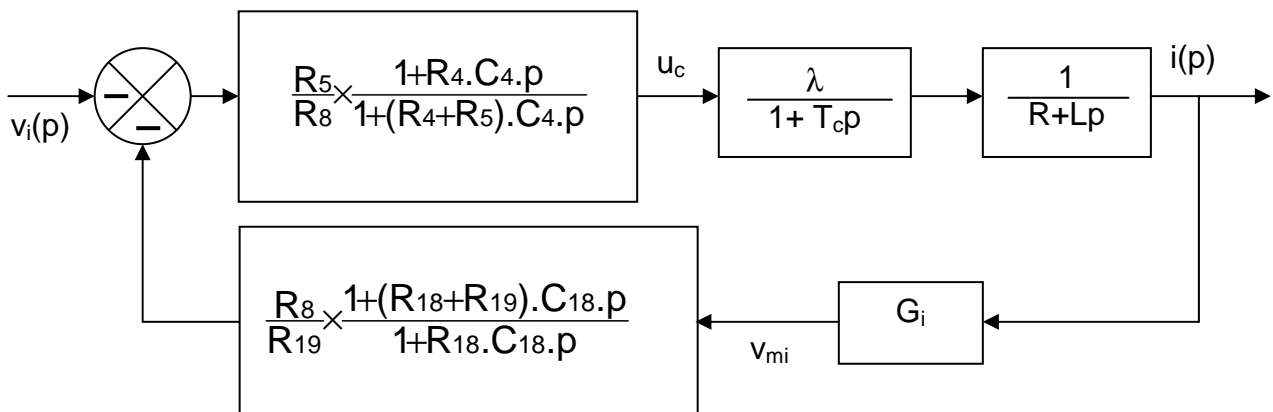
II-B-11  $\tau_2 = 2,7 \text{ ms}$  et  $C_1 = \frac{0,06}{I \cdot \lambda \cdot Kr}$ .

II-B-12 C'est une action PD. Cette action n'est pas utilisable telle que car elle amplifie les parasites en haute fréquence, on lui préfère une action PD filtrée.

II-C-1 L'application du théorème de Millmann sur la patte moins de l'amplificateur linéaire donne  $\frac{v_i}{R_8} + \frac{u_c}{Z_{e1}} + \frac{v_{mi}}{Z_{e2}} = 0$  avec  $Z_{e1} = \frac{R_5 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_4 \cdot C_4)}{1 + j \cdot \omega \cdot (R_4 + R_5) \cdot C_4}$  et  $Z_{e2} = \frac{R_{19} \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{18} \cdot C_{18})}{1 + j \cdot \omega \cdot (R_{18} + R_{19}) \cdot C_{18}}$ .

II-C-2 De la question précédente on déduit :

$$u_c = -\frac{R_5}{R_8} \times \left( \frac{1 + j \cdot \omega \cdot R_4 \cdot C_4}{1 + j \cdot \omega \cdot (R_4 + R_5) \cdot C_4} \right) \times \left( v_i + \frac{R_8}{R_{19}} \times \left( \frac{1 + j \cdot \omega \cdot (R_{18} + R_{19}) \cdot C_{18}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{18} \cdot C_{18}} \right) v_{mi} \right)$$



II-C-3  $Kr = |G_i| \frac{R_8}{R_{19}} = \frac{1}{11} \text{ V/A}$ ,  $C(p)$  est un retard de phase (action PI avec limitation du gain statique) et la correction appliquée à la mesure du courant est une avance de phase (ou correction PD filtrée).

II-C-4 Le gain statique est de 48 dB qui correspond à une amplification de 251.  
L'erreur de position vaut 0,4 %.

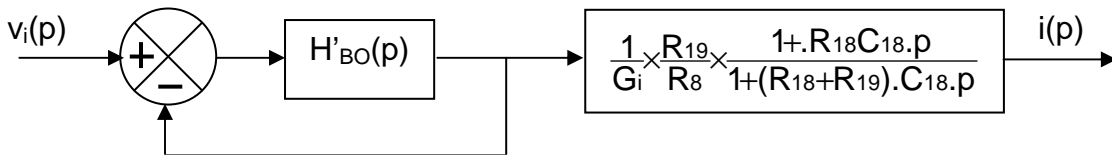
II-C-5 On lit graphiquement 0 dB pour  $\omega_i \approx 80$  rd/s. On calcule les constantes de temps.  
 $R_4C_4 \approx 4$  ms ;  $(R_4+R_5)C_4 \approx 1$  s ;  $R_{18}C_{18} \approx 0,48$  ms ;  $(R_{18}+R_{19})C_{18} \approx 2,68$  ms.

$\tau_e = L/R \approx 36,7$  ms ;  $T_c = 1,67$  ms est donné. D'où la phase en  $\omega_i$ ,

$$\varphi_i = \text{tg}^{-1}(R_4C_4\omega_i) + \text{tg}^{-1}((R_{18}+R_{19})C_{18}\omega_i) - \text{tg}^{-1}(T_c\omega_i) - \text{tg}^{-1}(\tau_e\omega_i) - \text{tg}^{-1}(R_{18}C_{18}\omega_i) - \text{tg}^{-1}((R_4+R_5)C_4\omega_i)$$

$\varphi_i \approx -140^\circ$  soit une marge de phase de  $40^\circ$ .

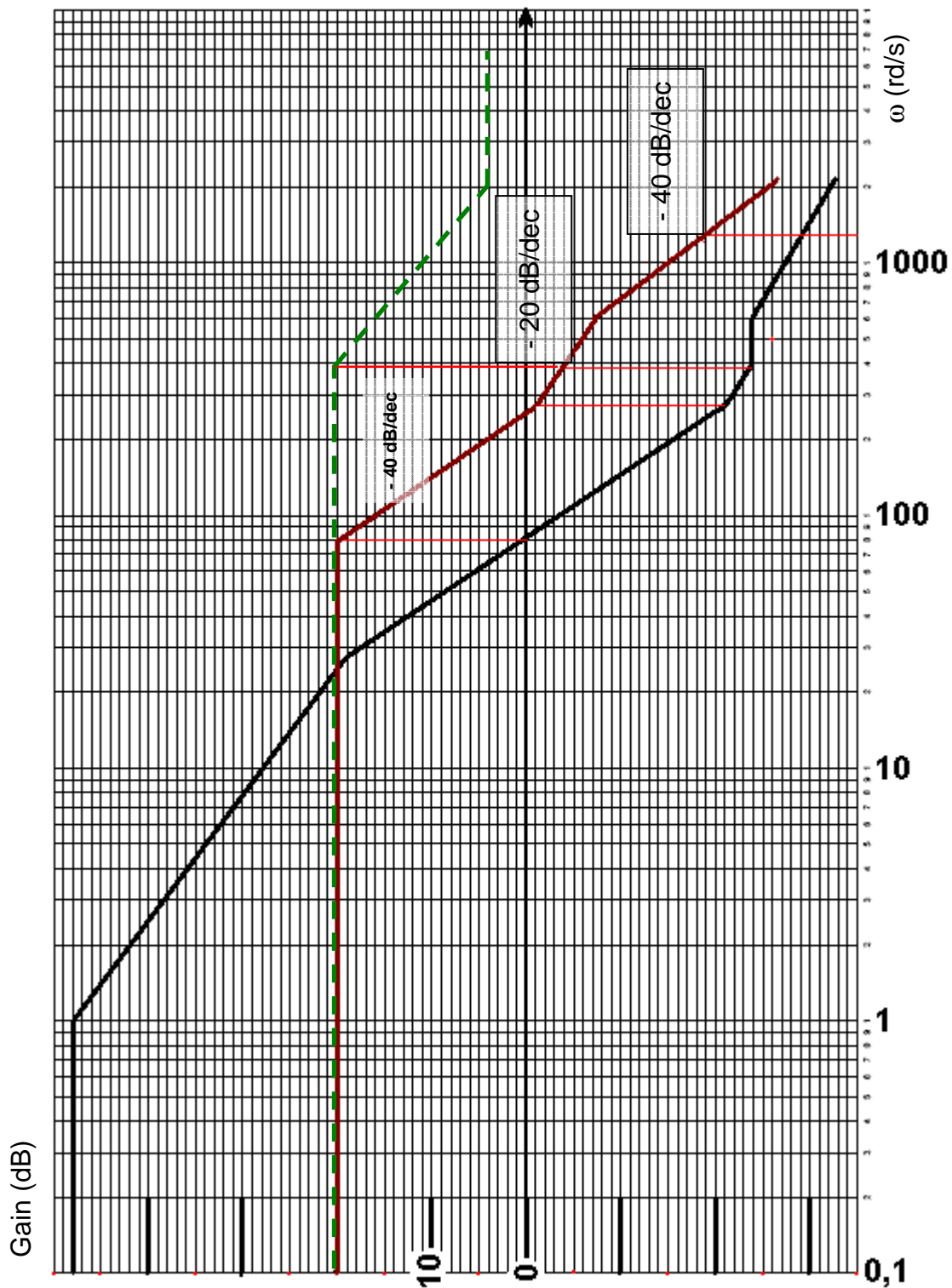
II-C-6



II-C-7 voir courbe ci-après,  $20.\log(|H'_1(p)|)$  est en pointillé vert.

II-C-8 Pour  $|H_{BO}(p)| \gg 1$ ,  $H_{BF}(p) \approx 1$  et pour  $|H_{BO}(p)| \ll 1$ ,  $H_{BF}(p) \approx H_{BO}(p)$ , l'approximation est d'autant plus grossière que  $|H_{BO}(p)|$  proche de 1 donc autour de  $\omega_i$ . Les constantes de temps  $(R_{18}+R_{19})C_{18}$  et  $R_{18}C_{18}$  sont compensées et la courbe globale est translatée de  $20.\log(11) \approx 20,8$  dB.

voir courbe ci-après,  $20.\log(|H_{BF}(p)|)$  est en trait plein bordeaux.

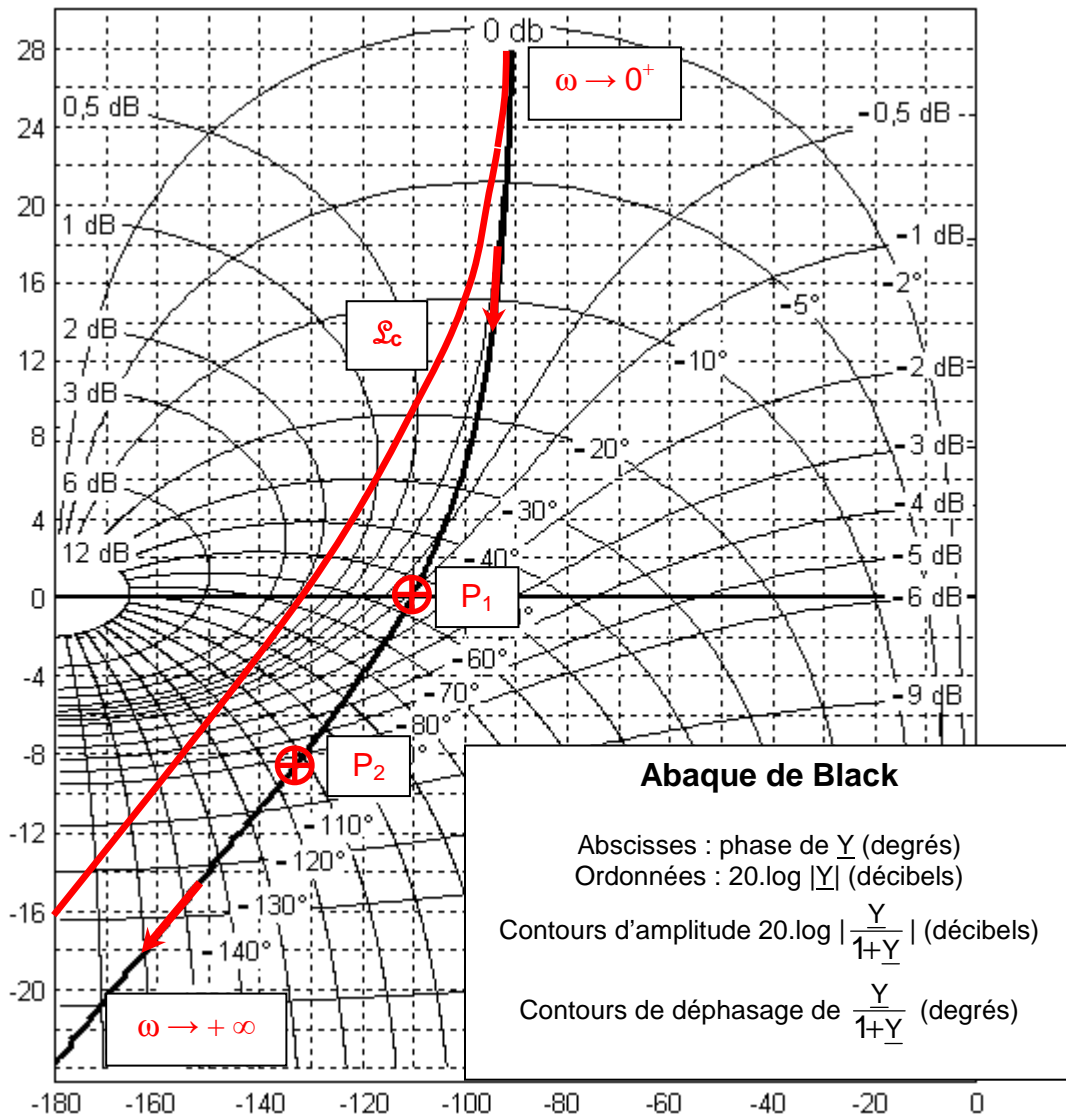


III-A-1  $H_{\alpha 1}(p) = \frac{Gs \cdot e^{-\tau_0 \cdot p}}{1 + \theta \cdot p}$  avec  $G_s \approx 5 \text{ rd/Vs}$ ,  $\tau_0 \approx 15 \text{ ms}$  et  $\theta \approx 71 \text{ ms}$  ( $T_1 = 39 \text{ ms}$  et  $T_2 = 52 \text{ ms}$ ).

$$\text{III-A-2 } H_{\alpha 2}(p) = \frac{180}{R_{\alpha} \cdot \pi \cdot p}$$

III-A-3 et III-A-4

Pour  $P_1 (\omega_1)$ : gain 0 dB et phase - 110° et pour  $P_2 (\omega_2)$ : gain -8,5 dB et phase - 134°.



Les flèches (  $\rightarrow$  ) indiquent le sens du parcours quand  $\omega$  augmente.

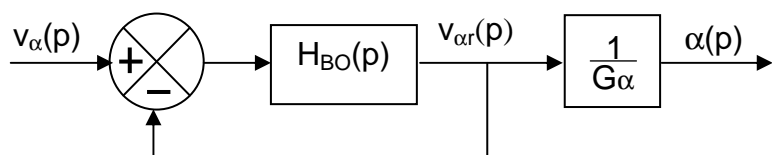
III-A-5 Si  $C_{\alpha 1} > 1$ , il suffit de translater  $\mathcal{L}$  vers le haut et suivant l'axe des ordonnées de  $20 \cdot \log(C_{\alpha 1})$ , si  $0 < C_{\alpha 1} < 1$ , il suffit de translater  $\mathcal{L}$  vers le bas et suivant l'axe des ordonnées de  $|20 \cdot \log(C_{\alpha 1})|$ .

III-A-6 Le lieu  $\mathcal{L}_c$  doit être tangent au contour isogain à 2 dB.  $\mathcal{L}_c$  s'obtient en translantant  $\mathcal{L}$  d'environ 8 dB vers le haut. Le point tangent au contour isogain sera le point  $P_2$  translaté. Donc  $C_{\alpha 1} = 10^{(8/20)} \approx 2,5$ .

III-A-7  $M_\phi \approx 46^\circ$  (déduit de la phase en  $P_2$ ) et  $M_g \approx 16$  dB (par lecture).

III-A-8 On se ramène à un retour unitaire.  $\mathcal{L}_c$  est confondue avec la courbe isogain à 0 dB lorsque  $\omega$  tend vers  $0^+$ , on en déduit :

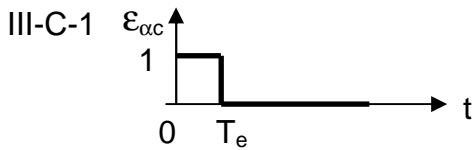
$G_2 = 0 \text{ dB} + 20 \cdot \log(1/G_\alpha) \approx 15,6 \text{ dB}$   
 et  $\lim_{t \rightarrow +\infty} v_{\alpha r}(t) = v_\alpha$  si  $v_\alpha$  est constant  
 donc  $\varepsilon_2 = 0$ .



III-B-1  $\delta = \frac{10}{1000} = 10 \text{ mV} = k_{CNA}$ .

III-B-2  $k_{CNA} \cdot k_{CAN} = 1$ . Les convertisseurs ont la même résolution.

III-B-3 Le déphasage introduit par le retard vaut  $\omega \cdot (T_e/2)$  soit environ  $4,2^\circ$  en  $P_2$ . La marge de phase vaut  $41,8^\circ$ . Le système est toujours stable.



III-C-2 
$$BOZ(p) = \frac{1}{p} - \frac{e^{-(T_e \cdot p)}}{p}$$

III-C-3 
$$\frac{1}{(1+\theta \cdot p) \cdot p^2} = \frac{1}{p^2} - \frac{\theta}{p} + \frac{\theta^2}{1+\theta \cdot p}$$

III-C-4 
$$H_{BOT}(z) = G_T \cdot z^{-1} \cdot (1-z^{-1}) \cdot \left[ \frac{z \cdot T_e}{(z-1)^2} - \theta \cdot \frac{z}{z-1} + \theta \cdot \frac{z}{z-e^{-(T_e/\theta)}} \right]$$

III-C-5 
$$G_{BOT} = G_T \cdot (T_e - \theta + \theta \cdot e^{-(T_e/\theta)}), z_1 = e^{-(T_e/\theta)} \text{ et } z_0 = \frac{(T_e + \theta) \cdot e^{-(T_e/\theta)} - \theta}{T_e - \theta + \theta \cdot e^{-(T_e/\theta)}}$$

III-C-6 
$$C_\alpha(z) = \frac{v_\alpha(z) - \varepsilon_{\alpha n}(z)}{H_{BOT}(z) \cdot \varepsilon_{\alpha n}(z)} = \frac{z \cdot (z - z_1) \cdot [z - (z - 1) \cdot \varepsilon_{\alpha n}(z)]}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot \varepsilon_{\alpha n}(z)}$$

III-C-7  $d^N \alpha(z) \leq d^D \alpha(z)$ .

III-C-8 
$$C_\alpha(z) = \frac{z \cdot (z - z_1) \cdot [z - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{-k}]}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{-k}}$$

D'où  $d^N \alpha(z) = 2 + d^D [z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}] \leq d^D \alpha(z) = 1 + d^D [\sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$ .

Le terme facteur de  $z^n$  dans  $[z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$  est nul d'où  $\varepsilon(0) = 1$ .

Le terme facteur de  $z^{n-1}$  dans  $[z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \varepsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$  est nul d'où  $\varepsilon(T_e) = \varepsilon(0)$ .

III-C-9 L'erreur est nulle à partir du troisième échantillon. 
$$C_\alpha(z) = \frac{z \cdot (z - z_1)}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot (z + 1)}$$

$$\varepsilon_{\alpha n}(nT_e) = (z_0 - 1) \cdot \varepsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e) + z_0 \cdot \varepsilon_{\alpha n}((n-2) \cdot T_e) + \frac{1}{G_{BOT}} [\varepsilon_{\alpha n}(nT_e) - z_1 \cdot \varepsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e)].$$

III-C-10 Non, par exemple si la réponse en régime permanent est sinusoïdale, de période  $T_e$ , l'erreur peut être nulle pour  $t = k \cdot T_e$  alors que le système est instable. De façon générale, choisir une réponse nulle trop vite risque d'imposer au système des transitoires peu amorties voire de le déstabiliser.

$$\text{III-C-11 } \epsilon_{\alpha n}(z) = 1 + z^{-1} + 0,37z^{-2} + 0,13z^{-3} + 0,05z^{-4}$$

$$\text{III-C-12 } C_{\alpha}(z) = 75 \frac{z^3 + 0,190z^2 - 0,810z}{z^3 + 1,932z^2 + 1,432z + 0,466}$$

$$\epsilon_{\alpha cn}(nT_e) = 75. [ \epsilon_{\alpha n}(n.T_e) + 0,19.\epsilon_{\alpha n}((n-1).T_e) - 0,81.\epsilon_{\alpha n}((n-2).T_e) ] \\ - 1,932.\epsilon_{\alpha cn}((n-1)T_e) - 1,432.\epsilon_{\alpha cn}((n-2).T_e) - 0,466.\epsilon_{\alpha cn}((n-3).T_e).$$

III-C-13 La saturation du C.N.A (visible sur le graphe de  $\epsilon_{\alpha n}$ ) ne permet pas au système de répondre comme prévu.

IV-A-1 Elles permettent d'écrêter  $u_c$  entre  $\pm 18,6$  V. L'angle de garde est de  $21^\circ$ .

IV-A-2 C'est un filtre passe bas d'ordre 2 de fréquence de coupure 80 hertz. Il permet de filtrer l'ondulation à 300 hertz de  $v_{mv}$ .

IV-A-3 Il s'agit d'un correcteur PI avec une avance de phase.

IV-A-4  $v_{35} = v_A - 5.q.(v_A + V_{cc})/10,6$ . A la limite de conduction de CRVR2,  $v_{35} = 0$  (la cathode de CRVR2 est à la masse virtuelle de VRA) d'où  $5.q.V_{cc} = v_A.(10,6 - 5.q)$ . Pour une tension limite de  $v_A = 30$  V,  $q = 0,795$ . La conduction de CRVR1 interviendra pour  $v_A = -30$  V.

IV-A-5 La diode [40G] introduit l'élément non linéaire.

$$v_i = -2,5.v'_i \text{ si } [-2,5.v'_i < v_A] \text{ et } v_i = 5.v_A/6 \text{ si } [-2,5.v'_i > v_A].$$

IV-A-6 Lorsque la consigne numérique de position passe de  $0^\circ$  à  $60^\circ$ , le bras se lève. Pour  $0 < \alpha < 20^\circ$ , le moteur du bras n'est chargé que par le poids du bras. Quand  $\alpha = 20^\circ$ , le rouleau du bras entre en contact avec la tôle et le bras ne peut plus monter. L'erreur  $\epsilon_{\alpha c}$  est importante et  $v_A$  augmente compte tenu de l'intégration (VRA). Quand  $v_A > (-2,5.v_i)$ , la diode [40G] entre en conduction et l'asservissement du moteur se fait alors en courant. Parallèlement  $v_A$  continue à augmenter. A partir de 30 V, CRVR2 entre en conduction ce qui impose un changement de la nature du correcteur VRA (plus d'intégration) et le maintien de  $v_A$  à une valeur élevée (de l'ordre de 30 V par l'ensemble RVR3 et RVR4).

IV-B-1 Ce protocole est déterministe. Les stations peuvent périodiquement accéder au réseau.

IV-B-2

111111 SD	110 0000 0001 SOH	110 1111 1101 SID	110 0000 0000 DID
--------------	----------------------	----------------------	----------------------

IV-B-3

111111 SD	110 0000 0100 EOT	110 1111 1110 NID	110 1111 1110 NID
--------------	----------------------	----------------------	----------------------

IV-B-4 Il y a 25 stations. Le VAX 1 pourra éditer une nouvelle trame quand les 24 autres stations auront émis.

Les trames ITT ont 39 bits et les trames PAC en ont 5671 au maximum. D'où le temps d'attente maximum :  $[(39 + 5671) \times 24 / 2] + [(2 \times 24 + 1) \times 16]$  en  $\mu s$ , soit 69,3 ms.