

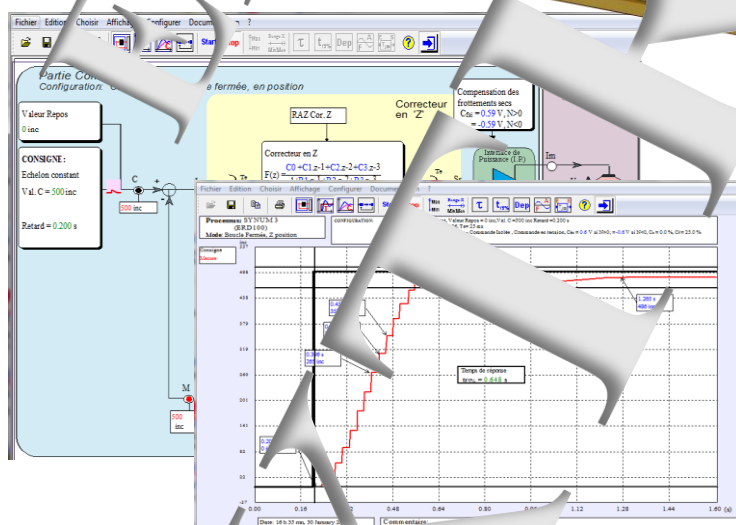
Asservissement Vitesse Position

- Sur le système Synum3 - ERD100
- Dans le domaine numérique (échantillonnage et)

Niveau :	CITE 2011
Licence	6
Ingénieurs	
Master ou équivalent	7



Partie opérative
Réf : ERD 100 000



Logiciels sur PC
D_Syn3 (Réf : ERD 100 100)



En Option
D_Scil (Réf : ERD 100 800)
Scilab / Xcos / compilateur



Comptes rendus

EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

SOMMAIRE:

Référence	Thème	Page
	Dans le domaine numérique (échantillonné ou discret)	
TP1N-BON	Identification en Boucle Ouverte dans le domaine Numérique	5
TP2N-RVPN	Régulation de Vitesse avec correction Proportionnelle Numérique	17
TP3N-RVIN	Régulation de Vitesse avec correction Intégrale Numérique	29
TP4N-RVIZ	Régulation de Vitesse avec correction I. + Zéro numérique	41
TP5N-RPPN	Régulation de Position avec correction Proportionnelle Numérique	55
TP6N-RPZN	Régulation de Position avec correction Proportionnelle Numérique	67
TP7N-PRN	Page rapide avec « Scilab-Xcos » en numérique	85



Notice technique

Manuel des travaux pratiques Sujets et Comptes rendus

⚡ Dans le domaine linéaire continu

Niveau CITE 4-5 (STS; IUT; CPGE)

ERD 100 050 Manuel Sujets (12 sujets 78 pages)

ERD 100 040 Manuels Comptes rendus en 2 Tomes

ERD 100 040-1 Tome 1 Manuel Comptes rendus TP1 à TP6 (78 pages)

ERD 100 040-2 Tome 2 Manuel Comptes rendus TP7 à TP12 (74 pages)

⚡ Dans le domaine numérique (échantillonné ou discret)

Niveau CITE 6-7 (Licence Ingénieur; Master)

ERD 100 070 Manuel Sujets (7 sujets 96 pages)

ERD 100 060 Manuel Comptes rendus (90 pages)

⚡ Dans le domaine non linéaire

Niveau CITE 6-7 (Licence Ingénieur; Master)

ERD 100 090 Manuel Sujets (2 sujets 20 pages)

ERD 100 080 Manuel Comptes rendus (20 pages)

Ce manuel fait partie d'un ensemble de documents pédagogiques de références :

Ouvrage référence

Automatique : régulations et asservissements :
Cours - Applications - Expérimentations - Prototypages
(Coll. Automatique et productique)

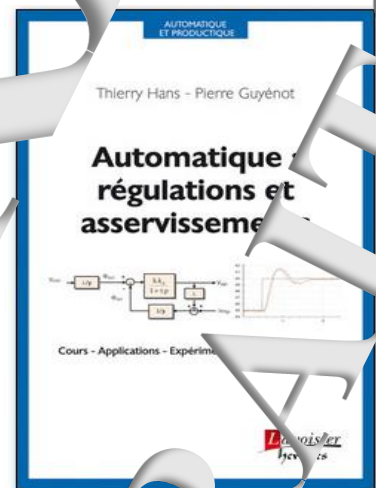
Auteurs : HANS Thierry, GUYÉNOT Pierre

Langue : Français

Date de parution : 06-2014

Ouvrage 305 p. - 16.4x24 cm - Broché

ISBN : 9782746246317



Type document:	Compte rendu de travaux pratiques
Thème :	Régulation de position avec correcteur par Zéro Numérique (échantillonné)
Configuration système :	Maquette "SYNUM3" + Logiciel D_Syn
Référence :	TP6N-RPZN
Nom de fichier:	TP6N-SYNUM3_RPZN_CR.doc

Sommaire:

1	Pré-déterminations	3
2	Expérimentations et exploitation	10
2.1	Vérification fonctionnement correcteur en boucle ouverte	10
2.2	Etude en régime statique	11
2.3	Etude en régime dynamique	13
2.3.1	Réponse à un échelon constant	13
2.3.2	Réponse à une rampe	17

EXTRAITS

EXTRAITS

EXTRAITS

1 PREDETERMINATIONS

P1. Prédétermination de la réponse du correcteur de type "zéro nul" à une rampe

D'après la fonction de transfert du correcteur:

$$Sr(z) = (C_0 + C_1 z^{-1}) \varepsilon(z) \rightarrow Sr(z) = C_0 \varepsilon(z) + C_1 z^{-1} \cdot \varepsilon(z)$$

On en déduit la relation de récurrence (relation entre les différents échantillons) en se rappelant que: multiplier par z^{-1} c'est retarder d'une période d'échantillonnage.

$$Sr_n = C_0 \varepsilon_n + C_1 \varepsilon_{n-1}$$

où Sr_n est le résultat de calcul du correcteur à $t = n.T_e$; ε_n la valeur de l'écart à $t = n.T_e$; ε_{n-1} la valeur de l'écart à $t = (n-1).T_e$

Application à la réponse à une rampe (selon de vitesse) de $V=1000$ inc/s avec $C_0=2$ et $C_1=-1,5$

La pente de 2000 inc/s correspond à 60 tr/min ou 1 tr/s 2000. $T_e = 1/2000 = 0,0005$ s = 0,05 ms = 100 inc/Te

Si un premier calcul est effectué à $t = 0+$

A $t = 0+$, $\varepsilon_{n-1} = 0$ et $\varepsilon_n = 100 \rightarrow Sr_0 = 100 \times 2 = 200$ inc

A $t = 1.T_e$, $\varepsilon_{n-1} = 100$ et $\varepsilon_n = 200 \rightarrow Sr_1 = 200 \times 2 - 1,5 \times 100 = 250$ inc

A $t = 2.T_e$, $\varepsilon_{n-1} = 200$ et $\varepsilon_n = 300 \rightarrow Sr_2 = 300 \times 2 - 1,5 \times 200 = 300$ inc

A $t = 3.T_e$, $\varepsilon_{n-1} = 300$ et $\varepsilon_n = 400 \rightarrow Sr_3 = 400 \times 2 - 1,5 \times 300 = 350$ inc

En fait, à chaque période T_e , Sr augmente d'une valeur constante égale à 50 inc

n =	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Sr_n	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650

Globalement, $Sr(t)$ a l'allure d'une droite $Y = a.X + b$

de coefficient directeur: $a = V.(C_0 + C_1)$

et une valeur à l'origine: $b = V.C_0.T_e$

$$Sr(t) = V.(C_0 + C_1).t + V.C_0.T_e$$

Analogie avec un correcteur à action proportionnelle et à dérivée
la constante de dérivation T_d dans le correcteur dont la fonction de transfert est:

$$C(z) = k(1 + T_d p)$$

Dans les mêmes conditions d'excitation, la transmission en boucle ouverte de l'excitation a pour expression V/p^2 et celle de la réponse du correcteur: $Sr(p) = k.V/p^2 + k.T_d p.V/p^2 = k.V/p^2 + k.T_d.V/p$

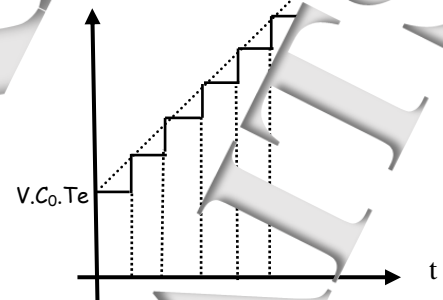
Soit une transformée inverse: $V.t + k.T_d.V$

Soit par analogie:

$$(C_0 + C_1) = k \rightarrow C_0 = k.T_d/T_e \rightarrow C_0 = k.T_d/T$$

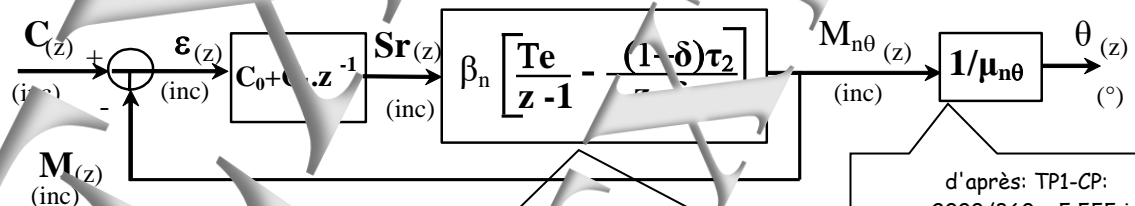
Soit:

$$C_1 = C_0 \left(\frac{T_e}{T_d} - 1 \right) \quad \text{Puisque } T_e \text{ doit être inférieur à } T_d, C_1 \text{ doit toujours être choisi négatif et inférieur à } C_0 \text{ en module}$$



P2. Détermination de la fonction de transfert en boucle fermée

D'après le TP1, on peut mettre le système sous la forme du schéma bloc:



d'après: TP1N-CP: $\alpha_n = 0,8$ inc/inc $\rightarrow \beta_n = 20$ inc/inc; $\tau_2 = 0,12$ s

$$\delta = e^{-(T_e/\tau_2)} = e^{-(0,025/0,12)} = 0,812 \quad (1 - \delta) = 0,188$$

d'après: TP1-CP:
 $\mu_{n0} = 2000/360 = 5,555$ inc/°

P3. Réglage 1: Compensation du régime dominant*

P3a- Fonction de transfert en boucle ouverte

On peut exprimer la fonction de transfert en boucle ouverte après réduction au même dénominateur:

$$O_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{(C_0 + C_1 \cdot z^{-1}) \beta_n [T e^{(z-\delta)} - \tau_2 (1-\delta)(z-1)]}{(z-1)(z-\delta)} = \frac{C_0(z + (C_1/C_0)) \beta_n [T e^{(z-\delta)} - \tau_2 (1-\delta)(z-1)]}{z(z-1)(z-\delta)}$$

Si on choisit $C_1/C_0 = -\delta$ on obtient : $O_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{C_0 \beta_n [T e^{(z-\delta)} - \tau_2 (1-\delta)(z-1)]}{z(z-1)}$

que l'on met sous la forme proposée: $O_{(z)} = \frac{k_o(z-Z_0)}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{k_o(z-Z_0)}{z(z-1)}$

Soit: $k_o = C_0 \beta_n [T e^{-\tau_2(1-\delta)}]$ et $Z_0 = \frac{T e \delta - \tau_2(1-\delta)}{T e - \tau_2(1-\delta)} \rightarrow Z_0 = -$

P3b- Fonctions de transfert en boucle fermée:

$$F_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{C_{(z)}} = \frac{k_o(z-Z_0)}{k_o(z-Z_0) + z(z-1)} = \frac{k_o(z-Z_0)}{z^2 + (k_o-1)z - k_o \cdot Z_0}$$

que l'on demande de mettre sous la forme: $F_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{C_{(z)}} = \frac{k_2(z-Z_0)}{z^2 + a_1 z + a_0}$ Soit: $a_1 = k_o - 1$
 $a_0 = -k_o \cdot Z_0$

Or $M_{(z)} = \theta_{(z)} \cdot \mu$ donc $k_{o0} = \frac{k_o}{\mu_{n0}} = \frac{C_0 \beta_n [T e^{-\tau_2(1-\delta)}]}{\mu_{n0}}$

P3c- Etude de stabilité:

D'après le critère "JURY" le système aura un comportement stable si trois conditions sont réunies sur le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée $F_{(z)}$:

$$1/ \text{Den}_{(1)} > 0 \rightarrow 1 + (k_o - 1) - k_o \cdot Z_0 = 1 - 1 + k_o - k_o \cdot Z_0 = k_o(1 - Z_0) > 0$$

$$\rightarrow k_o > 0 \text{ car } (1 - Z_0) > 0 \rightarrow C_0 > 0$$

$$2/ \text{Den}_{(-1)} > 0 \rightarrow 1 - (k_o - 1) - k_o \cdot Z_0 = 2 - k_o - k_o \cdot Z_0 > 0$$

$$\rightarrow k_o < \frac{2}{1 + Z_0} \rightarrow k_o < 1,08$$

$$3/ \|a_0\| < 1 \rightarrow -k_o \cdot Z_0 < 1 \rightarrow k_o < \frac{1}{-Z_0} \rightarrow k_o < 1,08 \rightarrow C_0 < 5,53$$

Soit en définitive: $0 < C_0 < 5,53$ soit les valeurs critiques de $k_{oc} = 1,08$ et $C_{oc} = 5,53$

P3d- Détermination de la fonction de transfert en boucle fermée avec une marge de gain imposée (12dB)

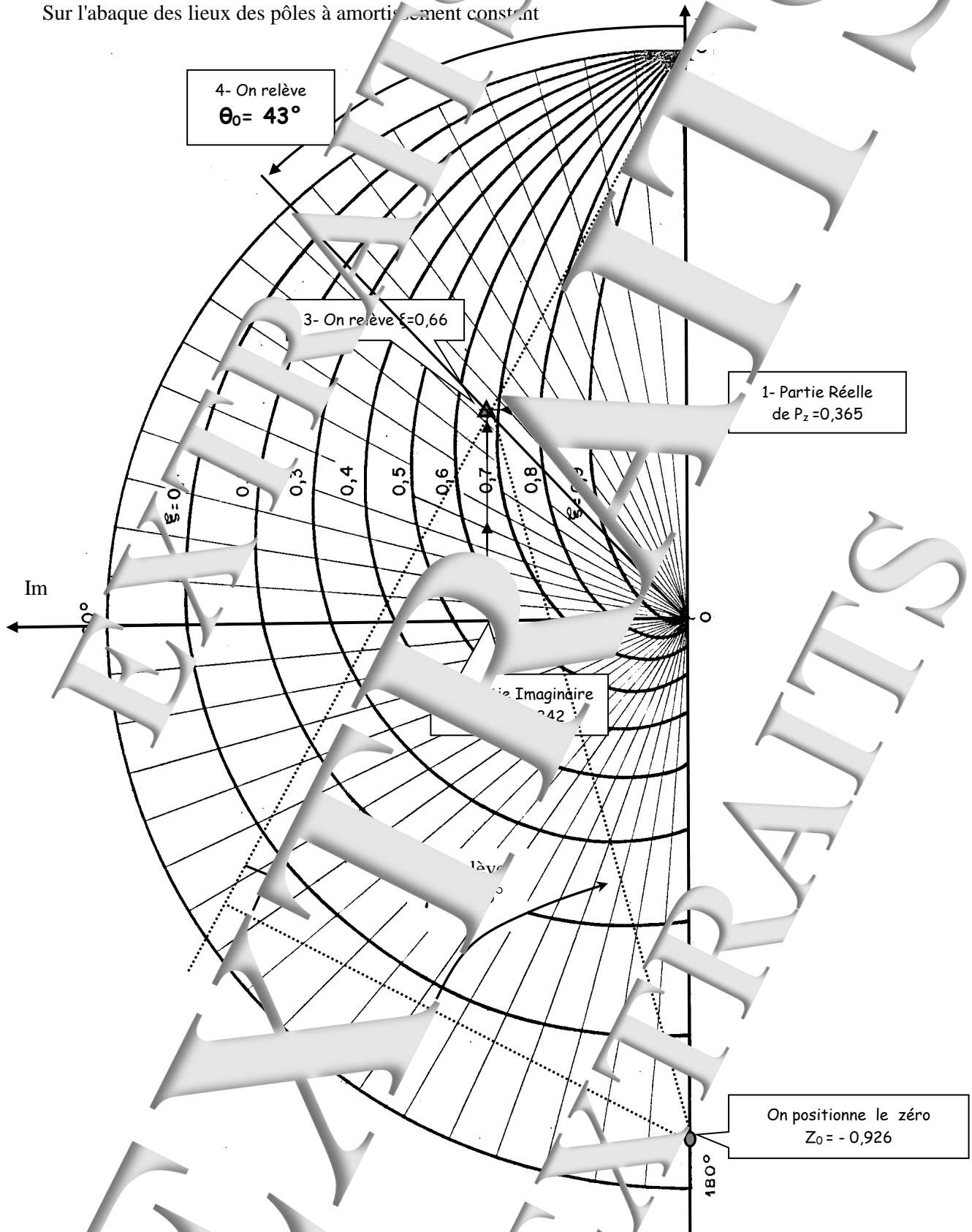
Pour une marge de gain de 12dB il faut donner à k_o la valeur $k_{oc}/4$ soit $k_o = 0,27$

$$\rightarrow C_0 = 1,38 \text{ et } C_1 = -\delta \cdot C_0 = -1,12$$

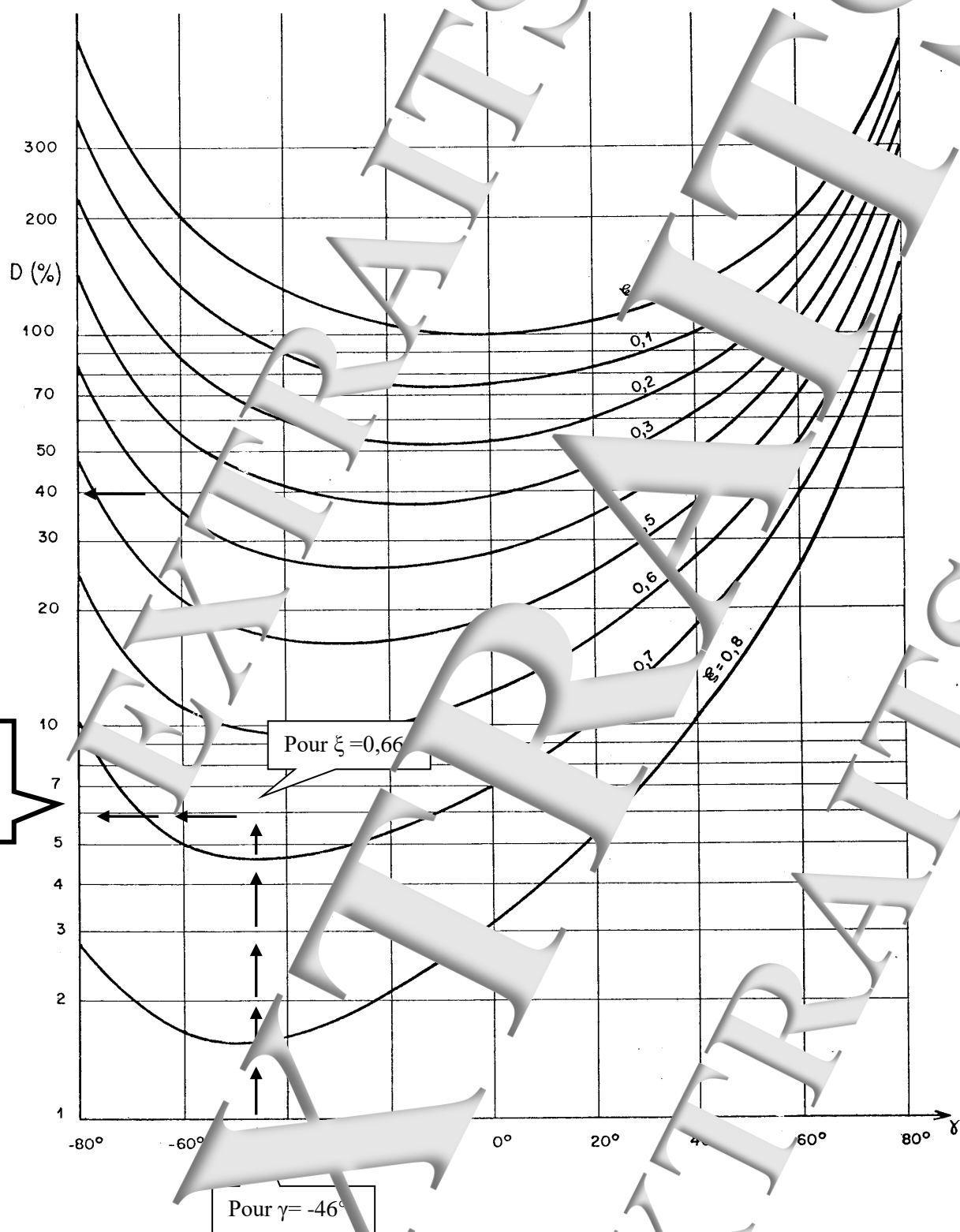
$$a_1 = k_o - 1 = 0,27 - 1 = -0,73 \text{ et } a_0 = -k_o \cdot Z_0 = 0,27 \cdot 0,926 = 0,25$$

Les pôles sont donc les solutions de: $-0,73z + 0,25 = 0$ soit $P_z = 0,365 \pm j0,342$

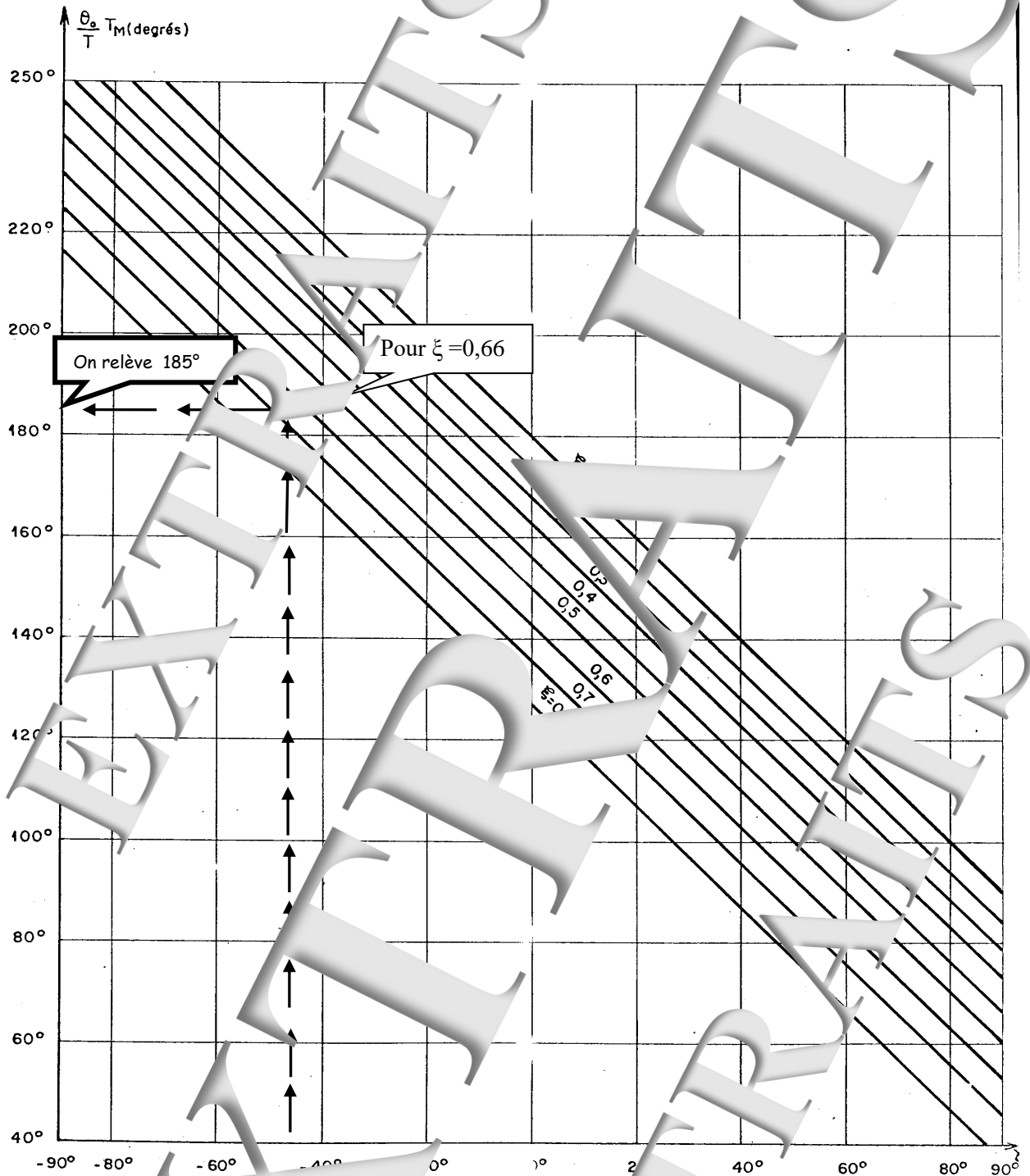
P3e- Prédétermination des caractéristiques de la réponse à un échelon Sur l'abaque des lieux des pôles à amortissement constant



Sur l'abaque des dépassements



Sur l'abaque des temps de montée



Soit le temps de montée (instant du premier dépassement)

$$T_m = t_{pic} = \frac{T_e}{\pi} 184 = \frac{0,025}{43} 185 = 0,107s$$

Limites de validité:

Il faut que le régulateur reste dans sa bande proportionnelle, soit pour le premier calcul $C_0.A < 1023$.

Or $C_0 = 0,39 \rightarrow C_0.A = 0,39 \times 1023 = 399,07$

$$A < \frac{1023}{1,38} \approx 740$$

P3f. Calcul des échantillons de M (valeurs aux instants d'échantillonnage)

On déduit de la fonction de transfert $F_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{C_{(z)}} = \frac{k_0(z - Z_0)}{z^2 + a_1z + a_0} = \frac{0,27(z + 0,926)}{z^2 - 0,73z + 0,25}$

la relation : $M_{(z)}(z^2 + a_1z + a_0) = k_0(z - Z_0)$

soit: $M_{(z)} + a_1z^{-1}M_{(z)} + a_0z^{-2}M_{(z)} = k_0z^{-1}C_{(z)} - k_0Z_0z^{-2}C_{(z)}$

soit la relation de récurrence, sachant que le décalage par z^{-1} correspond à retarder d'un échantillon :

$$m_n = -a_1.m_{n-1} - a_0.m_{n-2} + k_0.c_{n-1} - k_0.Z_0.c_{n-2}$$

Si on applique un échelon constant de V :

à $t = Te$ soit $n=1$ $m_{n-1} = m_{n-2} = c_{n-2} = 0$ et $c_{n-1} = 500 \rightarrow m_1 = 0,27 \cdot 500 = 135$

à $t = 2 \times Te$; $n=2$ $M_{n-1} = 135$; $M_{n-2} = 0$ et $C_{n-1} = C_{n-2} = 500 \rightarrow m_2 = 0,73 \cdot 135 - 0,25 \cdot 0 + 260 = 358,55$

A partir du troisième échantillon, la relation de récurrence devient:

$$\text{soit: } m_n = 0,73.m_{n-1} - 0,25.m_{n-2} + 260$$

à $t = 3 \times Te$ $m_{n-1} = 358$; $m_{n-2} = 135 \rightarrow m_3 = 0,73 \cdot 358 - 0,25 \cdot 134 + 260 = 488$

n =	1	2	3	4	5	6	7
m_n	135	358	488	527	522	509	501

On constate que le maximum se produit au environ de $n=4$ soit

$$t_{\text{Max}} = 4 \cdot Te = 0,1 \text{ s}$$

Ce maximum vaut 527 soit un premier dépassement de $D_1 = 27$ soit $\sigma_1\% = 100 \frac{D_1}{500} = 5,4\%$

Ces résultats corroborent correctement les valeurs obtenues par simulation.

P3g. Proportional réglage, détermination de la constante de réglage:

Dans ce cas, le système est excité par un échelon de V que l'on écrit :

$$C_{(t)} = V.t.u_{(t)} \quad \text{par transformée de Laplace}$$

$$C_{(z)} = \frac{V.T_e.z}{(z-1)^2}$$

Si on exprime la transformée de l'erreur $\varepsilon_{(z)} = C_{(z)} - M_{(z)} = C_{(z)} - O_{(z)}$. $\varepsilon_{(z)} \rightarrow \varepsilon_{(z)} = \frac{C_{(z)}}{1 + O_{(z)}}$

Avec dans le cas du réglage 1 : $O_{(z)} = \frac{k_0(z - Z_0)}{z^2 + a_1z + a_0}$

Par définition, l'erreur de traînage c'est: $\varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t)$

D'après le théorème sur la valeur finale: $\varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{z-1}{z} \varepsilon_{(z)} \right) = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{z-1}{z} \frac{C_{(z)}}{1 + O_{(z)}} \right)$

$$\varepsilon_T = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{z-1}{z} \frac{1}{z^2 + a_1z + a_0} \right) = \lim_{z \rightarrow 1} \left[\frac{1}{z-1 + \frac{k_0(z-Z_0)}{z}} \right] V.T_e$$

Si on fait $z = 1$ on obtient:

$$\varepsilon_T = \left(\frac{V.T_e}{k_0(1 - Z_0)} \right)$$

Application numérique:

Pour $k_0 = 1000 \rightarrow C_0 = -0,27$; $C_1 = -0,926$; $Te = 0,05 \text{ s}$; $Z_0 = -0,873$

$V = 3333 \text{ inc} \rightarrow 400 \text{ tr/min}$ on obtient:

$$\varepsilon_T = 161 \text{ inc}$$

P4. Réglages 2 Pour satisfaire une marge de phase imposée

- Le zéro numérique peut se mettre sous la forme: $C_0 \cdot C_1 \cdot z^{-1} = C_0(1 + (C_1/C_0)z^{-1})$ soit $\Delta = -\frac{C_1}{C_0}$
- En régime harmonique, dans le domaine continu, on fait $p = j\omega$ dans les fonctions de transfert.

Or $z = e^{T_e \cdot p}$ ce qui donne en régime harmonique: $e^{T_e \cdot j\omega} = e^{j\omega T_e}$ si $\omega T_e = \theta_n$

$$z \rightarrow e^{j\theta_n} = \cos(\theta_n) + j \sin(\theta_n) \quad \text{et} \quad z^{-1} \rightarrow e^{-j\theta_n} = \cos(\theta_n) - j \sin(\theta_n)$$

Soit pour le zéro numérique: $1 - \Delta \cdot e^{j\theta_n} = 1 - \Delta(\cos\theta_n + j \sin\theta_n) = 1 - \Delta \cos\theta_n - j \Delta \sin\theta_n$

Soit la contribution au module: $\|zéro\| = \sqrt{(1 - \Delta \cos\theta_n)^2 + (\Delta \sin\theta_n)^2}$

et la contribution en argument:

$$\text{Arg}(zéro) = \text{ATAN}\left[\frac{\Delta \sin\theta_n}{1 - \Delta \cos\theta_n}\right]$$

- Pour des valeurs de Δ comprise entre 0 et 1, et des valeurs de θ_n comprises entre 0 et $\pi/2$, l'argument est positif. C'est en fait une correction à l'avance de phase (équivalente à une action déphasee).

- Choix des coefficients C_0 et C_1

Le choix du coefficient Δ se fait en fonction de la marge de phase que devra créer le "zéro" numérique:

➤ Pour une marge de phase 45° → Réglage n°2-1

$$\text{Arg}(zéro) = \text{ATAN}\left[\frac{\Delta \sin\theta_n}{1 - \Delta \cos\theta_n}\right] = 45^\circ \rightarrow \frac{\Delta \sin\theta_n}{1 - \Delta \cos\theta_n} = 1 \rightarrow \Delta = \frac{1}{\cos(\theta_n) + \sin(\theta_n)}$$

Le lieu de transfert du système corrigé et réglé devant passer au niveau 0 dB à la pulsation $\omega_1 = \omega_{osc}$, on a la relation:

$$C_0 \cdot \|zéro(\omega_{osc})\| \cdot \|\text{Processus RPPN}(\omega_{osc})\| = 1$$

Or, pour la juste instabilité, on a la relation:

$$C_{0critique} \cdot \|\text{Processus P}(\omega_{osc})\| \cdot \|\text{Processus D}(\omega_{osc})\| = 1 / C_{0critique}$$

D'où l'expression de C_0

$$C_0 = \frac{C_{0critique}}{\|zéro\|} = \frac{C_{0critique}}{\sqrt{(1 - \Delta \cos\theta_n)^2 + (\Delta \sin\theta_n)^2}}$$

et celle de C_1

$$C_1 = -\Delta \cdot C_0$$

➤ Pour une marge de phase 60° → Réglage n°2-2

$$\text{Arg}(zéro) = \text{ATAN}\left[\frac{\Delta \sin\theta_n}{1 - \Delta \cos\theta_n}\right] = 60^\circ \rightarrow \frac{\Delta \sin\theta_n}{1 - \Delta \cos\theta_n} = \text{tg}(60^\circ) = 1,73 \rightarrow \Delta = \frac{1,73}{1,73 \cos(\theta_n) + \sin(\theta_n)}$$

D'où les expressions de C_0 et C_1 démontrées précédemment :

$$C_0 = \frac{C_{0critique}}{\|zéro\|} = \frac{C_{0critique}}{\sqrt{(1 - \Delta \cos\theta_n)^2 + (\Delta \sin\theta_n)^2}} \quad \text{et} \rightarrow C_1 = -\Delta \cdot C_0$$

Limites de validité:

Il faut que le régulateur soit proportionnel, soit pour le premier calcul $C_0 \cdot A < 1023$.

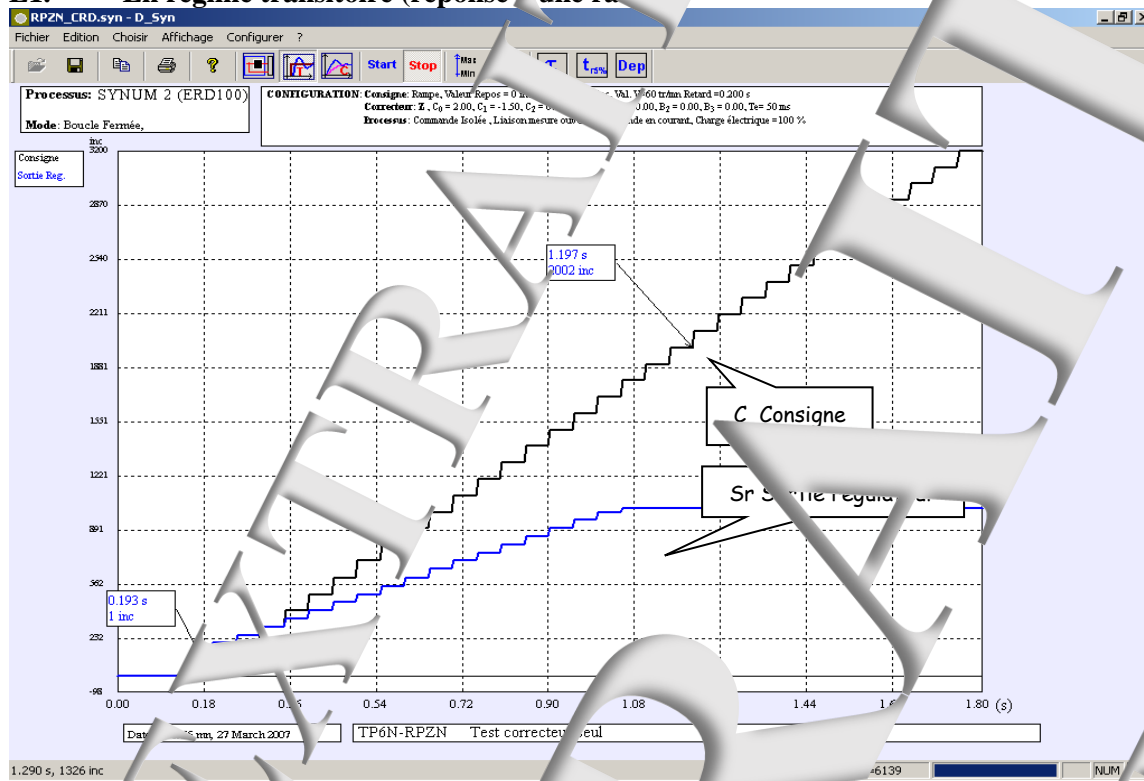
Pour C_0 →

$$C_0$$

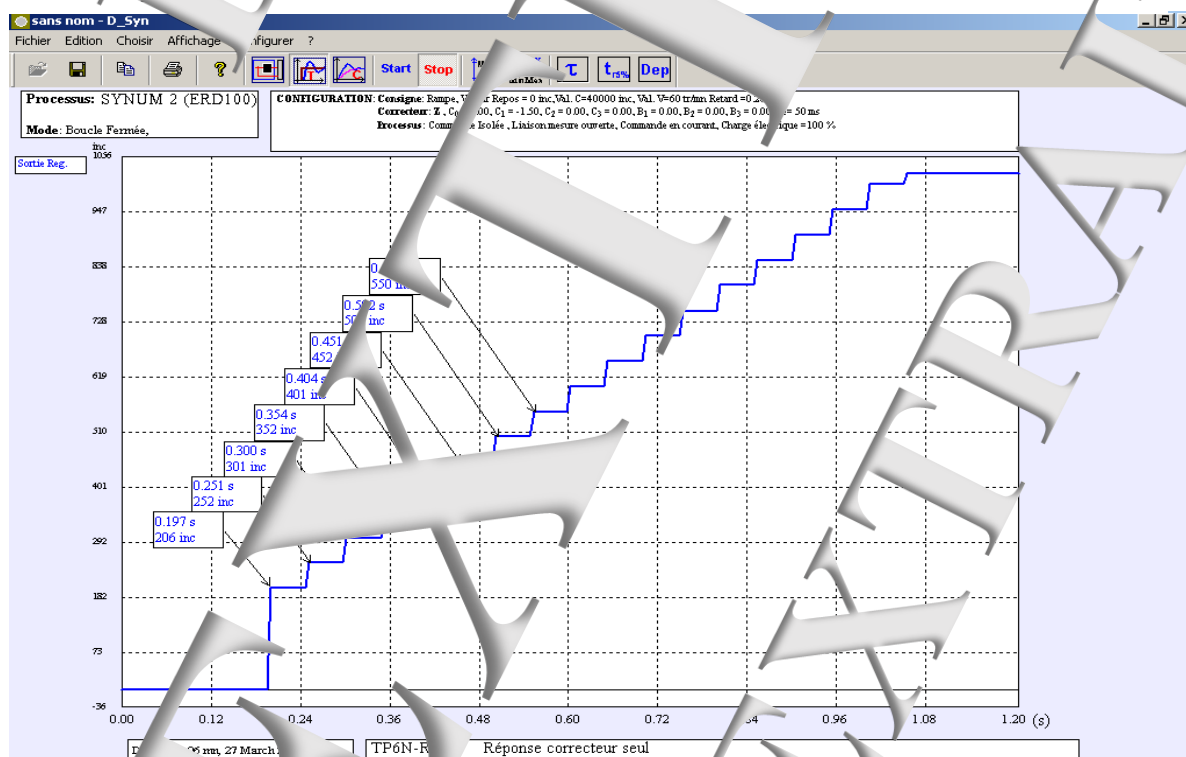
2 EXPERIMENTATIONS EN EXPLOITATION

2.1 Vérification fonctionnement correcteur en boucle ouverte

E1. En régime transitoire (réponse à une rampe)

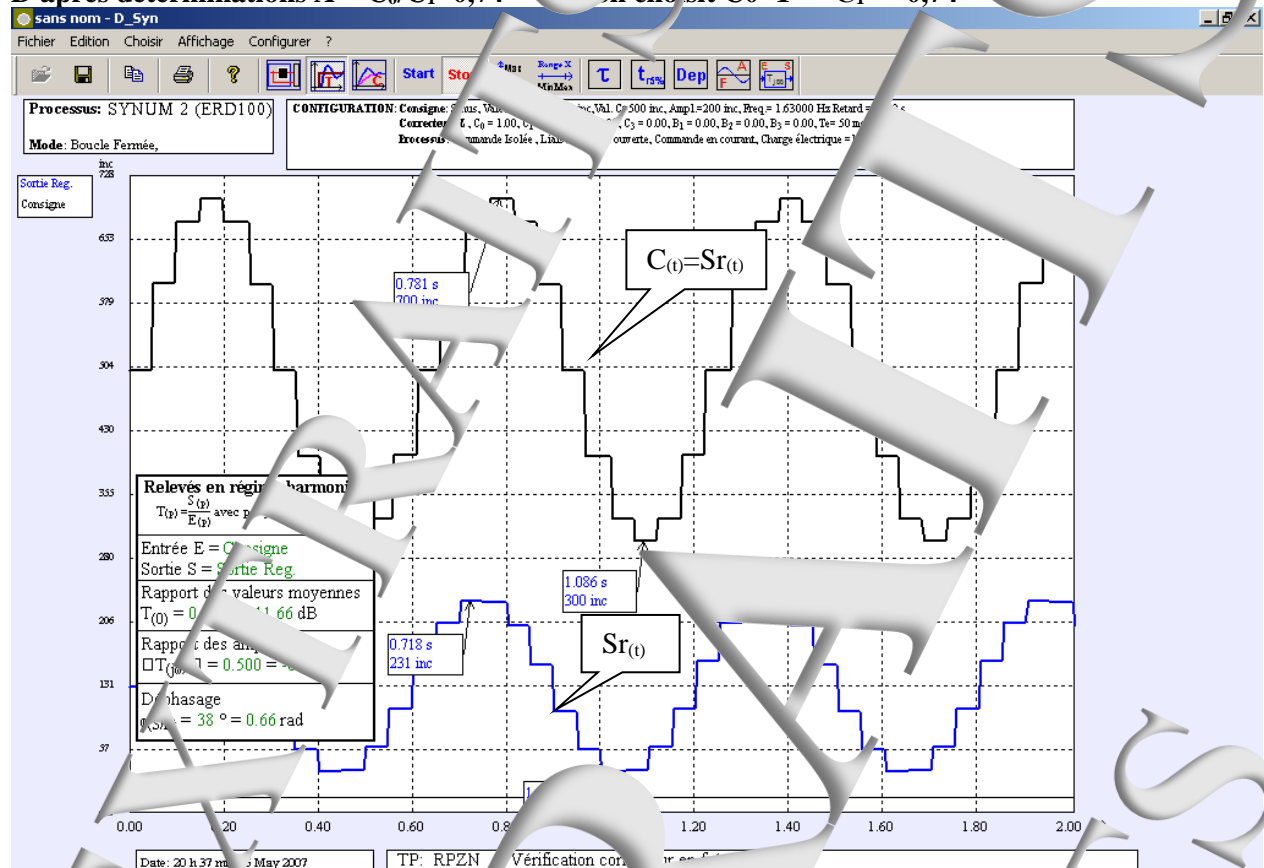


On vérifie que la pente est de 2000 inc/s



E2. Réponse en régime harmonique (Pour la fonction marge de phase de $\theta = 0^\circ$)

D'après déterminations A = $C_0/C_1=0,74$ → on choisit $C_0=1 \rightarrow C_1= -0,74$



Les résultats obtenus sont à comparer avec les prédéterminations des abaques:

Rapport des amplitudes: \parallel Zéro

Rapport des valeurs moyennes (Gain statique en fonction de transfert): $C_0+C_1=1-0,74=0,26$

Déphasage attendu: 45°

2.2 Etude en régime statique

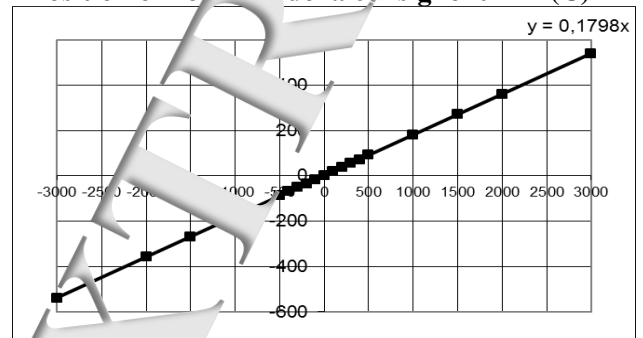
Relevé des caractéristiques statiques: $M = \text{fn}(C)$; $\theta = \text{fn}(C)$ et $\varepsilon = \text{fn}(C)$

Tableau de mesure avec C, M et θ en $^\circ$:

C	M	θ en $^\circ$	ε en $^\circ$
-3000	-2998	-54	-2
-2000	-1992	-359	-8
-1500	-1494	-269	-6
-1000	-991	-178	-9
-500	-491	-88	-6
-400	-391	-78	-6
-200	-191	-38	-3
0	0	0	0
200	201	36	-1
400	404	72	-4
500	507	91	-7
1000	1001	180	-1
1500	1503	270	-2
2000	2003	360	-3
3000	3000	540	-8

E3. Tracé des caractéristiques de transfert statiques:

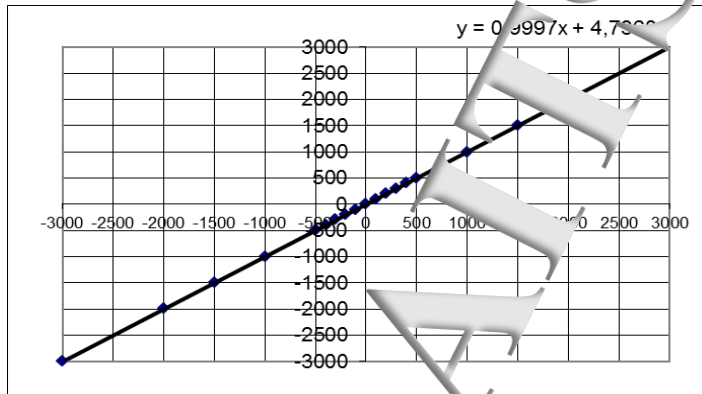
→ Position en fonction de la consigne $\theta = \text{fn}(C)$



Le coefficient directeur de la droite (donné par l'équation de la courbe de tendance) n'est autre le gain statique en boucle fermée qui doit correspondre (d'après prédétermination) à

$$\left| F_0 \right| = \frac{\theta}{C} = \frac{1}{\mu} = 0,18^\circ / \text{inc} \quad \text{C'est O.K.}$$

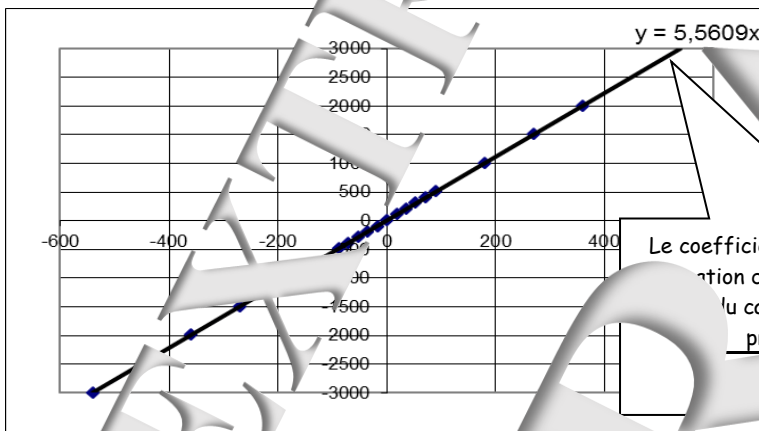
→ Mesure Position en fonction de la consigne $M = f(\theta)$



On vérifie bien le coefficient de transfert statique prédéterminé: (Déterminés par la courbe de tendance).

$$F(1) = \frac{y}{x} \approx 1$$

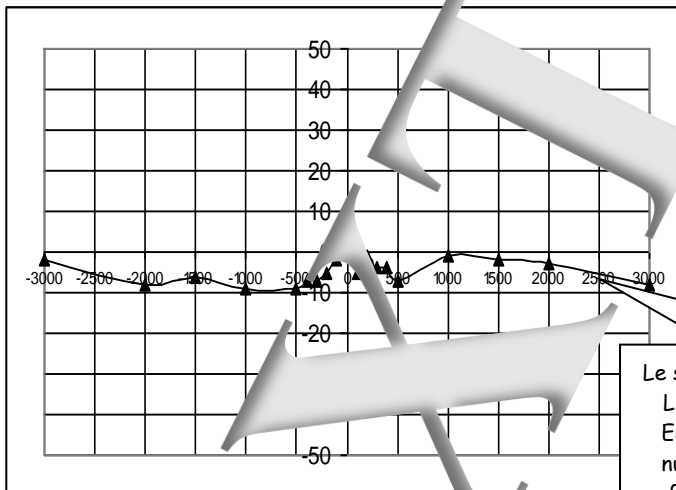
→ Mesure Position en fonction de la position $M = f_n(\theta)$



Le coefficient directeur de la droite (donné par l'équation de la courbe de tendance) n'est autre que le gain du capteur qui doit correspondre (d'après la prédétermination) à

C'est O.K.

E4. Caractéristique de précision statique: $\varepsilon = f_n(C)$:



Le système est théoriquement précis statiquement. L'erreur statique est donc théoriquement nulle. En pratique elle est égale à quelques incréments numériques. Cette erreur résiduelle est due aux frottements secs qui peuvent être nulles en pratique.

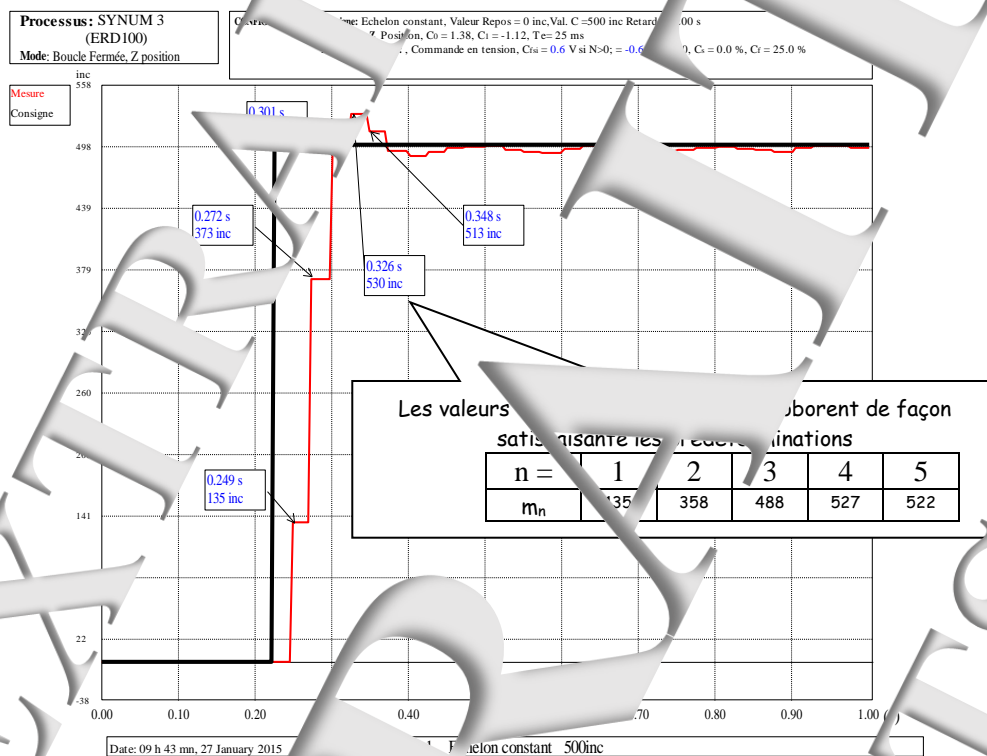
2.3 Etude en régime dynamique

2.3.1 Réponse à un échelon constant

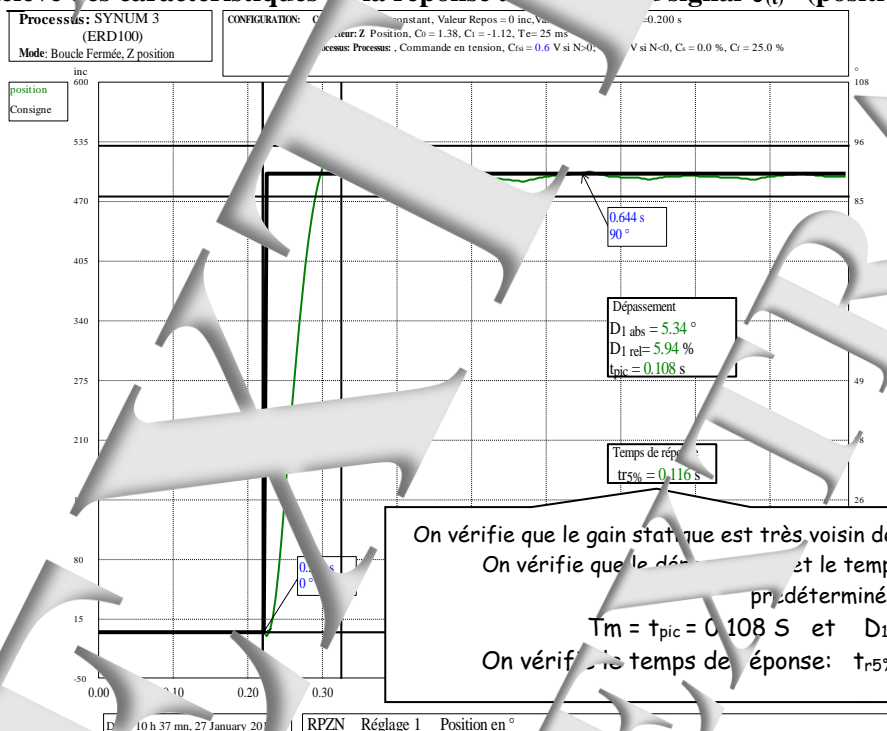
➡ Réglage n°1 "Compensation du régime dominant et marge de gain imposé"

D'après les prédéterminations, ce réglage conduit aux valeurs : $C_0 = 1,38$ et $C_1 = -1,12$

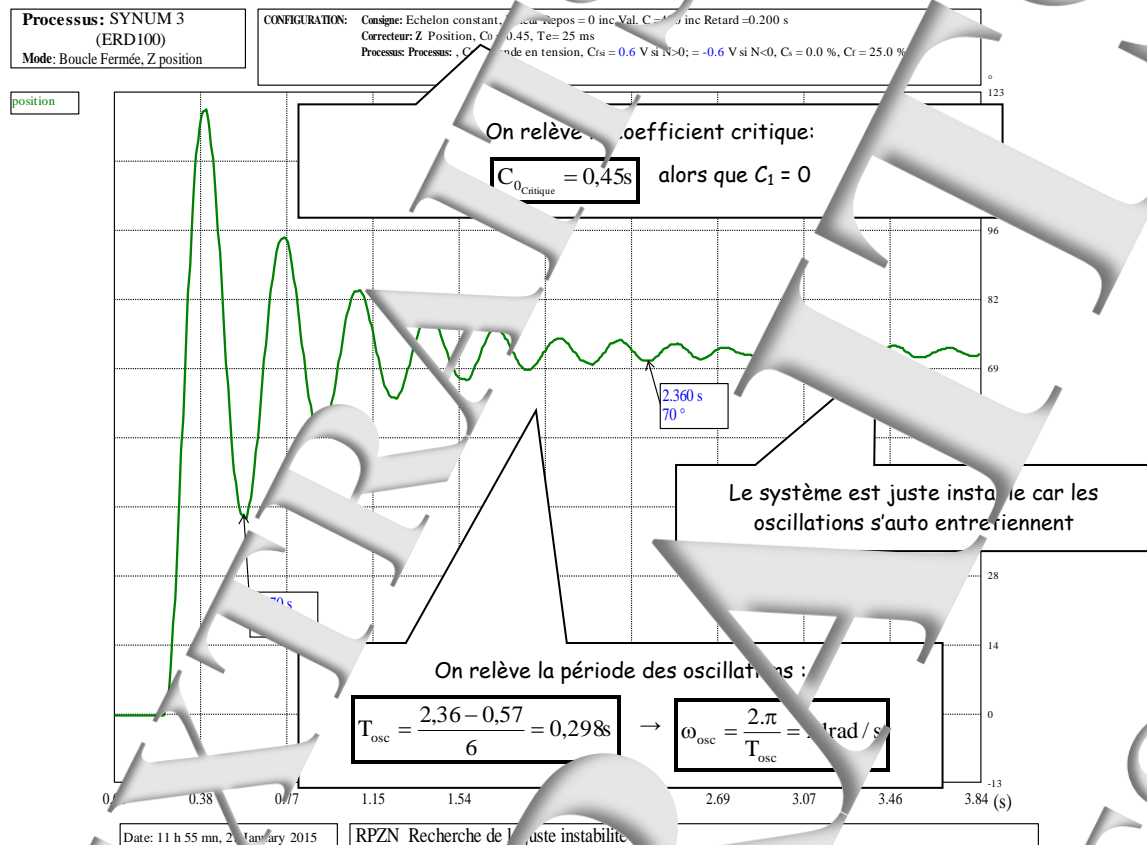
E5. Vérification des échantillons de $m(t)$



E6. Relevé des caractéristiques de la réponse à un signal $\theta(t)$ (position en °)



E7. Recherche de la juste instabilité en mode simple proportionnel



➤ Réglage Pour une marge de phase

E8. Détermination des coefficients C_0 et C_1

La contribution en module et argument de la fonction numérique s'écrit donc pour :

$$\theta_n = \omega_{osc} \cdot T_e = 21.025 \rightarrow \theta_n = 0,525 \rightarrow \cos(\theta_n) = 0,865 \text{ et } \sin(\theta_n) = 0,5$$

Soit la détermination du « Zéro » (d'après les déterminations):

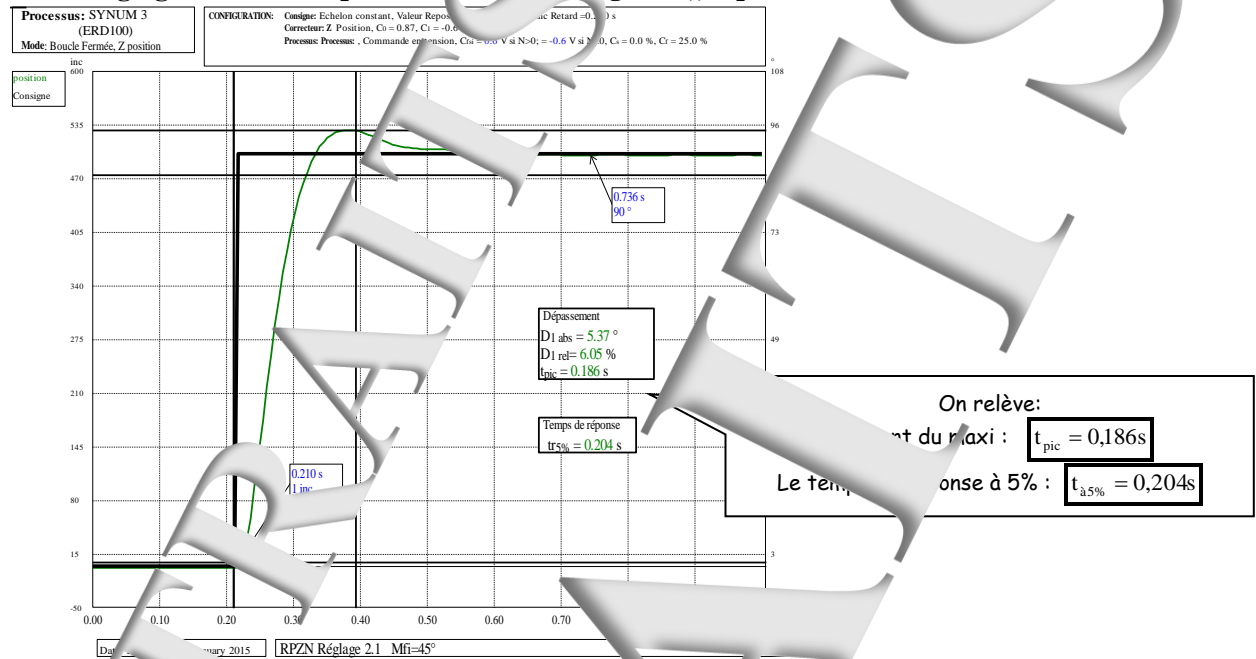
$$\Delta = \frac{1}{\cos\theta_n + \sin\theta_n} = \frac{1}{0,865 + 0,5} = 0,732$$

D'après l'expression de C_0

$$C_0 = \frac{C_{0critique}}{\|zéro\|} = \frac{C_{0critique}}{\sqrt{(1 - \Delta \cdot \cos\theta_n)^2 + (\Delta \cdot \sin\theta_n)^2}}$$

Soit pour notre application

$$\rightarrow C_0 = 0,27 \rightarrow C_1 = -\Delta \cdot C_0 = -0,64$$

E9. Pour ce réglage n°2.1 → réponse au niveau signal $\theta(t)$ (position en**Remarques :**

-Si on admet un modèle du deuxième ordre, on peut déduire la pulsation propre des relevés expérimentaux précédents. $\omega_F = \frac{5}{t_{r5\%}} = 25 \text{ rad/s}$ Ou $\omega_F = \frac{\pi}{t_{pic} \cdot \sqrt{1-\zeta^2}} = 23 \text{ rad/s}$

-On remarque que la pulsation propre en BF avec « zéro numérique » est proche de la pulsation des oscillations avec correcteur P

➤ Réglage pour une marge de phase**E10. Détermination des coefficients C_0 et C_1**

Soit la détermination du « Zéro » (d'après déterminations)

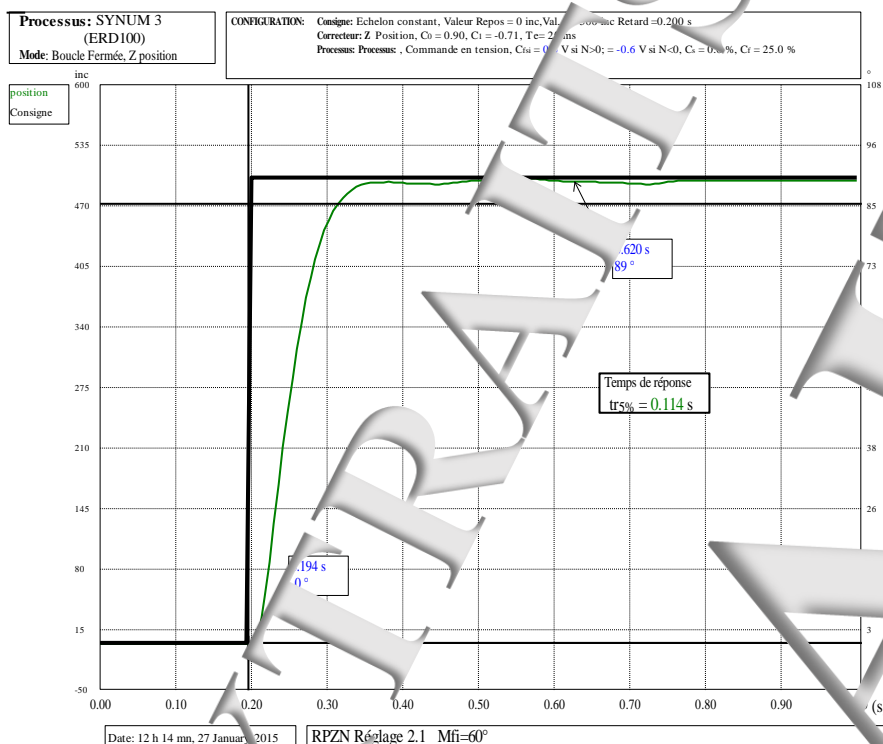
$$\Delta = \frac{1,732}{1,732 \cdot \cos \theta_n + 1} \rightarrow \Delta = 0,866$$

Soit la détermination des coefficients

$$\frac{C_{0critique}}{\|G_{critique}(s)\|} = \frac{C_{0critique}}{\sqrt{(1-\Delta \cdot \cos \theta_n)^2 + (\Delta \cdot \sin \theta_n)^2}}$$

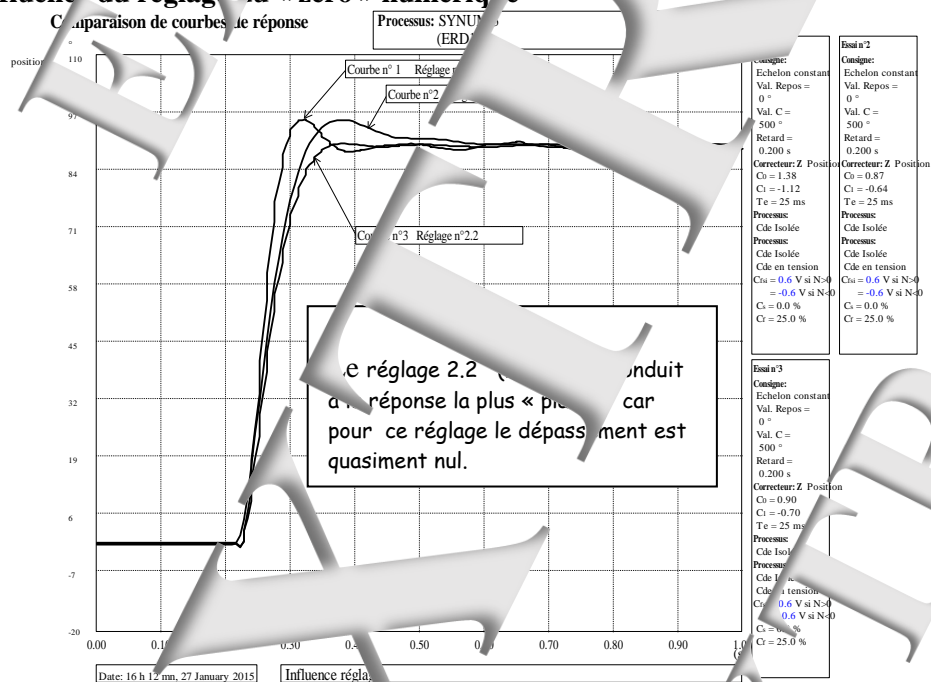
$$\rightarrow C_0 = 0,9 \rightarrow C_1 = -\Delta \cdot C_0 \rightarrow C_1 = 0,78$$

E11. Relevé des caractéristiques de la réponse du système à un signal $\theta(t)$ (position en degrés)



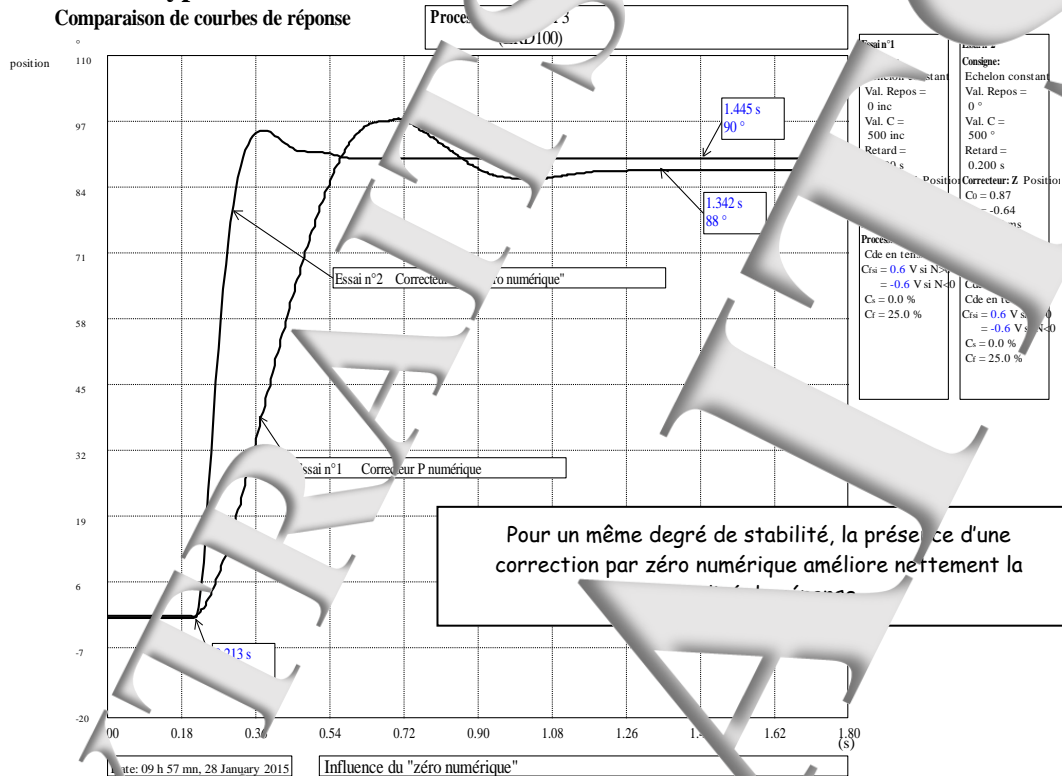
E12. Comparaisons

Influence du réglage du « zéro » numérique



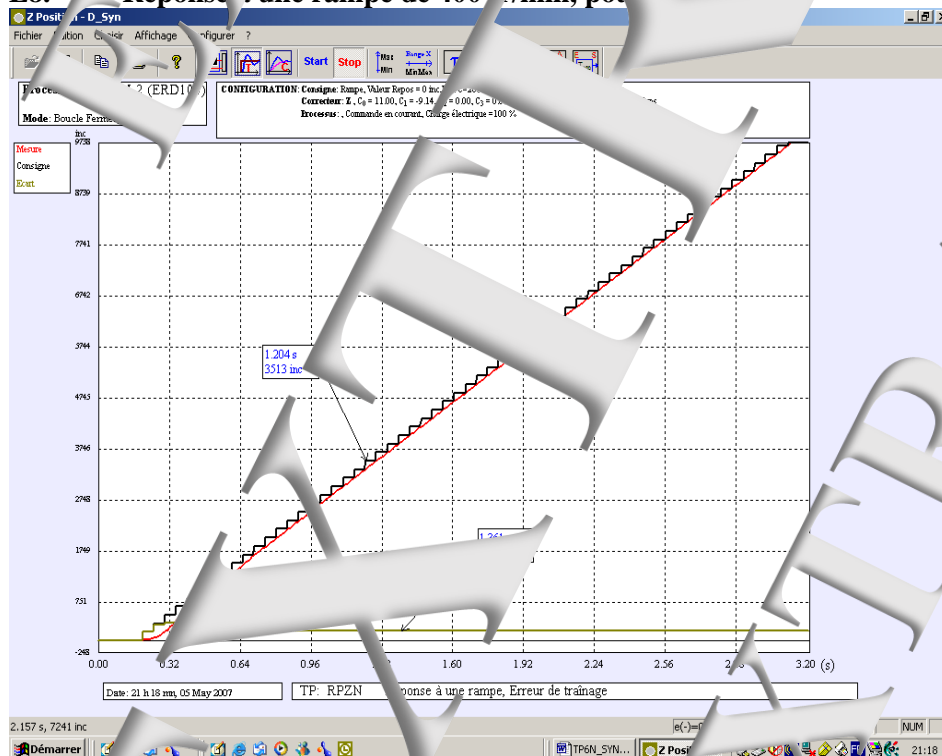
➤ Influence du type de correcteur

Comparaison de courbes de réponse



2.3.2 Réponse à une rampe

E8. Réponse à une rampe de 400 $^{\circ}$ /min, pour le réactif



E9. Comparaison des résultats suivant correcteur

constate un bénéfice de la correction par zéro numérique:

le traînage plus faible (quasiment divisé par 2)

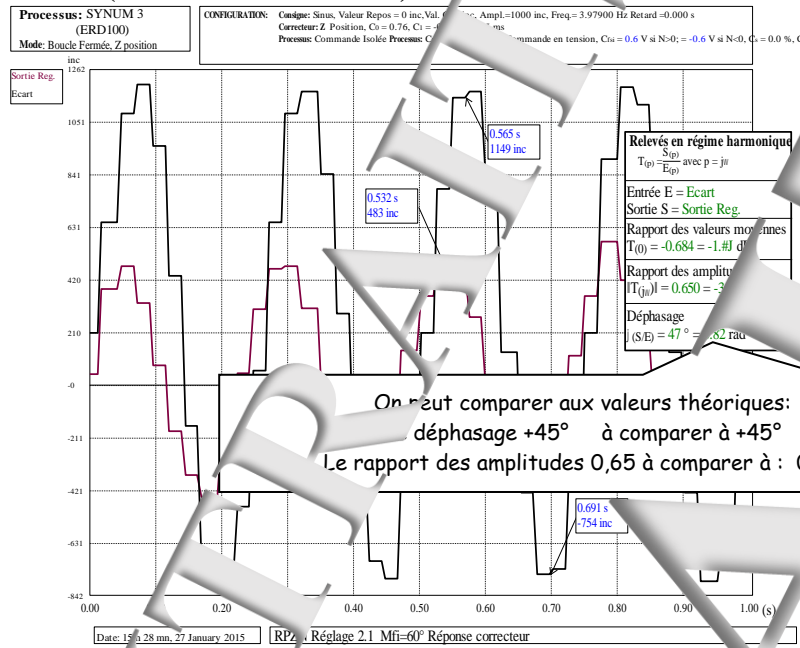
- L'indicateur permanent atteint plus rapidement

trainage. Cette valeur est à comparer avec la valeur prédéterminée 161 inc. La valeur obtenue est un peu plus importante car la pente de la rampe est elle aussi plus importante que prévu.

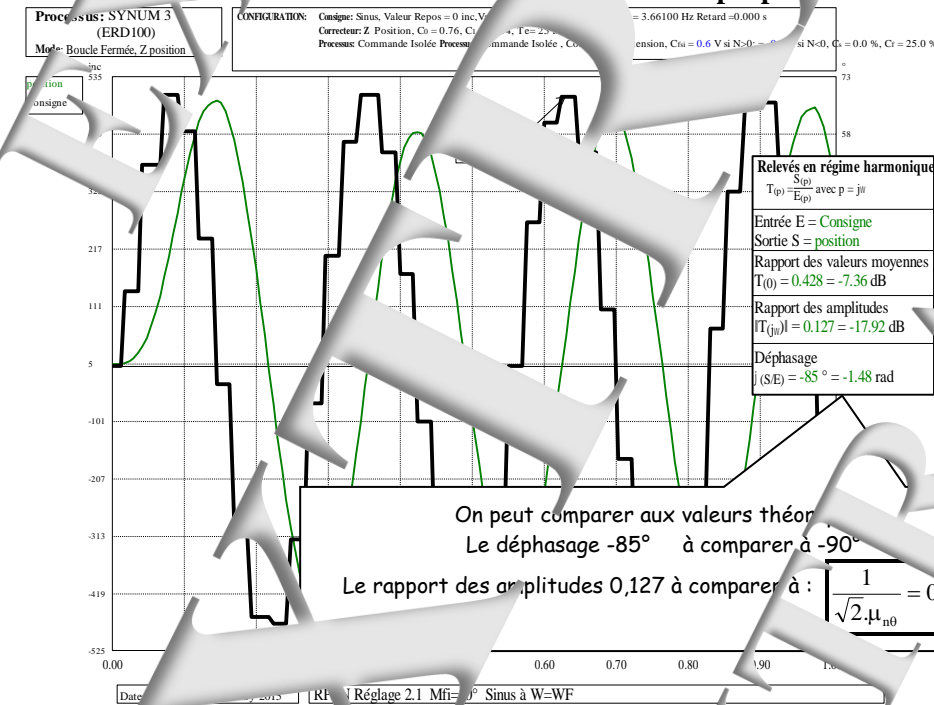
2.3.3 Comportement en régime harmonique

↳ Expérimentations avec le réglage 2.1

Réponse en BO (Sr/ε → correcteur seul) à une excitation sinusoïdale à la pulsation ω_{osc}



Réponse en BO à une excitation sinusoïdale à la pulsation propre



EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

Version du : 11/10/2016



didalab

5, rue de la Clef Saint-Pierre
5, rue du Groupe Manoukian
78990 PLANCOURT
FRANCE



(33) 1 30 66 08 88

Du lundi au vendredi
de 9h à 12h30
et de 14h à 18h



Fax: (33)1 30 66 72 20



www.didalab.fr

E-mail: didalab@didalab.fr