

Asservissement à vitesse Position



- Sur le système AxNum Réf : ERD 150 000
- Dans le domaine linéaire numérique

Niveau :	CITE 2011
Condaire	5
Supérieur long	7



Partie opérative
Réf : ERD 150 000

Logiciels sur PC :

Contrôle et commande :
Réf : ERD 150 100

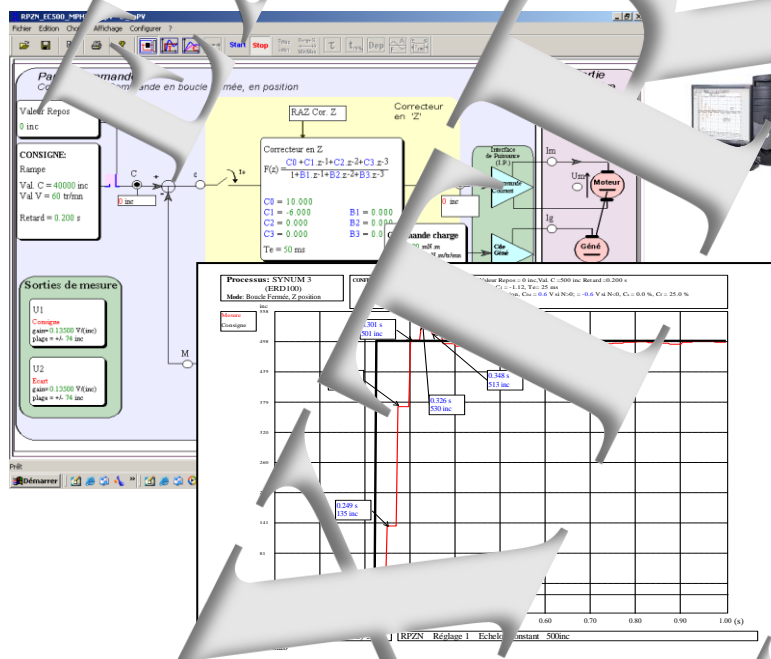
D_AxNum

Options :

Prototypage rapide :
Réf : ERD 150 800
Simulateur Scilab-XCos
Compilateur « C »

D_AxNum

D_Scil



Manuels de travaux pratiques :

sujets et comptes rendus

De niveau CITE III (Bac)

ERD 150 030 Manuel Sujets (5 sujets 74 pages)

ERD 150 020 Manuel Comptes rendus (4 pages)

De niveau CITE IV (ST3; IUT; Ingénieur)

ERD 150 050 Manuel Sujets (9 sujets 80 pages)

ERD 150 040-1 Tome 1 Manuel Comptes rendus

ERD 150 040-2 Tome 2 Manuel Comptes rendus

De niveau CITE VII (Domaine numérique)

ERD 150 070 Manuel Sujets (6 sujets 98 pages)

ERD 150 060 Manuel Comptes rendus (100 pages)

ERD 150 080 Dossier ressource

ERD 150 090 « Travaux pratiques numériques »

Comptes rendus

EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

SOMMAIRE:

Référence	Thème	Page
	<i>Série de TPs avec commande du moteur en courant</i>	
TP3-1_AxNum_Cde-I_BO1N_CR	Identification en Boucle Ouverte n°1 en Numérique	5
TP3-2_AxNum_Cde-I_RPP_CR	Régulation de Position avec correction numérique Proportionnelle	15
TP3-3_AxNum_Cde-I_RPZN_CR	Régulation de Position avec correction numérique Proportionnelle + Zéro Numérique	25
TP3-4_AxNum_Cde-I_RPPA_CR	Régulation de Position avec correction numérique Proportionnelle + Pôle et Zéro Numérique	39
	<i>Série de TPs avec commande du moteur en tension</i>	
TP3-5_AxNum_Cde-U_BO2N_CR	Identification en Boucle Ouverte n°2 en Numérique	51
TP3-6_AxNum_Cde-U_RPP_CR	Régulation de Position avec correction numérique Proportionnelle	59
TP3-7_AxNum_Cde-U_RPZN_CR	Régulation de Position avec correction numérique Proportionnelle + Zéro Numérique	73
TP3-8_AxNum_Cde-U_RPZNCR	Régulation de Position avec correcteur numérique programmé en langage "C"	81
	<i>Série de TPs sur le Prototypage Rapide</i>	
TP3-9_AxNum_Cde-I_PR_CR	Prototypage rapide avec moteur alimenté en I Simulation par « Scilab-XCos » Synthèse et comparaison par « D_Scil »	87
TP3-10_AxNum_Cde-U_PR_CR	Prototypage rapide avec moteur alimenté en U Simulation par « Scilab-XCos » Synthèse et comparaison par « D_Scil »	99

Remarque:

Il existe 2 versions de système AxNum

- version 1, équipé d'un moteur SMH, livré à partir de 2007
- version 2 livrées avant 2007 équipé d'un moteur Maxon

Version	moteur	coefficient Réducteur	Tension nominale (V)	Constante de couple (Nm/A)	R induit (Ω)	L d'induit (mHy)	Vitesse à vide (tr/min)
avant 2007	Maxon	33,2	18	0,027	0,84	1,03	8010
à partir de 2007	SMH		24	0,027	4,97	3,77	5400

Page laissée vierge volontairement

Type document :	Compte rendu de travaux pratiques
Thème :	Régulation – Position avec compensation par Pôle et Zéro Numérique (échantillon) Moteur commandé en courant
Configuration système :	Maquette "AxNum" + Logiciel D_1
Référence :	TP3-4_AxNum_Cde-I_RPPZN
Nom de fichier :	TP3-4_AxNum_Cde-I_RPPZN.doc

Sommaire :

1	Prédéterminations	2
2	Expérimentations et exploitation	7
2.1	Vérification du fonctionnement en boucle ouverte	7
2.2	Etude en régime statique	9
2.3	Etude en régime dynamique	10
2.3.1	Réponse à un échelon constant	10
2.3.2	Réponse à une rampe	11

1 PREDETERMINATIONS

P1. Prédétermination de la réponse du correcteur de type "zéro numérique"

D'après le fonction de transfert du correcteur:

$$Sr_{(z)} (1 + B_1 z^{-1}) \varepsilon = (C_0 + C_1 z^{-1}) \varepsilon_{(z)} = C_0 \varepsilon_{(z)} + C_1 z^{-1} \varepsilon_{(z)} - B_1 z^{-1} Sr_{(z)}$$

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

$$Sr_n = C_0 \varepsilon_n + C_1 \varepsilon_{n-1} - B_1 Sr_{n-1}$$

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 $t = (n-1).T_e$ et Sr_{n-1} la valeur du résultat de calcul précédent (à $t = (n-1).T_e$).

Application à la réponse à une rampe (écarter de vitesse) de $V=2000$ inc/s avec $C_0=2$, $C_1=-1,5$ et $B_1=0,5$

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

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 $\varepsilon_n = 200$ $\rightarrow Sr_1 = 200 \times 2 - 1,5 \times 100 - 0,5 \times 200 = 150$ inc

A $t = 2.T_e$, $\varepsilon_{n-1} = 200$ et $\varepsilon_n = 300$ $\rightarrow Sr_2 = 300 \times 2 - 1,5 \times 200 - 0,5 \times 150 = 225$ inc

A $t = 3.T_e$, $\varepsilon_{n-1} = 300$ et $\varepsilon_n = 400$ $\rightarrow Sr_3 = 400 \times 2 - 1,5 \times 300 - 0,5 \times 225 = 281$ inc

etc

n =	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Sr_n	200	150	225	237	281	309	345	377	411	444

La sortie $Sr_{(t)}$ est l'asymptote d'équation

$$Y = a.X + b$$

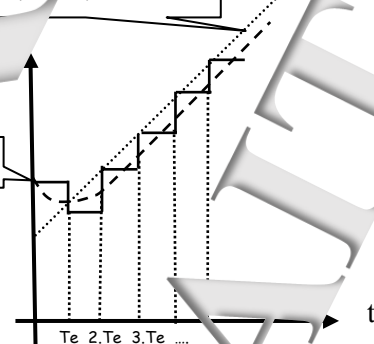
avec un coefficient directeur sensiblement égal à $a=33/Te$

et une ordonnée à l'origine $b = 148$

Par contre la valeur initiale vaut $C_0.V$

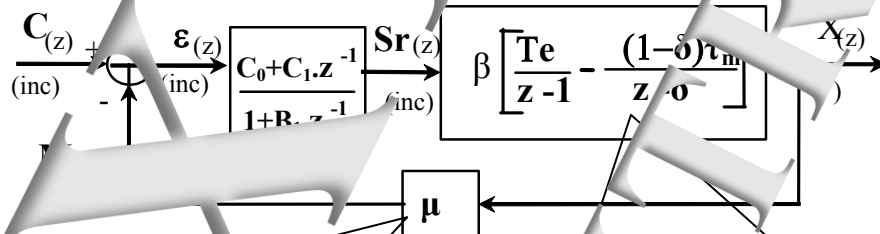
La réponse est donc globalement comparable à celle obtenue avec un Zéro seul (voir TP1N_RPZN) mais avec une accentuation de l'effet d'anticipation.

$$Sr_{(t)} = (33/Te).t + 148$$



P2. Détermination des fonctions de transfert en boucle fermée:

D'après le TP1 (Réf: TP1N_BON) on peut mettre le système sous la forme du schéma bloc:



d'après: TP1-CP: $\mu = 0,69,65$ inc/mm

d'après: TP3-CP_BON: $\alpha_n = 0,87$ tr/min/inc $\rightarrow \beta = \alpha_n = 0,87$; $\tau_m = 0,7$ s $\rightarrow \delta = \exp[-(Te/\tau_m)] = \exp[-(0,05/0,7)] = 0,931$

P3. Réglage 1: Compensation du régime dominant**a- Fonction de transfert en boucle ouverte**

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

$$O_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{(C_0 + C_1 \cdot z^{-1}) \cdot \beta \cdot [Te(z-\delta) - \tau_m(1-\delta)(z-1)] \mu}{(1 + B_1 z^{-1})(z - \delta)} = \frac{C_0(z + C_1/C_0) \cdot \beta \cdot [Te(z-\delta) - \tau_m(1-\delta)(z-1)] \mu}{(z + B_1)(z-1)(z-\delta)}$$

Si on choisit $C_1/C_0 = -\delta$ on a :

(Compensation du régime dominant)

$$O_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{C_0 \cdot \beta \cdot [Te(z-\delta) - \tau_m(1-\delta)(z-1)] \mu}{(z + B_1)(z-\delta)}$$

que l'on met sous la forme proposée:

$$O_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{\varepsilon_{(z)}} = \frac{k_o(z - Z_0)}{(z + B_1)(z - \delta)}$$

Soit: $k_o = C_0 \cdot \beta \cdot [Te - \tau_m(1-\delta)]$ soit $k_o = 0,465 \cdot C_0$ et $Z_0 = \frac{C_0 \cdot \beta \cdot [Te - \tau_m(1-\delta)]}{Te - \tau_m(1-\delta)} \rightarrow Z_0 = -1,029$

b- Fonction de transfert en boucle fermée:

$$F_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{C_{(z)}} = \frac{k_o(z - Z_0)}{k_o(z - Z_0) + (z + B_1)(z - 1)} = \frac{k_o(z - Z_0)}{z^2 + (k_o + B_1 - 1)z - k_o Z_0 - B_1}$$

que l'on demande de mettre sous la forme:

$$F_{(z)} = \frac{M_{(z)}}{C_{(z)}} = \frac{k_o(z - Z_0)}{z^2 + a_1 z + a_0}$$

Soit:

$$a_1 = k_o + B_1 - 1$$

$$a_0 = -k_o Z_0 - B_1$$

Cela donne $M_{(z)} = X_{(z)} \cdot \mu$ donc

$$k_{ox} = \frac{k_o}{\mu} = \frac{C_0 \cdot \beta \cdot [Te - \tau_m(1-\delta)]}{\mu}$$

c- Etude de la stabilité:

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

1/ $Den_{(1)} > 0 \rightarrow 1 + (k_o + B_1 - 1) - k_o Z_0 = 2 - k_o - k_o Z_0 - B_1 = -k_o Z_0 - B_1 > 0$

$$\rightarrow k_o > \frac{-B_1}{1 - Z_0} \rightarrow \text{si } B_1 = 0,8 \quad k_o > -0,394 \rightarrow C_0 > -0,847$$

2/ $Den_{(-1)} > 0 \rightarrow 1 - (k_o + B_1 - 1) - k_o Z_0 - B_1 = 2 - k_o - k_o Z_0 - 2B_1 = -k_o Z_0 - 2(1 - B_1) > 0$

$$\rightarrow k_o < \frac{-2(1 - B_1)}{Z_0} \rightarrow k_o < 10$$

3/ $\|a_0\| < 1 \rightarrow$ si $a_0 > 0$ il faut alors $a_0 < 1$

$$\text{soit: } -k_o Z_0 - B_1 < 1 \rightarrow k_o < \frac{1 + B_1}{-Z_0}$$

$$\rightarrow \text{si } a_0 < 0 \text{ il faut alors } -a_0 < 1$$

$$\text{soit: } k_o Z_0 + B_1 < 1 \rightarrow k_o > \frac{B_1 - 1}{-Z_0} \quad (Z_0 \text{ est négatif})$$

$$\text{Si on réunit ces deux conditions: } -0,194 < k_o < 1,75$$

Soit en définitive: $-0,47 < C_0 < 3,76$ soit les valeurs critiques de $k_{oc} = 1,75$ et $C_{oc} = 3,76$

d- Détermination des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée

Si on donne à k_o la valeur $k_{oc}/2 = 0,875 \rightarrow C_0 = 1,88 \rightarrow C_1 = -\delta C_0 = -1,75$

$$a_1 = k_o + B_1 - 1 = 0,875 + 0,8 - 1 = 0,675 \quad \text{et} \quad a_0 = -k_o Z_0 - B_1 = 0,9336 - 0,8 = 0,1$$

$$\text{Les pôles sont donc les solutions de: } z^2 + 0,675z + 0,1 = 0 \text{ soit } P_1 = -0,219 \text{ et } P_2 = -0,455$$

Les pôles étant réels, le système devrait être stable.

e- Limites de la consigne

Il faut que le régulateur reste dans sa bande proportionnelle, soit pour le premier résultat de

$$C_0.A < 1023. \quad \text{Or si on choisit } k_0 = 0,875 \rightarrow C_0 = 1,88 \rightarrow A < \frac{150}{1,88} \approx 80 \text{ inc}$$

f- Pour ce réglage, détermination de l'erreur de traînage:

Dans ce cas, le système est excité par un échelon de vitesse tel que

$$C(t) = V.t.u(t) \quad \text{soit sa transformée en 'z'}$$

$$C(z) = \frac{V.Te}{(z-1)^2}$$

$$\text{Si on exprime la transformée de l'équation } e(z) = C(z) - M(z) = C(z) - O(z) \cdot \varepsilon(z) \rightarrow \varepsilon(z) = \frac{C(z)}{1 + O(z)}$$

$$\text{Avec dans le cas du réglage 1 : } O(z) = \frac{M(z)}{C(z)} = \frac{k_0(z - Z_0)}{(z + B_1).(z - 1)}$$

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

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

$$\varepsilon_T = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{z-1}{z} \left[\frac{1}{\frac{k_0(z - Z_0)}{(z + B_1).(z - 1)}} \right] \frac{V.Te.z}{(z-1)^2} \right) = \lim_{z \rightarrow 1} \left[\frac{V.Te}{z-1 + \frac{z}{z+B_1}} \right]$$

Si on fait $z = 1$ on obtient:

$$\varepsilon_T = \left(\frac{V.Te(1+B_1)}{k_0(1-Z_0)} \right)$$

Application numérique:

Pour $k_0 = 0,875 \rightarrow C_0 = 1,88$; $C_1 = -\delta.C_0 = -1,75$; $B_1 = 0,875$; $Z_0 = -1,029$;

Val_V = 30 inc/s soit 31,8 mm/s

$$\varepsilon_T = 506 \text{ inc}$$

P4. Réglage 2 Pour satisfaire une marge de stabilité imposée

→ Contribution du "pôle"

- La fonction de transfert du au Pôle numérique se met sous la forme: $\frac{1}{1 + B.z^{-1}}$

- En régime harmonique, dans le domaine continu, on a $p = j\omega$ dans les fonctions de transfert.

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

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

$$\text{Soit pour le Pôle numérique: } \frac{1}{1 + B \cos \theta_n - jB \sin \theta_n}$$

$$\text{Soit la contribution au module: } \|Pôle\| = \frac{1}{\sqrt{(1 + B \cos \theta_n)^2 + (B \sin \theta_n)^2}}$$

et la contribution en argument:

$$\text{Arg}(Pôle) = \text{ATAN} \left[\frac{B \sin \theta_n}{1 + B \cos \theta_n} \right]$$

- Pour des valeurs du coefficient B comprise entre 0 et 1, et des valeurs de θ_n comprise entre 0 et 0,7 l'argument est positif. On en fait une correction à avance de phase (équivalente à une action dérivée).

Cette avance de phase s'accompagne d'une atténuation (module < 1).

→ Contribution du "Zéro"

- Le zéro numérique peut se mettre sous la forme: $C_0 + C_1.z^{-1} = C_0(1 + (C_1/C_0).z^{-1})$ soit $A = -\frac{C_1}{C_0}$

- En régime harmonique, dans le domaine continu, on fait $p = j\omega$ dans les fonctions de transfert.

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

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

Soit pour le zéro numérique: $1 - A.z^{-1} \rightarrow 1 - A(\cos\theta_n - j.\sin\theta_n) = (1 - A.\cos\theta_n) + j.A.\sin\theta_n$

Soit la contribution au module:

$$\|zéro\| = \sqrt{(1 - A.\cos\theta_n)^2 + (A.\sin\theta_n)^2}$$

et la contribution en argument:

$$\text{Arg}(zéro) = \text{ATan} \left(\frac{A.\sin\theta_n}{1 - A.\cos\theta_n} \right)$$

- Pour des valeurs de A comprise entre 0 et 1, et des valeurs de θ_n entre 0 et 0,7 l'argument est positif. C'est en fait une correction à avance de phase (équivalente à la dérivée).

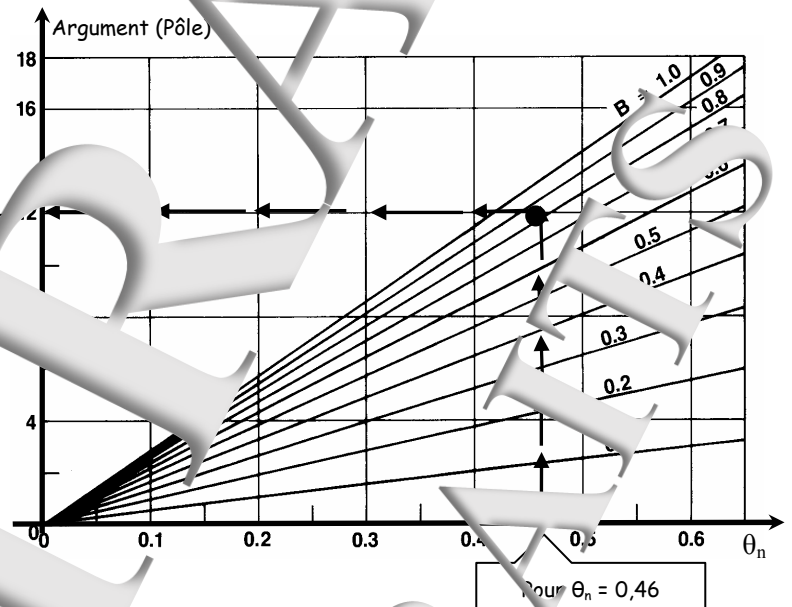
- Choix des coefficients C_0 et C_1

Ce choix se fait à partir de la recherche de la juste instabilité avec zéro inhibé. Ce qui a été fait au TP "RPPN". On a obtenu $C_0^{\text{critique}} = 0,15$ et ω_{osc}

La contribution en module et argument du zéro numérique pour $\theta_n = \omega_{\text{osc}}.T_e = 0,46$ rad

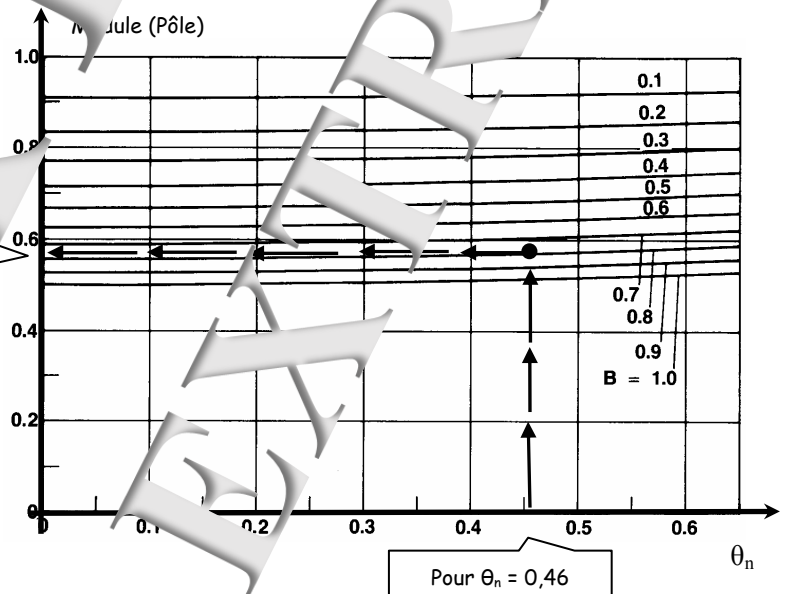
Si on choisit à priori:
 $B = 0,8$

La contribution du Pôle
sur l'argument vaut
 $\varphi_{(\text{Pôle})} = 12^\circ$

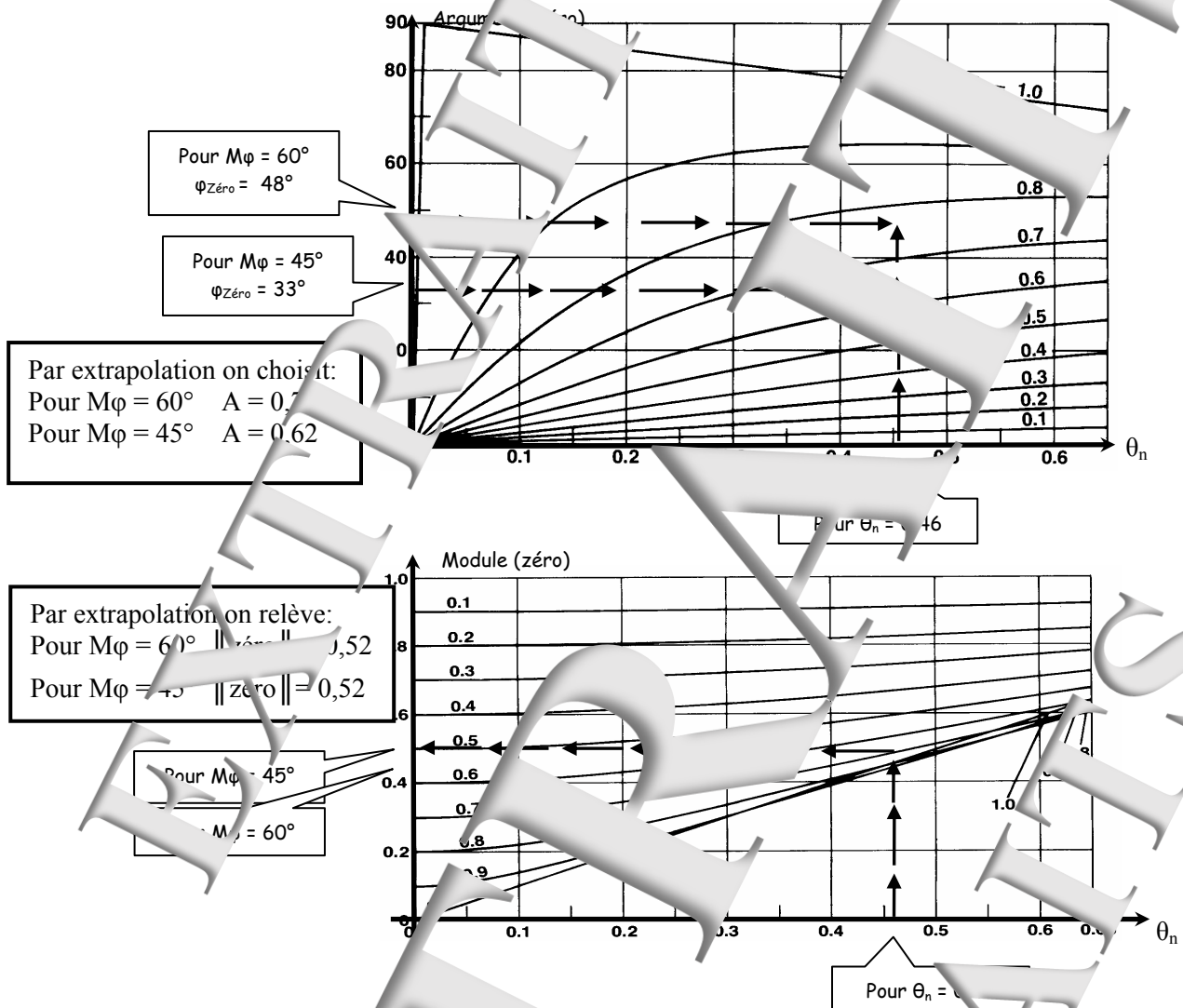


Si on choisit à priori:

La contribution du Pôle
au module vaut
 $\|Pôle\| \approx 0,55$



Pour une marge de phase souhaitée égale à 45° , il faut donc que le Zéro contribue à hauteur de $45-13=32^\circ$ et pour une marge de phase souhaitée égale à 60° il faut alors que le Zéro contribue à hauteur de: $60-13=47^\circ$



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

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

Or, pour la juste instabilité obtenue dans le TP "RPPN", on a la relation:

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

D'où l'expression de C_0 :

$$\| \text{Zéro} \| \cdot \| \text{Pôle} \|$$

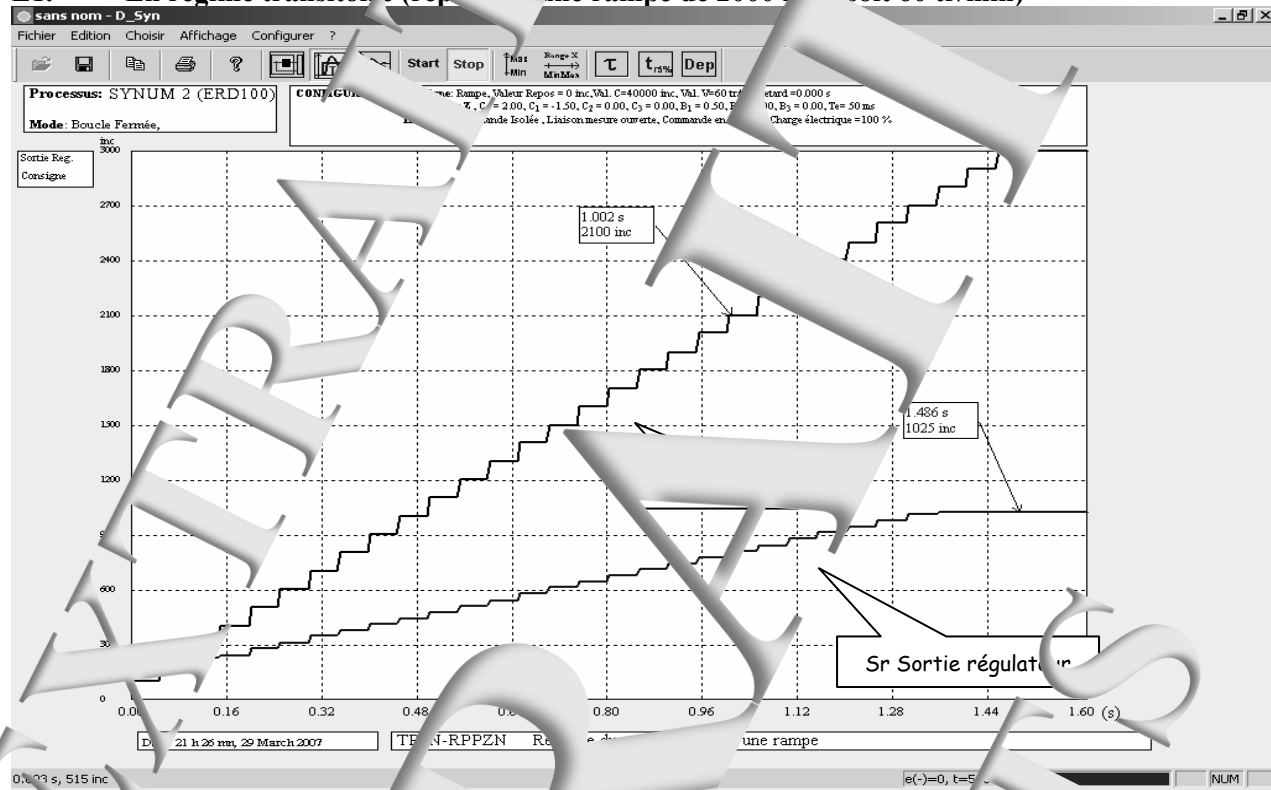
Pour $M_\phi = 45^\circ$ $C_0 = \frac{0,15}{0,55 \cdot 0,52} = 0,52 \rightarrow C_1 = -A \cdot C_0 = -0,62 \times 0,52 = -0,32$

Pour $M_\phi = 60^\circ$ $C_0 = \frac{0,15}{0,55 \cdot 0,52} = 0,52 \rightarrow C_1 = -A \cdot C_0 = -0,75 \times 0,52 = -0,39$

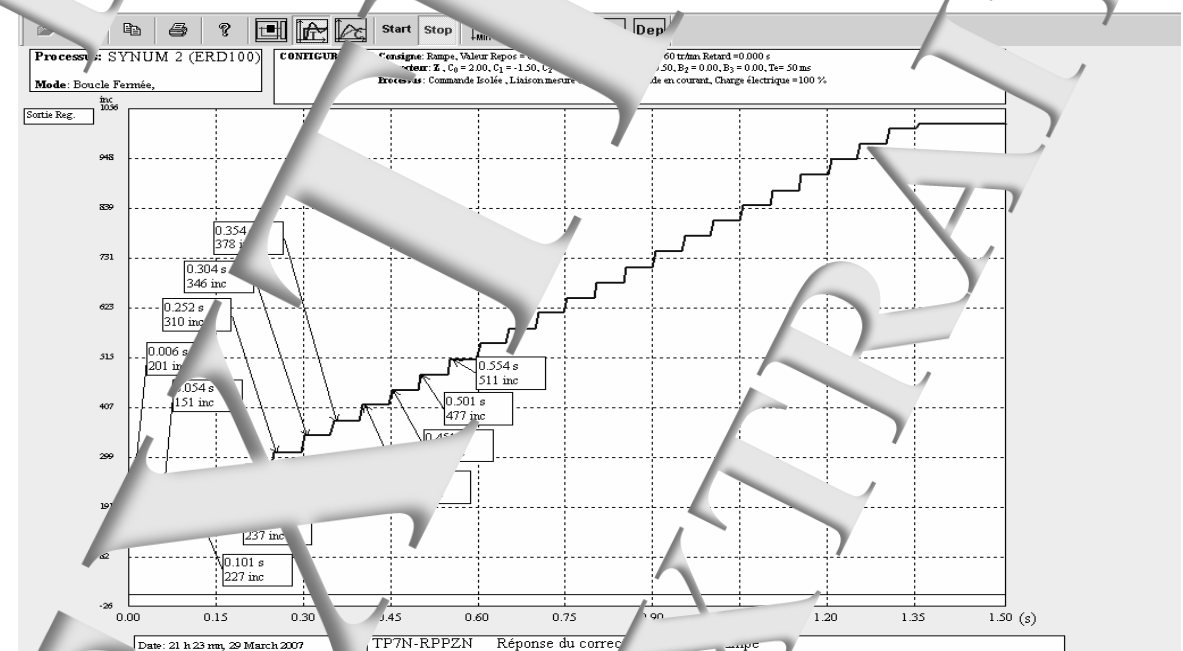
2 EXPERIMENTATIONS ET EXPLOITATIONS

2.1 Vérification fonctionnement correcteur en boucle fermée

E1. En régime transitoire (réponse à une rampe de 2000 inc/s soit 60 tr/min)



On vérifie que la pente est de 2000 inc/s

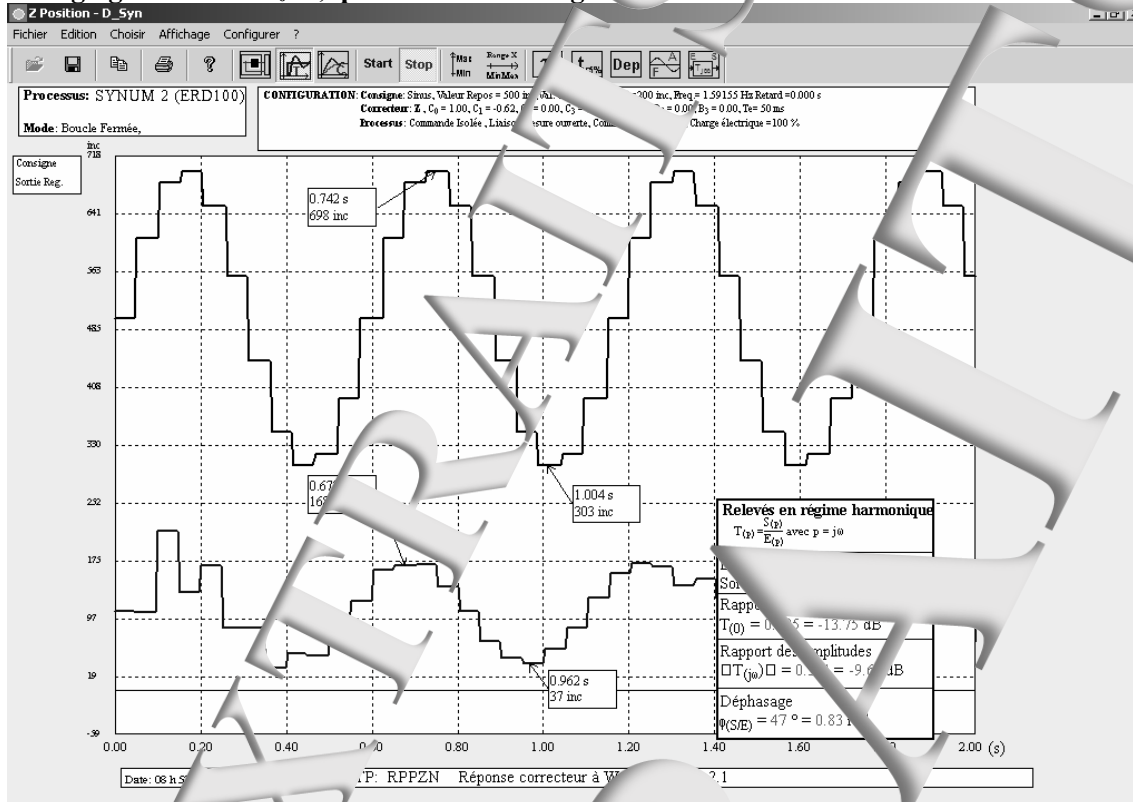


On vérifie que les différentes valeurs correspondent à celles prédéterminées (rappelées ci-après)

n =	2	3	4	5	6	7
n	15	22	23	28	30	34

E2. Réponse en régime harmonique:

→ Réglage 2.1 Avec $C_0=1$, pour création marge de phase de 45°



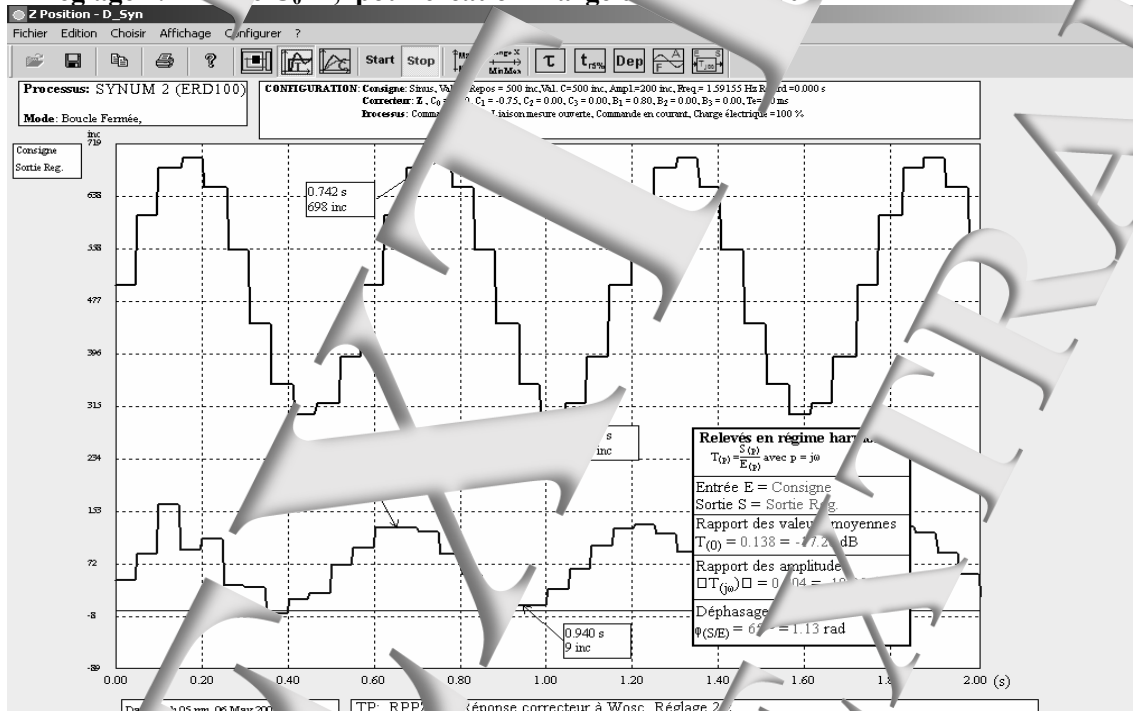
Les résultats obtenus sont à comparer à ceux prédéterminés à partir des équations:

Rapport des amplitudes: $\| \text{Zéro} \| \| \text{Pôle} \| = 0.52.0.55 = 0.29$

Rapport des valeurs moyennes (Gain statique): $(C_0+C_1)(1+B_1) = (1+0.8)/(1+0.8) = 0.21$

Déphasage attendu: 45°

→ Réglage 2.2 Avec $C_0=1$, pour création marge de phase de 60°



Les résultats obtenus sont à comparer à ceux prédéterminés à partir des équations:

Rapport des amplitudes: $\| \text{Zéro} \| \| \text{Pôle} \| = 0.52.0.55 = 0.29$

Rapport des valeurs moyennes (Gain statique): $(C_0+C_1)(1+B_1) = (1-0.75)/(1+0.8) = 0.139$

Déphasage attendu: 60°

2.2 Etude en régime stationnaire

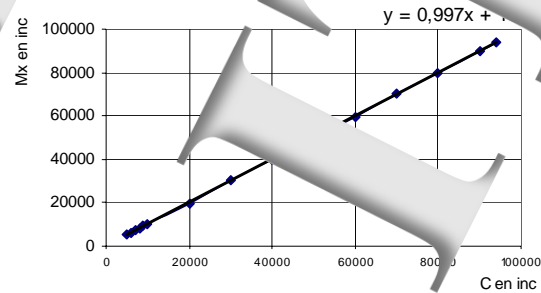
E3. Relevé des caractéristiques transfert statiques: $M = f_n(C)$, $X = f_n(C)$ et $\varepsilon = f_n(C)$
Tableau de mesure avec C, M et ε (en inc) et X en mm:

C en inc	M en inc	X en mm	$\varepsilon = C - M$
5000	5200	14,04	-200
6000	6235	16,8345	-235
7000	7129	19,2483	-129
8000	8269	22,3263	-269
9000	9199	24,8373	-199
10000	10024	27,0648	
20000	19850	53,595	150
30000	30103	81,2781	-103
40000	39819	107,5	181
50000	50131	135,3537	-131
60000	59500		-500
70000	70338	189,912	-338
80000	79819	215,5113	
90000	90096	243,2592	-96
94000	93819		181

E4. Tracé des caractéristiques de transfert statiques:

→ Mesure Position fonction de la consigne

$$M = f_n(C)$$



Coefficients de transfert statiques:

(Déterminés par courbe de tendance)

$$X(1) \approx \frac{M}{C} = 0,0027 \text{ mm/inc}$$

Ce résultat est à comparer avec la valeur prédéterminée:

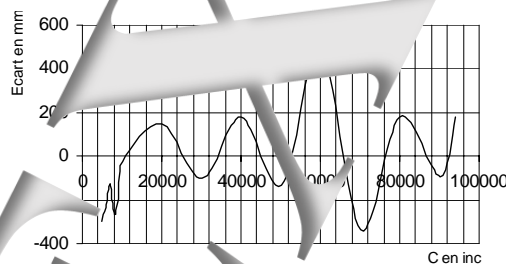
$$1/\mu = 1/369,65 = 0,002705 \text{ mm/inc}$$

$$F(1) = \frac{M}{C} \approx 1$$

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

Coefficients de transfert et de précision statiques:

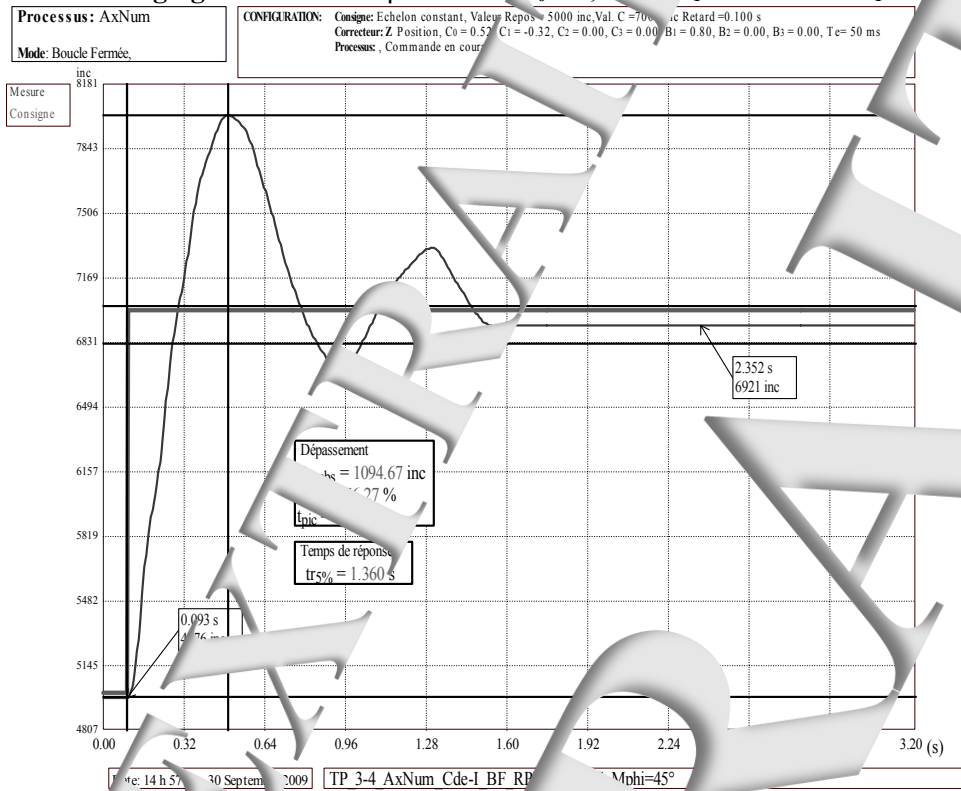
$$\varepsilon = \frac{C - M}{C} \approx 0$$



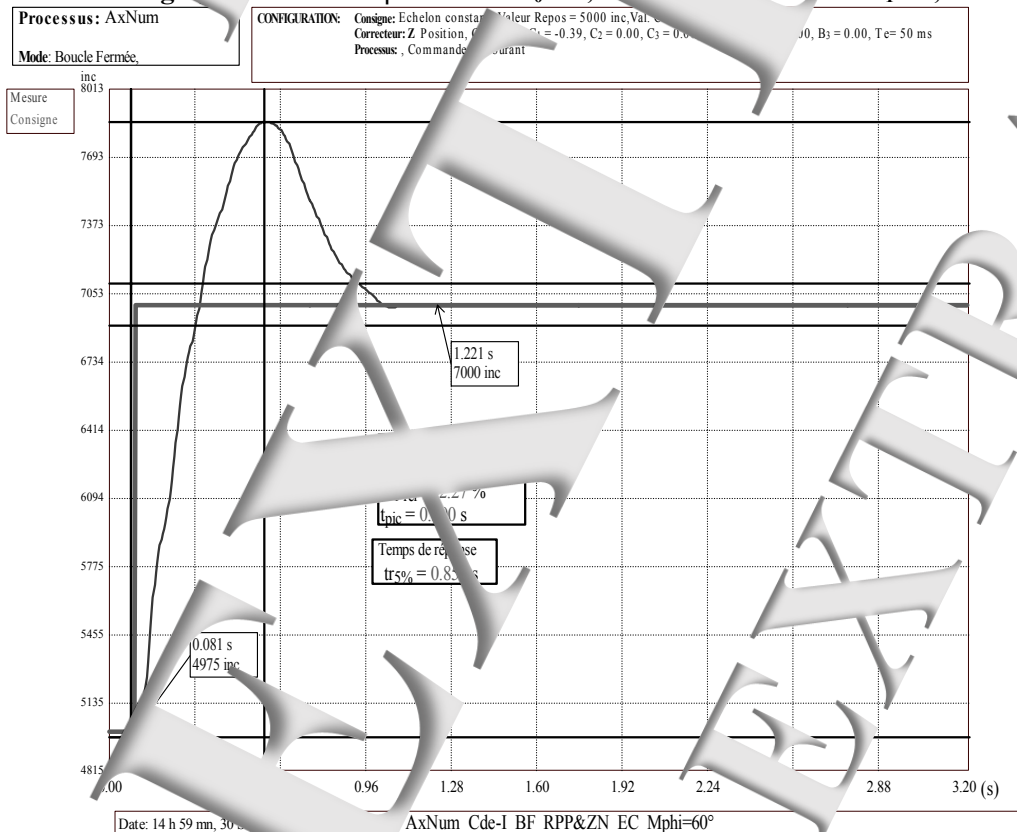
2.3 Etude en régime dynamique

2.3.1 Réponse à un échelon constant

E6. Pour réglage 2.1 Pour $M\phi = 45^\circ \rightarrow C_0 = 0,5$, $C_1 = -32$ et $B_1 = 0,8$

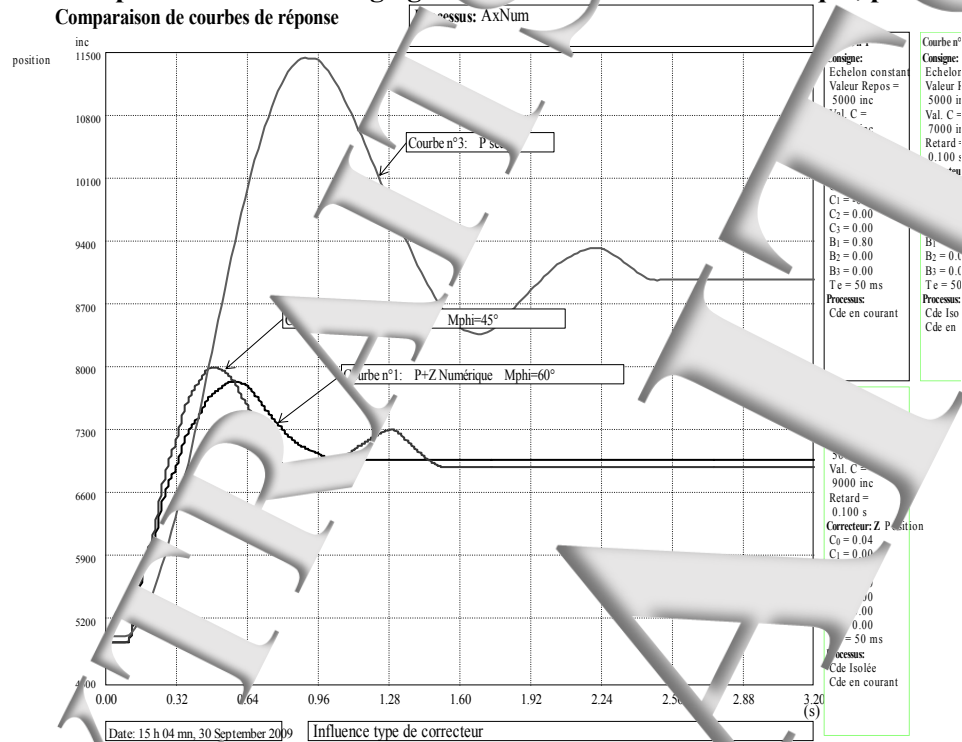


E7. Pour réglage 2.2 soit $M\phi = 60^\circ \rightarrow C_0 = 0,5$, $C_1 = -0,39$ et $B_1 = 0,8$



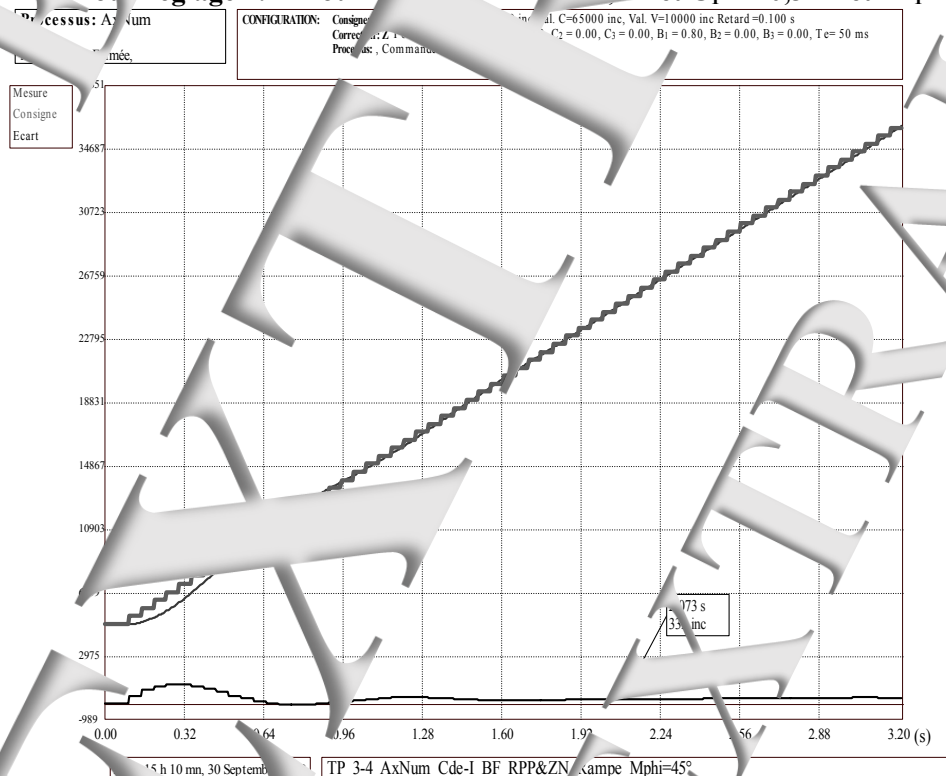
E8. Récapitulation suivant réglage du correcteur Pôle+Zéro numérique, pour un échelon de 1000 inc

Comparaison de courbes de réponse



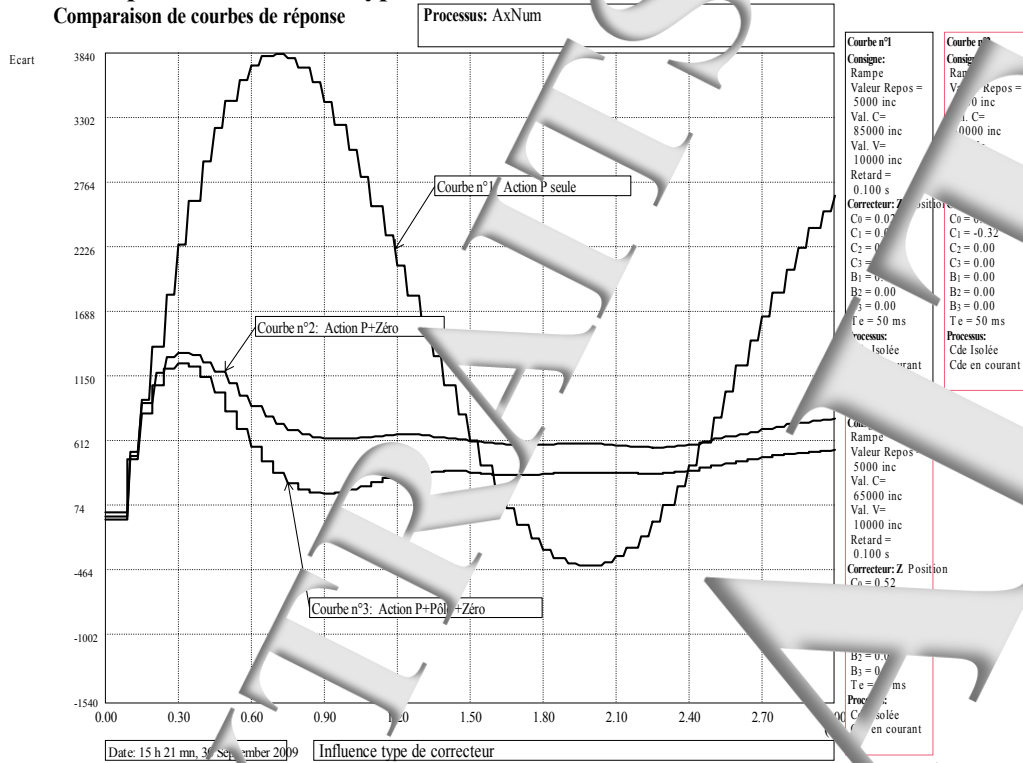
2.3.2 Réponse à une rampe

E1. Pour réglage 2.1 Pour Mphi=45° → C1 = -0,32 et B1 = 0,8



E14. Récapitulation suivant type de correcteur

Comparaison de courbes de réponse



Le correcteur "P+Zéro" numériques (réglé avec $M\phi = 45^\circ$) donne le meilleur résultat car il conduit à l'erreur de traînage la plus faible.

Type document:	Compte-rendu de travaux pratiques
Thème :	Projet page Rapide (le domaine Numérique) Moteur alimenté en tension
Configuration du système :	Carte "AxNum" ; Moteur alimenté en tension + Logiciels : D_AxNum, D_Scilab, Xcos
Référence :	TP3-10-PR-CR
Nom de fichier:	TP3-10_AxNum_Cole-U_PFN_Compte-Rendu

Sommaire:

1. IDENTIFICATION EN BOUCLE OUVERTE - MODELISATION	2
1.1 EXPERIMENTATIONS SOUS « D-AXNUM »	2
1.2 EXPLOITATION DE LA MODELISATION	4
1.1 SIMULATION DU MODELE PAR « SCILAB-XCOS » ; COMPARAISON	4
2. ETUDE EN BOUCLE FERMEE EN MODE VITESSE	5
2.1 EXPERIMENTATIONS SOUS « D_AxNUM »	5
2.2 SIMULATION PAR « SCILAB-XCOS » ; SYNTHÈSE ET COMPARAISON PAR « D_SCIL »	6
☞ REPONSE A UN ECHELON CONSTANT	6
☞ COMPORTEMENT EN REGIME SINUSOÏDAL	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
3. ETUDE EN BOUCLE FERMEE EN MODE POSITION	7
3.1 EXPERIMENTATIONS SOUS « D_AxNUM »	7
3.2 SIMULATION, SYNTHÈSE ET COMPARAISON	7
☞ REPONSE A UN ECHELON CONSTANT	7
☞ COMPORTEMENT EN REGIME SINUSOÏDAL	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
☞ COMPORTEMENT EN RAMPE	8

Rappel des objectifs :

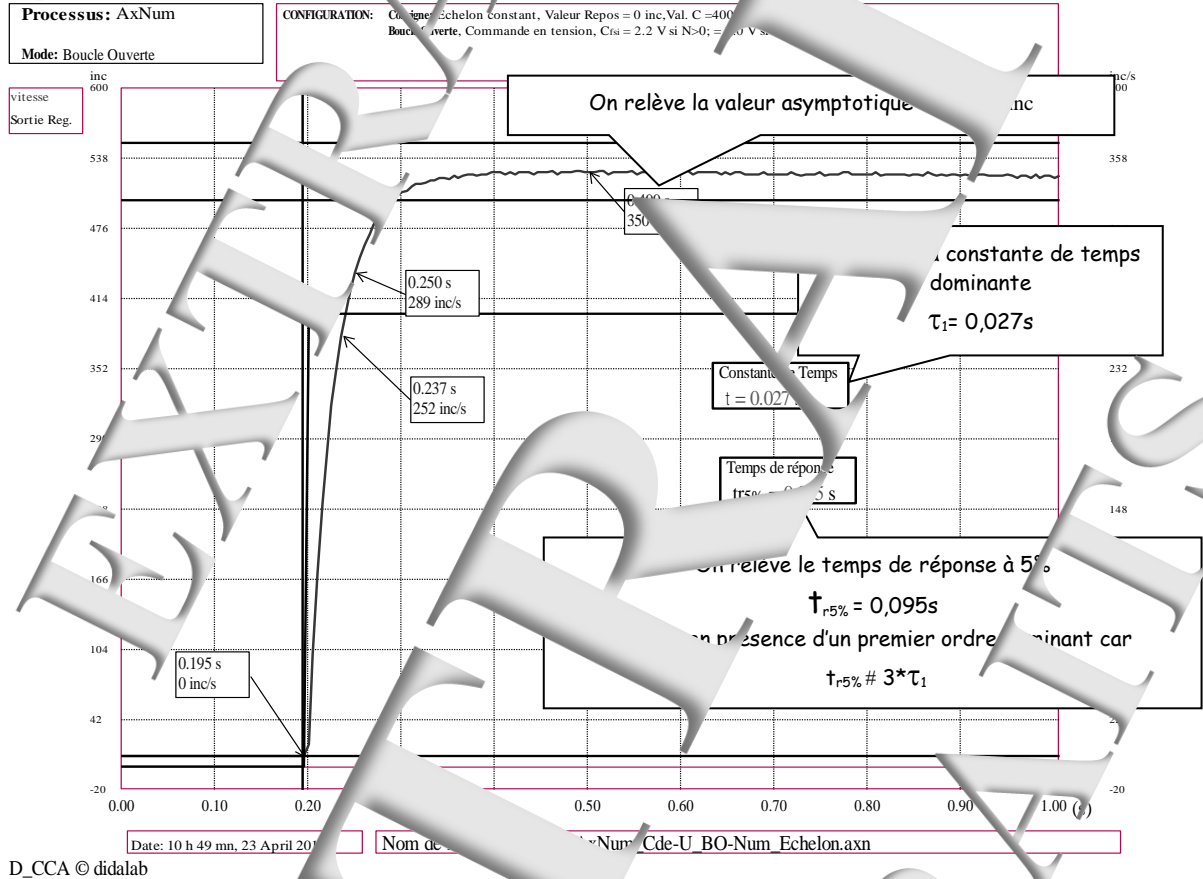
Le but du TP est de faire la synthèse du système « AxNum » (Ref : ERD150) avec l'aide de l'outil de simulation « Scilab-Xcos ». Les résultats de simulation seront confrontés au comportement du processus réel qui sera expérimenté grâce au logiciel de contrôle commande d'applications «D_CCA» développé par «Didalab» et appelé dans le cas «D_AxNum». C'est le logiciel «D_Scil» , développé par «Didalab» qui réalise l'interface entre la simulation et l'expérimentation du processus.

1. IDENTIFICATION EN BOUCLE OUVERTE - MODÉLISATION

1.1 Expérimentations sous « D-Axnum »

Résultats d'expérimentations

☛ Réponse à un échelon constant

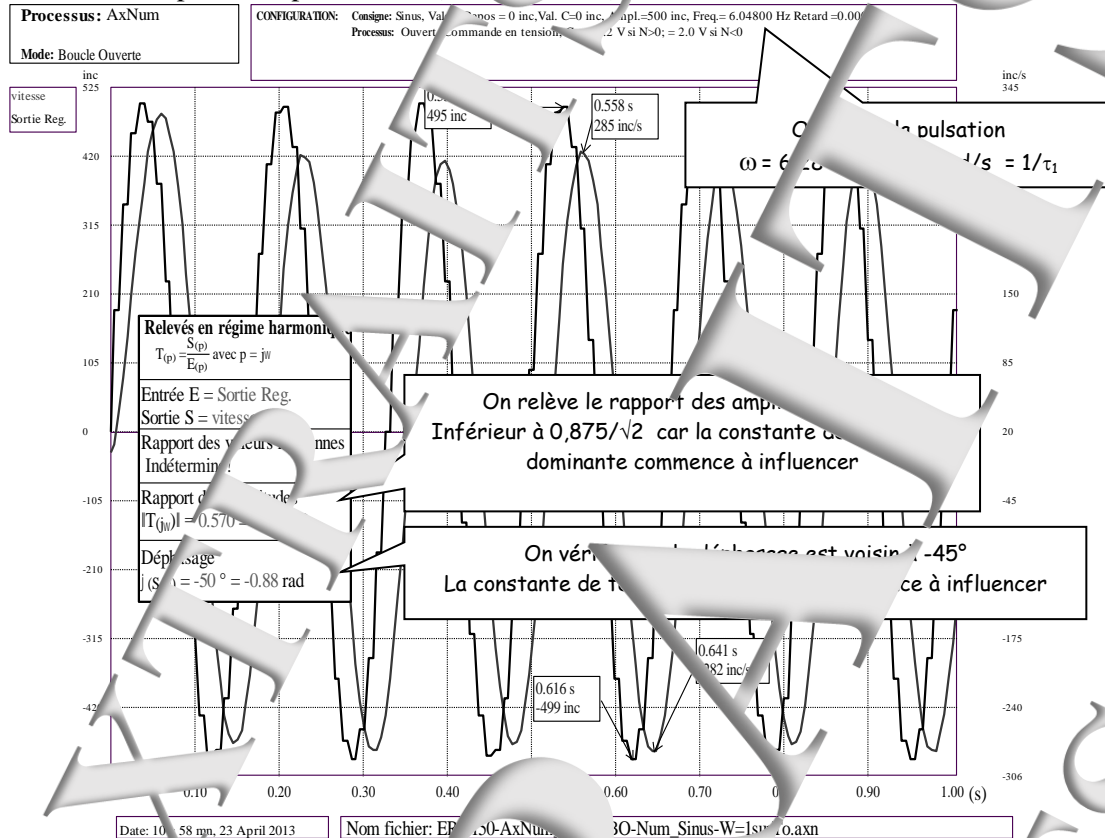


On en déduit un modèle approché du premier ordre :

$$T_{(p)} = \frac{1}{s} \frac{\alpha_u}{(1 + \tau_1 \cdot p)} \quad \text{avec} \quad \alpha_u = \frac{350}{400} = 0,875 \quad \text{et} \quad \tau_1 = 0,027s$$

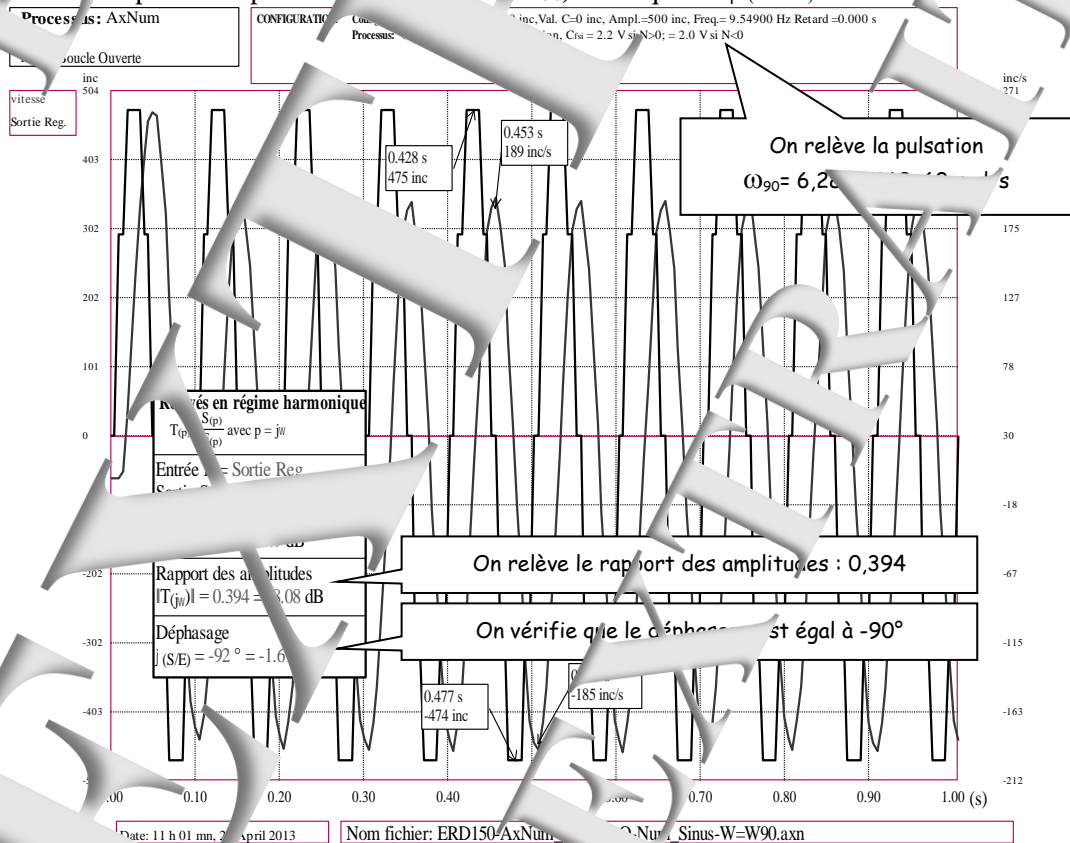
Comportement en régime harmonique

Relevé n°1 : A la pulsation particulière (notée $\omega = 1/\tau_1$)



D. A. © didalab

- Relevé n°2 : A la pulsation particulière (notée $\omega = \omega_{90}$) telle que le $\phi(Mx'/Sr) = -90^\circ$



1.2 Exploitation / modélisation

Les essais réalisés précédemment permettent de modéliser le système sous une forme du deuxième ordre décomposable rappelée ci-dessous contre:

$$\tau_{(p)} = \frac{M_{x'(p)}}{Sr_{(p)}} = \frac{\alpha_u}{(1 + \tau_1 \cdot p) + \tau_2 \cdot p} = \frac{\alpha_u}{\left(1 + \frac{2 \cdot \xi_o}{\omega_o} p + \frac{1}{\omega_o^2} p^2\right)}$$

Si la constante de temps τ_1 est considérée à priori dominante, le premier relevé permet de déterminer α_u et τ_1 .

$$\|T_{(j\omega_{45})}\| \approx \frac{\alpha_u}{\sqrt{2}} = 0,57 \rightarrow \boxed{\alpha_u \approx 0,8}$$

$$\omega_{45} \approx \frac{1}{\tau_1} \rightarrow \boxed{\tau_1 \approx 0,027s}$$

Le deuxième relevé permet de déterminer la constante de temps dominante, donc le coefficient d'amortissement ainsi que la pulsation propre.

$$\|T_{(j\omega_{90})}\| = \frac{\alpha_u}{2 \cdot \xi_o} = 0,39$$

$$\boxed{\xi_o \approx 1,4}$$

$$\omega_{90} = \omega_o = 60 \text{ rad/s}$$

$$\frac{1}{\tau_1} \approx 0,01s$$

On en déduit le modèle :

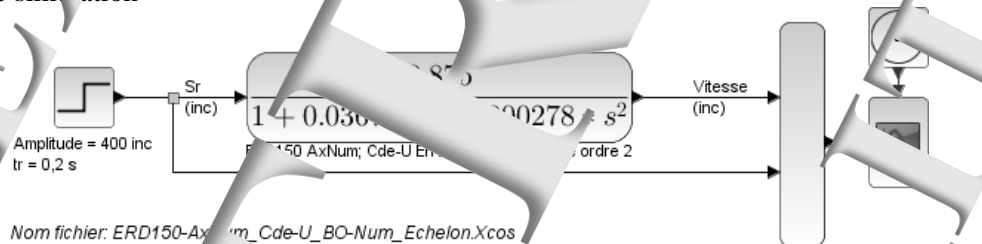
$$\tau_{(p)} = \frac{M_{x'(p)}}{Sr_{(p)}} = \frac{4,55}{1 + 0,027p + 0,000007p^2}$$

On retrouve, et c'est normal, des constantes de temps très proches que celles obtenues lors du TP N°2-11.

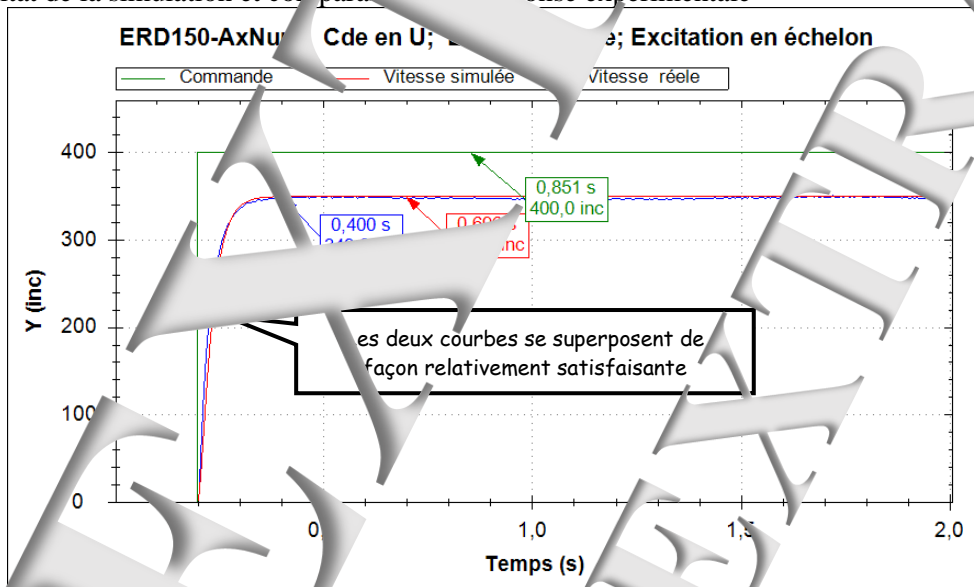
1.1 Simulation du modèle par « Scilab » ; comparaison par « DSpace »

☛ Réponse à un échelon constant

Schéma-blocs de simulation



Résultat de la simulation et comparaison avec la réponse expérimentale



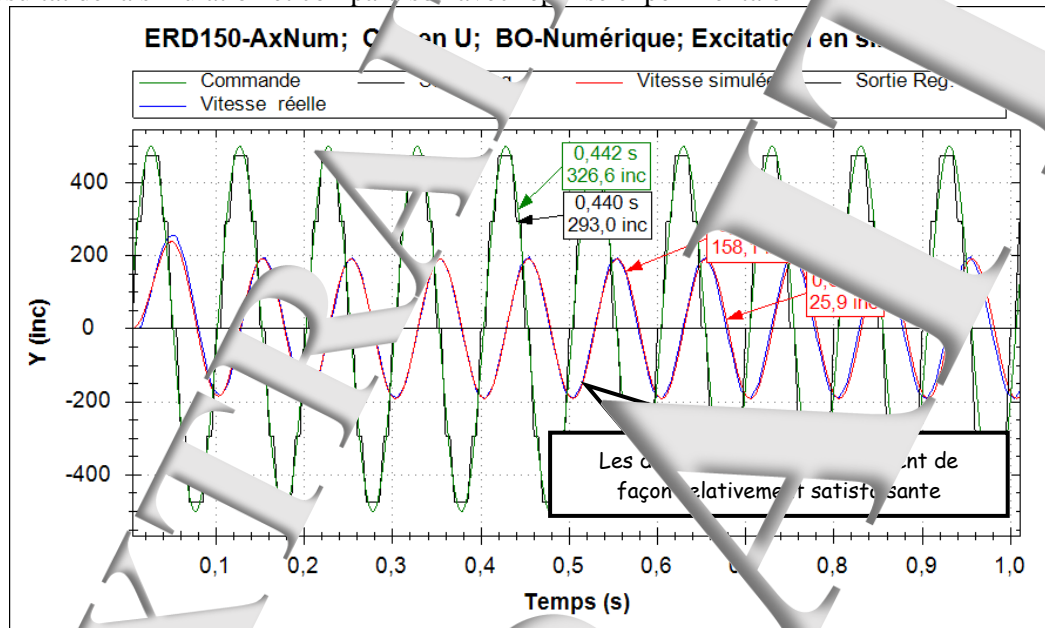
Comportement en régime sinusoïdal

Schéma-blocs de simulation

Seul le bloc 'Source' générant la consigne change :

Amplitude = 500 inc
= 60 rad/s

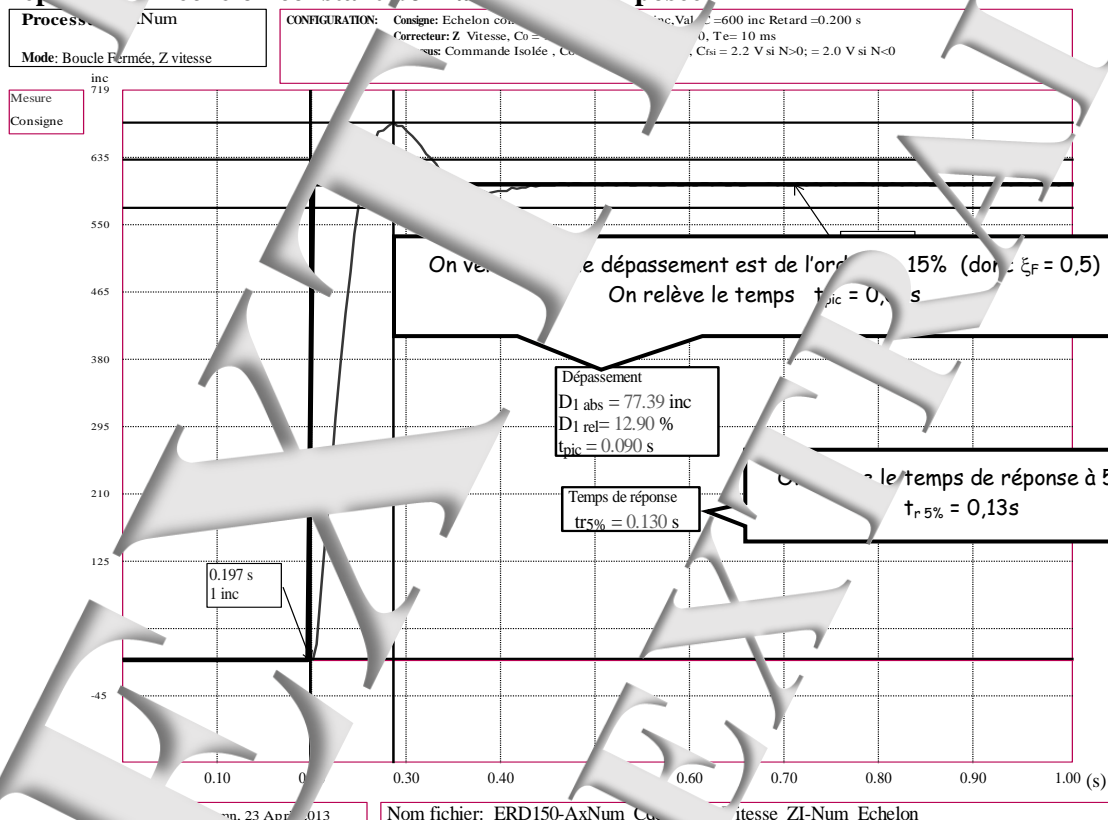
Résultat de la simulation et comparaison avec réponse expérimentale



2. ETUDE EN BOUCLE FERME EN MODE VITESSE

2.1 Expérimentations des «Dynamismes»

Reponse à un échelon constant nominal imposée



D_CCA © dca

Nom fichier: ERD150-AxNum_Cou_Vitesse_ZI-Num_Echelon

On déduit la pulsation propre des relevés effectués en admettant un deuxième ordre avec $\xi=0,5$:

- à partir du temps de réponse à 5% : $t_{r5\%} \cdot \omega_F = 5 \rightarrow$

$$\omega_F = \frac{5}{t_{r5\%}} = 38,4 \text{ rad/s}$$

- à partir du t_{pic} :

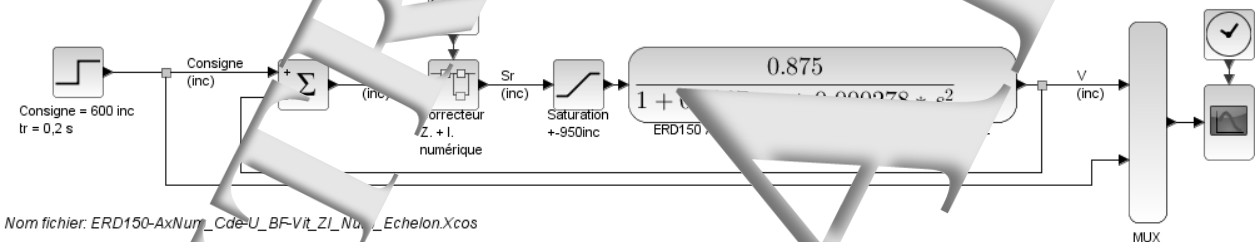
$$t_{pic} = \frac{\pi}{\omega_F \sqrt{1-\xi}} \rightarrow \omega_F = \frac{3,63}{t_{pic}}$$

$$\omega_F = \frac{3,63}{0,09} = 40,3 \text{ rad/s}$$

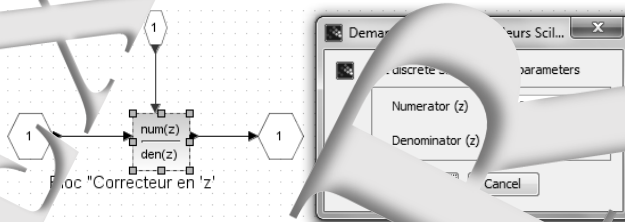
2.2 Simulation par « Scilab-Xcos » ; Synthèse et comparaison par « D_Scil »

☞ Réponse à un échelon constant

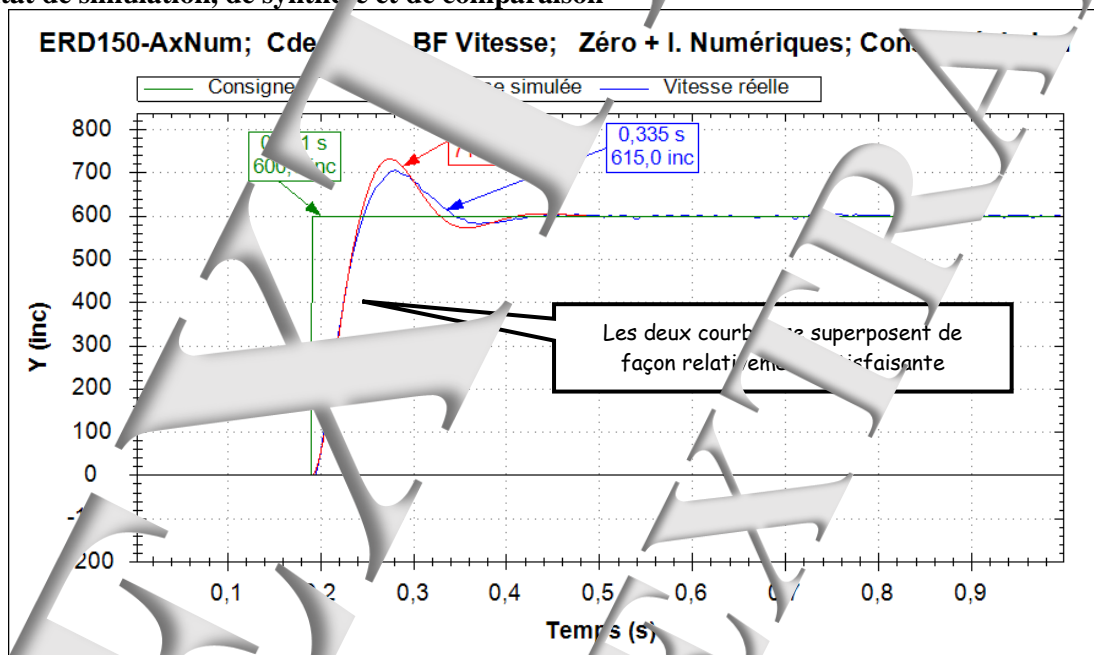
Schéma-blocs de simulation



Développement du correcteur 'Z.+I.' numériques :



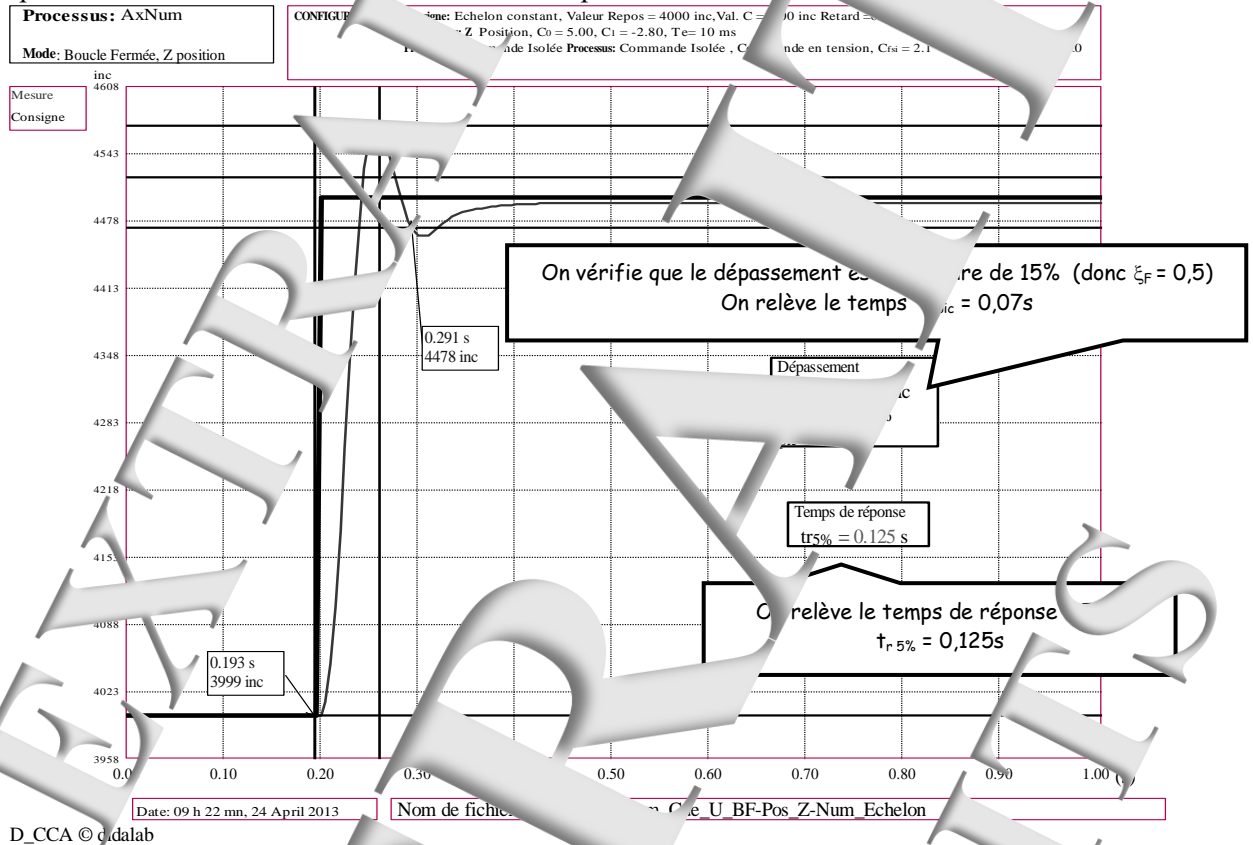
Résultat de simulation, de synthèse et de comparaison



3. ETUDE EN BOUCLE FERMÉE EN MODE POSITION

3.1 Expérimentations sous « D_AxNum »

☞ Réponse à un échelon constant connaissant l'allure imposée



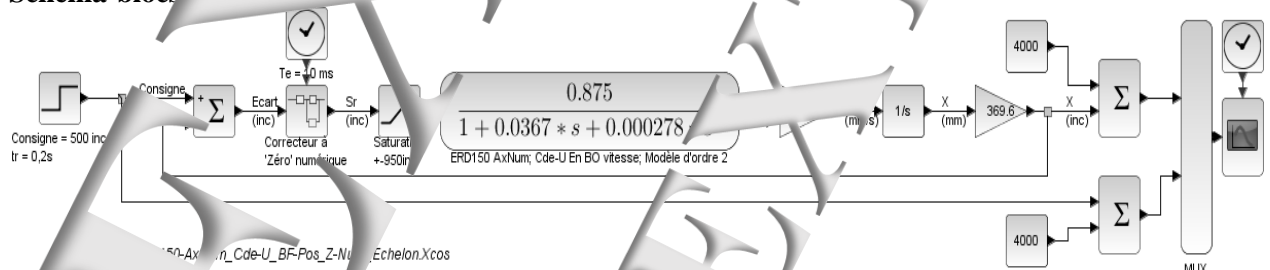
On déduit la pulsation propre des relevés effectués, en admettant un deuxième ordre dominant avec $\xi=0,5$:

- à partir du temps de réponse à 5% : $t_{r5\%} = 0,125 s \rightarrow \omega_F = \frac{5}{t_{r5\%}} = 40 \text{ rad/s}$

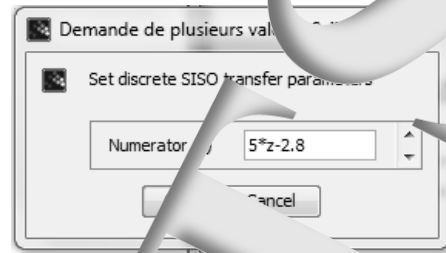
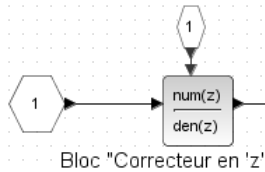
- à partir du t_{pic} : $t_{pic} = 0,07 s \rightarrow \omega_F = \frac{3,63}{t_{pic}} = 51,86 \text{ rad/s}$

3.2 Simulation, synthèse et comparaison

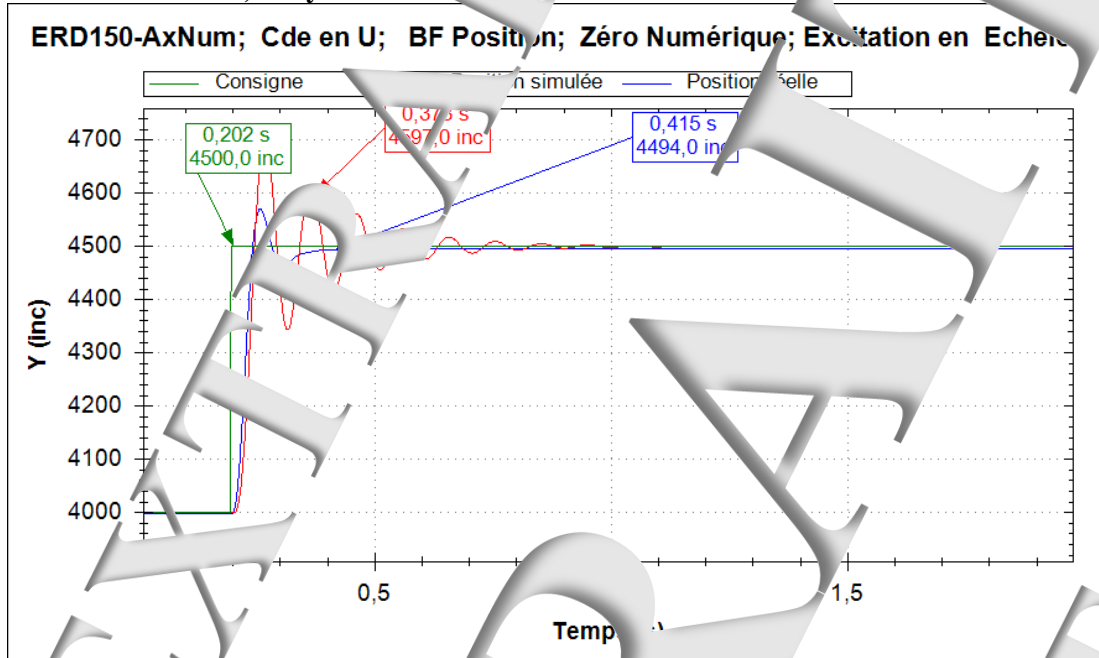
☞ Réponse à un échelon constant
Schéma-blocs



Développement du correcteur à 'Zéro' numérique :



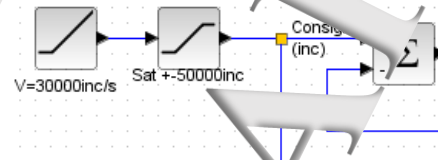
Résultat de simulation, de synthèse et de comparaison



☞ Comportement en rampe

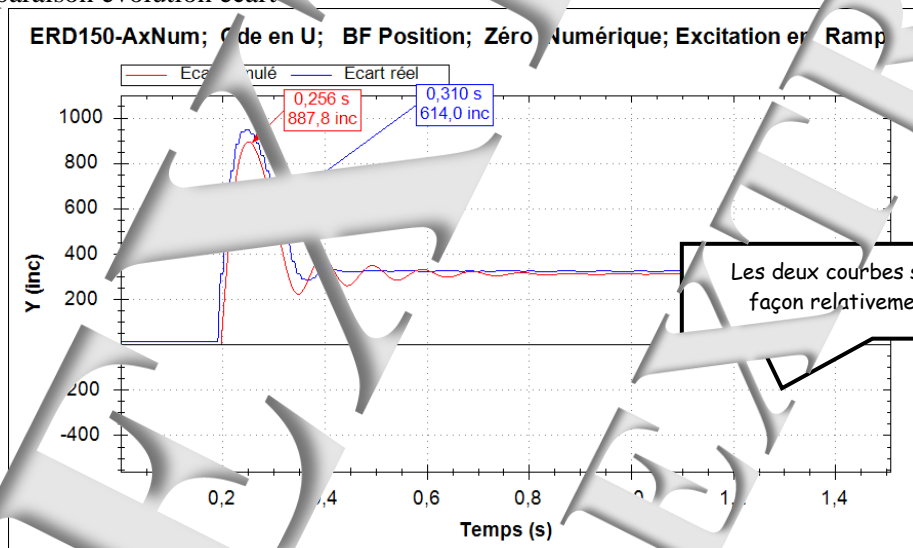
Schéma-blocs de simulation

Seul le bloc 'Source' générant la consigne change :



Résultat de simulation, de synthèse et de comparaison

- Comparaison évolution écart



Les deux courbes se superposent de façon relativement satisfaisante

EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

EXTRAITS
EXTRAITS
EXTRAITS

Date de création: Janv 2021



Didalab
Z.A. de la Vallée de Saint-Pierre
Rue du Groupe Manoukian
91100 EVRY-COURCOURT
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