

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

1/88

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

lex

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : **GENIE MECANIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Mise au point de travaux pratiques
de regulation de position
avec le MS 150 de FEEDBACK

Proposé par :
Ahmed Zerguerras

Etudié par :
ALILAT
Hocine

Dirigé par :
Ahmed Zerguerras

PROMOTION

JANVIER 1988

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : **GENIE MECANIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Mise au point de travaux pratiques
de regulation de position
avec le MS 150 de FEEDBACK

Proposé par :
Ahmed Zerguerras

Etudié par :
ALILAT
Hocine

Dirigé par :
Ahmed Zerguerras

PROMOTION

JANVIER 1988

وزارة التعليم العالي
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
فرع الهندسة الميكانيكية
الموجه السيد: أحمد زرق الراس
الطالب المهندس: عميلات حسين
Ministere de l'enseignement superieur
Ecole Nationale polytechnique
Departement Genie Mecanique
Promoteur M^r: Ahmed Zerguerras
Eleve Ingenieur: ALILAT Hocine

الموضوع: إعداد أعمال تطبيقية متعلقة بالتحكم في الوضع بواسطة MS750 في فيدباك
الملخص: إن الأعمال التطبيقية التي تم إعدادها تعرف في الأساس إلى توضيح كيفية التحكم في الوضع. أين النتائج النظرية و التطبيقية تتقابل.

Sujet: Mise au point de travaux pratiques de regulation de position avec le MS750 de Feedback.

Resume: Les travaux pratiques realises illustrent essentiellement La commande de position ou sont confrontes les resultats theoriques et experimentaux.

Subject: Elaboration of practical work of regulation of position with the MS750 Feedback

Abstract: The designed experimental set up essentially describe the monitoring of position where theoretical and experimental results are confronted.

DEDICACE

Je dedie ce modeste travail à :

- La memoire de mon pere et ma mere
- Mes freres et soeurs surtout à Mokhtar
- Toute ma famille sans oublier mes amis d'enfance.

REMERCIEMENT

Que tous ceux qui ont contribué à ma formation trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance ainsi que mes plus vifs remerciements.

Je remercie également, monsieur ~~Lerguerras~~ pour son aide et ses conseils prodigués tout le long de l'élaboration de ce projet.

Que tous mes camarades de classe, trouvent ici, l'expression de mes sincères amitiés.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	11
CHAPITRE 1 - ETUDE D'ASSERVISSEMENT DE POSITION	3
1.1 Manipulation - Etude d'asservissement de position	3
1.1.1 avant propos.	3
1.1.2 objectif	3
1.1.3 principe	3
1.1.4 description de La manipulation	10
1.1.5 resultats	11
1.1.6 interpretation	11
1.1.7 conclusion	13
1.2 Manipulation - Effet du frein magnetique sur le depassement	14
1.2.1 avant propos	14
1.2.2 objectif	14
1.2.3 principe	14
1.2.4 description de La manipulation	15
1.2.5 Resultats	16
1.2.6 interpretation	20
1.2.7 conclusion	20
1.3 Manipulation - Effet de l'inertie sur le temps de reponse.	21
1.3.1 avant propos	21
1.3.2 objectif	21
1.3.3 Principe	21
1.3.4 description de La manipulation	22
1.3.5 resultats	22
1.3.6 interpretation des resultats	24
1.3.7 conclusion	24
CHAPITRE 2 - MESURE DES PARAMETRES DU SYSTEME	
2.1 Manipulation Calcul de La constante de temps τ_m	25
2.1.1 objectif	25
2.1.2 principe	25
2.1.3 description de La manipulation	27
2.1.4 resultats	27
2.1.5 interpretation	29
2.1.6 Conclusion	29

2.2	Manipulation	Mesure de La Constante de vitesse	30
2.2.1	objectif		30
2.2.2	principe		30
2.2.3	description de La manipulation		31
2.2.4	resultats		31
2.2.5	interpretation		31
2.2.6	conclusion		32
2.3	Manipulation	Calcul de l'erreur dynamique	33
2.4	Manipulation	Etude d'instabilité	39
CHAPITRE 3 ETUDE DE COMPENSATION			46
3.1	Manipulation -	Application du reseau "avance de phase"	46
3.2	Manipulation -	Application du reseau "retard de phase"	57
3.2	Manipulation	Correction par avance-retard de phase.	66
CHAPITRE 4 ETUDE THEORIQUE			76
4.1	Echantillonnage		76
4.1.1	introduction		76
4.1.2	echantillonnage ideal		76
4.1.3	systeme pulsé à memoire		77
4.1.4	transformation "z"		80
4.2	Correction P.I.D		82
4.2.1	regulation integrale		82
4.2.2	regulateur proportionnel derive		83
4.2.3	regulateur proportionnel integral derive		84
CONCLUSION			

INTRODUCTION

1. PROPRIETES GENERALES DES SYSTEMES ASSERVIS

La commande des systemes asservis resulte de la comparaison entre le resultat obtenu et le resultat desiree.

Elle tend à annuler l'ecart constate malgré les oscillations perturbatrices. Ces automatismes assurent le réglage de grandeur telle que: temperature, pression, debit, etc.

1-1- Exemple: pour controler le debit d'un gaz à travers une vanne, nous pouvons au moyen de transducteur comparer le debit du gaz reel dans la vanne avec celui demande, le systeme doit etre capable en cas d'erreur d'envoyer des signaux de modification à un actionneur, ici le moteur et le systeme dans ce cas est dit servomecanique.

2. DEFINITION DU SUJET:

Dans les chapitres qui suivent, nous aurons à effectuer des travaux pratiques qui illustrent la commande de position.

La premiere partie est consacree à la presentation du comportement du systeme etudie sous differentes charges.

La deuxieme partie porte sur la mesure des parametres du systeme.

La 3^{eme} partie introduit les reseaux de compensation.

Enfin la 4^{eme} est consacree à l'etude theorique des regulateurs P.I.D et l'echantillonnage.

CHAPITRE 1

ETUDE D'ASSERVISSEMENT
DE POSITION

MANIPULATION N°1

Etude d'asservissement de position

1.1.1 AVANT PROPOS

Un système asservi est généralement actionné par l'écart entre sa position effective et sa position assigné sans intervention manuelle

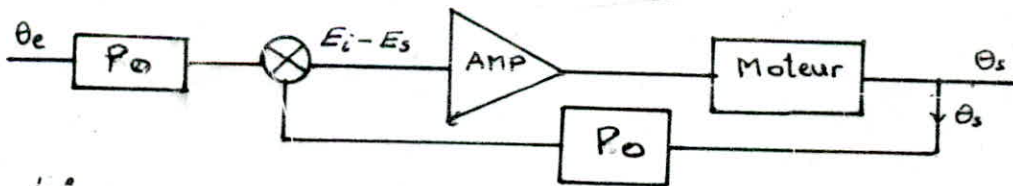
1.1.2 OBJECTIF

Le but est d'étudier le comportement en stabilité, précision, et temps de réponse dans divers gain d'un système de commande de position en boucle fermée.

1.1.3 PRINCIPE

Un système modulaire MS150 Feedback monté en commande boucle fermée présente un schéma fonctionnel et une fonction de transfert tel que:

1.1.3.A schéma fonctionnel



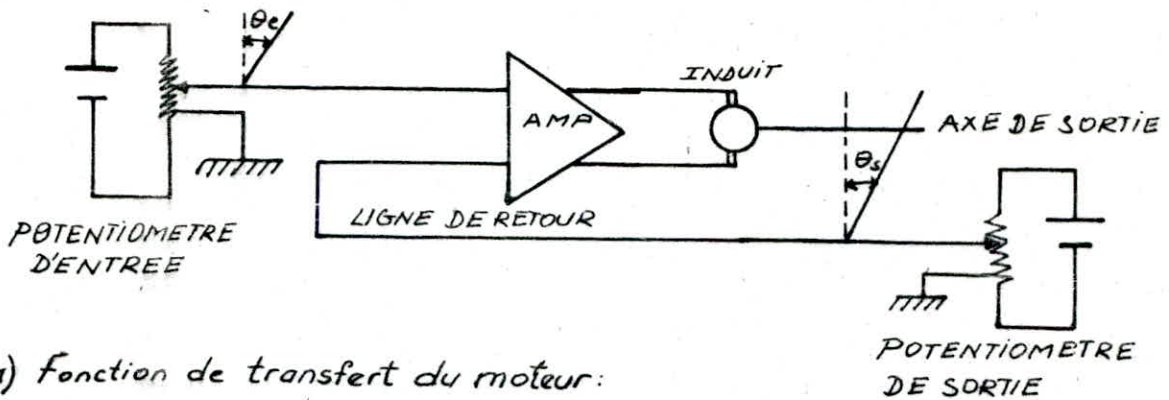
tel que AMP: AMPLIFICATEUR, Po: Potentiometre

Un signal d'écart est utilisé pour fonctionner le système, tel que l'écart de commande étant la différence entre les angles d'entrée et de sortie $E = \theta_i - \theta_s$.

1.1.3.B. Fonction de transfert

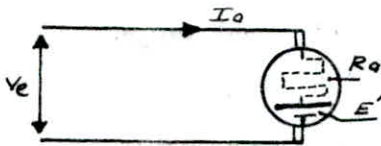
Puisque le système est composé de plusieurs organe, où la détermination de la fonction de transfert de chaque organe est obligatoire

Le schéma du système et les organes qui y composent sont illustrés comme ceci :



a) Fonction de transfert du moteur :

Le moteur est alimenté en commande d'induit qui présente le schéma suivant :



Le couple moteur est proportionnel au courant d'induit

$$T = K_t \cdot I_a \quad \text{ou } T: \text{ couple moteur, } K_t: \text{ Constante du couple.}$$

I_a : Courant d'induit

$$V_e = R_a \cdot I_a + E' \quad \text{ou } ; E = \text{force contre-electro-motrice}$$

V_e : tension au borne de l'induit.

$$I_a = \frac{V_e - E'}{R_a} \quad \text{, d'où } E' = K_b \omega, K_b: \text{ Constante FEM}$$

Le couple moteur est utilisé pour accélérer l'inertie totale du moteur et de la charge (J) et surmonter le couple de frottement visqueux, ce qui donne :

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + F \cdot \omega \quad \text{ou } ; F: \text{ coefficient de frottement}$$

ω = pulsation [rd/s], remplaçons T par sa valeur ce qui

donne $T = K_t I_a = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega$ remplaçons I_a par sa

valeur ce qui donne $K_t \left[\frac{V_e - K_b \omega}{R_a} \right] = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega$ d'où on

deduit l'équation suivante :

$$V_e \left[\frac{K_t}{F R_a + K_t K_b} \right] = \left(\frac{J R_a}{F R_a + K_t K_b} \right) \frac{d\omega}{dt} + \omega$$

puisque $\omega = \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\theta}{dt^2}$

posons $K_s = \frac{K_t}{F R_a + K_t K_b}$, $\tau_m = \frac{J R_a}{F R_a + K_t K_b}$

d'où on deduit

$$V_e \cdot K_s = \tau_m \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt}$$

puisque le système est commandé par l'écart

$$E \cdot K_s = \tau_m \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt}$$

La position du système est présentée en exponentiel.

$$\theta = a e^{j\omega t} \quad \text{d'où on deduit} \quad \frac{\theta}{E} = \frac{K_s}{(1 + \tau_m p) p} \quad (1.1-1)$$

où K_s : est un facteur qui définit à quelle vitesse le moteur tourne en fonction de la tension appliquée.

τ_m : Constante de temps du moteur.

alors la transmittance $T_1(p)$ du moteur est :

$$T_1(p) = \frac{K_s}{(1 + \tau_m p) p}$$

b) Transmittance du potentiometre

Le potentiometre est alimenté sous une tension de 30V, où chaque déplacement du curseur d'un angle donné, correspond à une tension, où on deduit un coefficient K_e tel que :

$$K_e = \frac{30}{300} = 0,1 \text{ VOLT/degre}$$

c) Transmittance de l'amplificateur

Le gain de l'amplificateur étant égale à 25 d'où $K_{AMP}=25$
de cette transmittance on déduit finalement la transmittance du système en boucle ouverte $T(P)$:

$$\frac{\theta}{E} = \frac{K_v}{P(1+\epsilon_m P)} \quad K_v = \frac{K_e \cdot K_{AMP} \cdot K_s}{N}$$

1.1.3.C Etude de stabilité

La stabilité du système est étudiée par le tracé du diagramme de Nyquist dans le graphe (1-1-1)

Ce diagramme consiste à représenter, en coordonnées polaires, la transmittance du système en boucle ouverte.

$$T(P) = \frac{K_v}{P(1+\epsilon_m P)}$$

$$|T(P)| = \frac{41}{\omega} \times \frac{1}{\sqrt{1+(\epsilon_m \omega)^2}}$$

$$|\varphi| = -90 - \text{Arctg } \epsilon_m \omega \cdot P$$

$$\text{pour } \omega \rightarrow 0 \quad \text{Re}(T(P)) = -K_v \epsilon_m \quad , \quad \text{Im}(T(P)) = -\infty$$

$$\text{pour } \omega \rightarrow \infty \quad \text{Re}(T(P)) = 0 \quad \text{Im}(T(P)) = 0$$

$$\text{pour } \omega \rightarrow 0 \quad \varphi = -\frac{\pi}{2} \quad , \quad \text{pour } \omega \rightarrow \infty \quad \varphi = 0^\circ$$

du diagramme de Nyquist on déduit que le système est stable quelque soit le gain K_v .

1.1.3.D. Etude du comportement du système.

a) Mise en équation

$$T(P) = \frac{\theta_s(P)}{E(P)} = \frac{K_v}{P(1+\epsilon_m P)} \quad , \quad E = \theta_i - \theta_s$$

$$\theta_s(P) = \frac{K_v}{P(1+\epsilon_m P)} [\theta_i - \theta_s] \quad , \quad \text{d'où on déduit que}$$

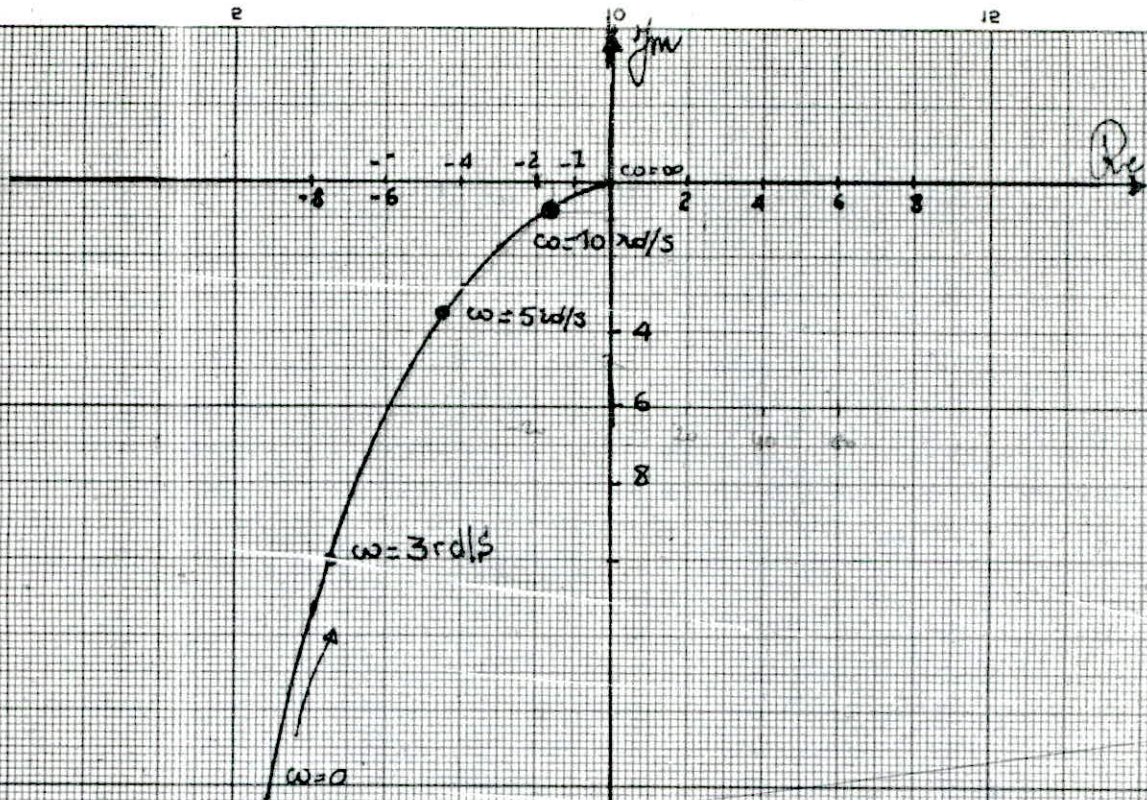


fig N° 1-7-1 - Diagramme de Nyquist de

$$T(p) = \frac{47}{j\omega(1+0,25j\omega)}$$

La réponse suit une équation différentielle de la forme

$$\frac{d^2\theta_s}{dt^2} + \frac{1}{\xi_m} \frac{d\theta_s}{dt} + \frac{K_v}{\xi_m} \theta_s = \frac{K_v}{\xi_m} \theta_i \quad (1-1-2)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\xi_m}, \quad \omega_n^2 = \frac{K_v}{\xi_m}$$

déterminons la valeur de la constante de vitesse K_v :

$$K_v = \frac{K_e \cdot K_{AMP} \cdot K_s}{N} \quad \text{tel que } N \text{ est le rapport de réduction}$$

$$K_e = 0,1 \text{ V/deg}, \quad K_{AMP} = 25, \quad K_s = 247 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}, \quad N = 30.$$

$$K_v = \frac{0,1 \times 25 \times 247 \times 180}{\pi \cdot 30 \cdot 25} = 47 \frac{\text{rad/sec. sur l'arbre de sortie}}{\text{erreur [rad]}}$$

de cette valeur K_v on détermine la pulsation " ω_n " et le coefficient d'amortissement " ξ " tel que :

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\xi_m} \Rightarrow \xi = \frac{1}{2\xi_m \cdot K_v} = 0,145 \text{ rad}^{-1}$$

$$\text{où } \xi_m = 0,25, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_v}{\xi_m}} = 73,71 \text{ rad/s.}$$

où finalement on aura l'équation différentielle de la forme :

$$\frac{d^2\theta_s}{dt^2} + 4 \frac{d\theta_s}{dt} + 188\theta_s = 188\theta_i \quad \text{où la détermination}$$

de la solution est comme suit :

$$r_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \sqrt{\xi^2\omega_n^2 - \omega_n^2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} j$$

d'où la réponse du système $\theta_s(t)$

$$\theta_s(t) = 1 - A e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \varphi) \quad (1-1-3)$$

Par les conditions initiales: $\theta_s(0) = 0$, $\dot{\theta}_s(0) = 0$, on

détermine que la réponse réelle du système est:

$$\theta_s(t) = 1 - 1,012 e^{-2t} \sin(12,8t + 81^\circ)$$

Comme l'erreur est :

$$E = \theta_i - \theta_s$$

$E = 1,012 e^{-2t} \sin(12,8t + 81^\circ)$, Comme l'amplitude à l'entrée est de $\frac{\pi}{3} \Rightarrow$

$$E = 1,012 \cdot \frac{\pi}{3} e^{-2t} \sin(12,8t + 81^\circ) \text{ rad.} \quad (1.1-4)$$

b) Etude de la rapidité

La rapidité d'un système est caractérisé par deux critères : temps de réponse et temps de montée et nombre de dépassement.

- Temps de réponse

C'est le temps nécessaire pour que les oscillations disparaissent totalement. Le temps de réponse est déterminé à 95% pour cent de la valeur finale. Donc le temps est égale à trois fois la constante de temps de l'enveloppe des oscillations amorties

$$t_r = \frac{3}{\zeta \omega_n} = \frac{3}{2} = 1,5 \text{ secondes}$$

- Temps de montée

C'est le temps au bout duquel la réponse rejoint l'échelon d'entrée.

Soit : $E = 1,012 \cdot \frac{\pi}{3} e^{-2t} \sin(\omega t + 81^\circ) = 0$, alors le temps de montée correspond au où $E = 0 \Rightarrow$

$$\tan \omega t_m = \frac{\sqrt{7-8^2}}{-8} \Rightarrow \omega t_m = \text{Arctg} \frac{\sqrt{7-8^2}}{8}$$

$$\omega t_m = \text{Arctg} -6,377 \Rightarrow t_m = \frac{87 \times \pi}{180 \cdot 13,56} = 0,104 \text{ sec}$$

- Nombre d'oscillation.

Le nombre d'oscillation est le rapport entre le temps de réponse "tr" et la période de chaque oscillation "T"

$$N = \frac{tr}{T} \quad ; \quad N = \frac{3}{\xi \omega_n} \cdot \frac{\omega}{2\pi} = \frac{3}{\xi \omega_n} \cdot \frac{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}{2\pi} = \frac{3}{\xi} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\pi}$$

$N = 3$ oscillations.

1.1.3.E Calcul de précision

La réponse est dite précise si elle coïncident avec l'échelon d'entrée après un temps infini.

$$\frac{\Theta_s(p)}{E(p)} = T(p) = \frac{E(p) - E(p)}{E(p)} \quad \text{tel que } T(p) = \frac{Kv}{P(1 + \xi \omega_n L)}$$

$$\text{d'où: } \frac{E(p)}{E(p)} = \frac{1}{1 + T(p)} \quad (1.1.5)$$

si l'on applique un échelon de position $E(p) = E_1/p$, on en déduit par application du théorème de la valeur finale.

$$E_p = \lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p E(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{E_1}{1 + T(p)}$$

Comme $\lim_{p \rightarrow 0} T(p) = \infty \Rightarrow E_p \rightarrow 0$, d'où le système est précis.

1.1.4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On monte les appareils comme l'indique la figure 6.5 du manuel "1". Et on suit la description de déroulement de la manipulation comme l'indique le Manuel. 1. ; et en relevant des réponses correspondant à chaque gain commandé par l'atténuateur, à l'aide d'un enregistreur. Où l'enregistreur est montée au lieu d'un oscilloscope.

1.1.5 RESULTATS

Les réponses relevées sont présentées dans la figure numero :

d'où : on a déduit les valeurs de temps de réponses et temps de montée nombre de dépassements et écart final correspondant à chaque gain Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous. (1-1-1) et la figure N°(1-1-2)

-Tableau 1-1-1

THEORIQUE							EXPERIMENTALE			
GAIN [%]	K_v	ξ [rad]	ω_n [rad/s]	T_r [sec]	T_m [sec]	N	T_m [sec]	T_r [sec]	N	Ecart statique [volt]
10	4,7	0,44	4,34	1,5	0,194	3	0,16	0,44	2	
40	18,8	0,23	8,67	1,5	0,147	4	0,2	0,50	14	0,3
60	28,8	0,18	10,62	1,5	0,12	5	0,19	0,42	25	0,2
100	47	0,14	13,71	1,5	0,11	6	0,2	0,4	instable	0

1.1.6 INTERPRETATION

D'après les résultats on constate qu'en diminuant le gain de 100% à 10% le coefficient d'amortissement " ξ " augmente de $0,14 \text{ rad}^{-1}$ à $0,44 \text{ rad}^{-1}$; les pulsations propres " ω_n " diminue de $13,7 \text{ [rad/s]}$ à $4,34 \text{ [rad/s]}$, le nombre de dépassement diminue, l'instabilité à 2 dépassements et l'écart statique augmente de 0 volt et 1,4 volt. Puisque on a démontré que le système est complètement stable par le tracé du diagramme de Nyquist quelque soit le gain appliqué; mais on constate que le système est instable à partir d'un gain de 60%, ce qui reflète qu'il ya des constantes de temps

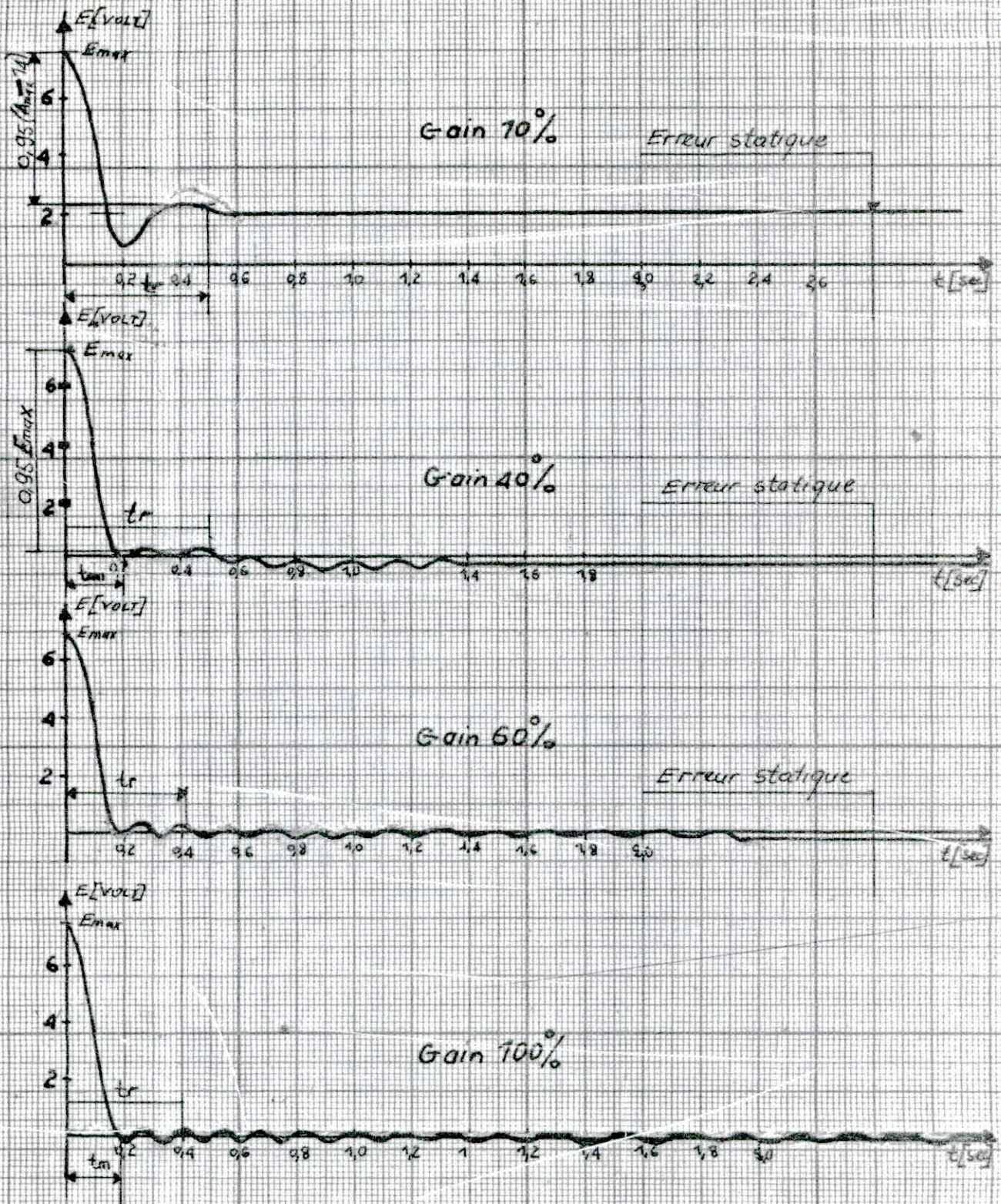


fig.1.1-2 - Reponses indicielles du systeme

additionnelle qui sont introduites dans les organes du système

1.1.7 CONCLUSION

D'après cette interprétation on constate :

- a) Le régime établi est stable quelque soit le gain appliqué.
- b) L'augmentation du gain provoque l'augmentation des oscillations dans le domaine transitoire.

MANIPULATION N° 2

Effet du frein magnétique sur le dépassement

1.2.1 AVANT PROPOS

Le frein magnétique est un aimant qui, crée un champ à travers un cylindre accouplé à l'arbre de sortie du moteur, tel que ce champ magnétique joue le rôle d'un couple de frottement proportionnel à la vitesse de l'arbre, où ces frottements sont produits par un champ magnétique en réaction avec le courant de Foucault.

1.2.2 OBJECTIF

La manipulation consiste à étudier l'effet des frottements sur la stabilité du système.

1.2.3 PRINCIPE

Le frein magnétique est placé à l'arbre principale ce qui donne :

$$V_e = R_a I_a + K_b \omega \quad , \quad T = K_t I_a \quad ; \quad T = J \frac{d\omega}{dt} + F_1 \omega + T_r$$

tel que T_r : couple frottement. , ou $T_r = F_2 \omega$

où : F_2 est le coefficient de frottement

$$\text{d'où : } T = J \frac{d\omega}{dt} + (F_1 + F_2) \omega. \quad (1.2.1)$$

$$T = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + (F_1 + F_2) \frac{d\theta}{dt}$$

$$\text{où : } \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\text{posons : } F_1 + F_2 = F.$$

de la même façon que la manipulation "1" on déduit que

la transmittance du système en boucle fermée $F(P)$ est:

$$F(P) = \frac{K_v \cdot \theta_e}{P \left(\frac{K_v P^2}{\xi_m} + \frac{1}{\xi_m} P + 1 \right)} \quad (1-2-2)$$

d'où: $\omega_n = \frac{K_v}{\xi_m} = \frac{K_t K_a \cdot K_{AMP}}{JK_a} = \text{constant.}$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\xi_m \cdot K_v}} = \frac{FR_a + K_t \cdot K_b}{K_t \cdot JK_a} \text{ qui augmente car}$$

$$F = F_1 + F_2.$$

d'où finalement on déduit que le temps de réponse diminue car le rapport ξ/ω_n diminue. Et le nombre de dépassement diminue car le terme $\text{Arctg} \sqrt{1-\xi^2}/\xi$ diminue.

1-2-4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On fait le montage indiqué à la figure 9.1 du Manuel "1" et on suit le déroulement de la manipulation comme l'indique le Manuel "1" page 77. et on place un enregistreur au lieu d'un oscilloscope.

1-2-5 RESULTATS

On détermine les erreurs statiques à partir des graphes tracés à l'aide d'un enregistreur de l'erreur à la sortie de l'amplificateur opérationnel; Comme on détermine le nombre de dépassement de chaque réponse:

Les résultats sont présentés sous forme du tableau 1-2-1 et les figures 1-2-1, 1-2-2, 1-2-3, 1-2-4

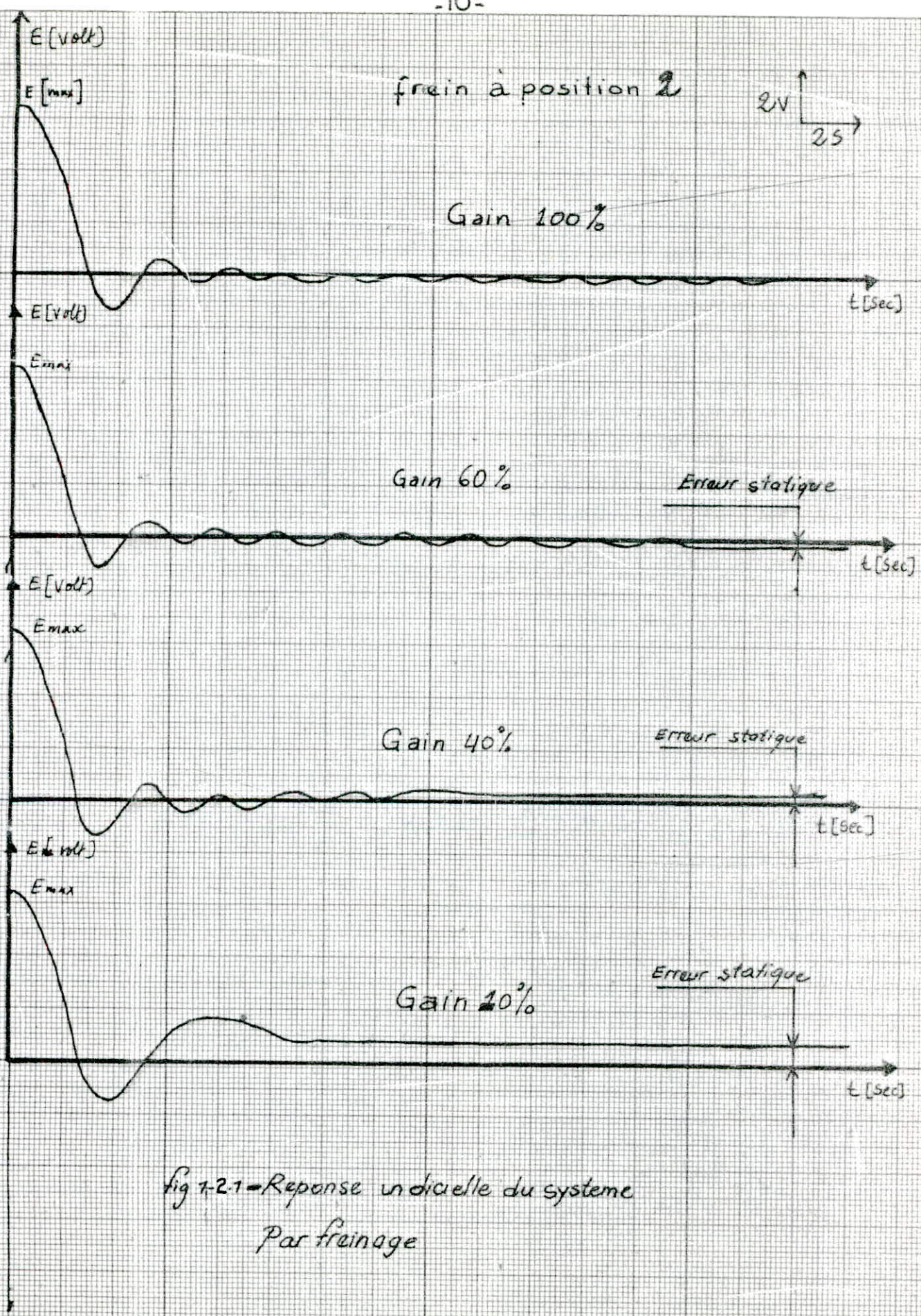


fig 7-2-1 - Reponse indicelle du systeme
Par freinage

frein à position 5

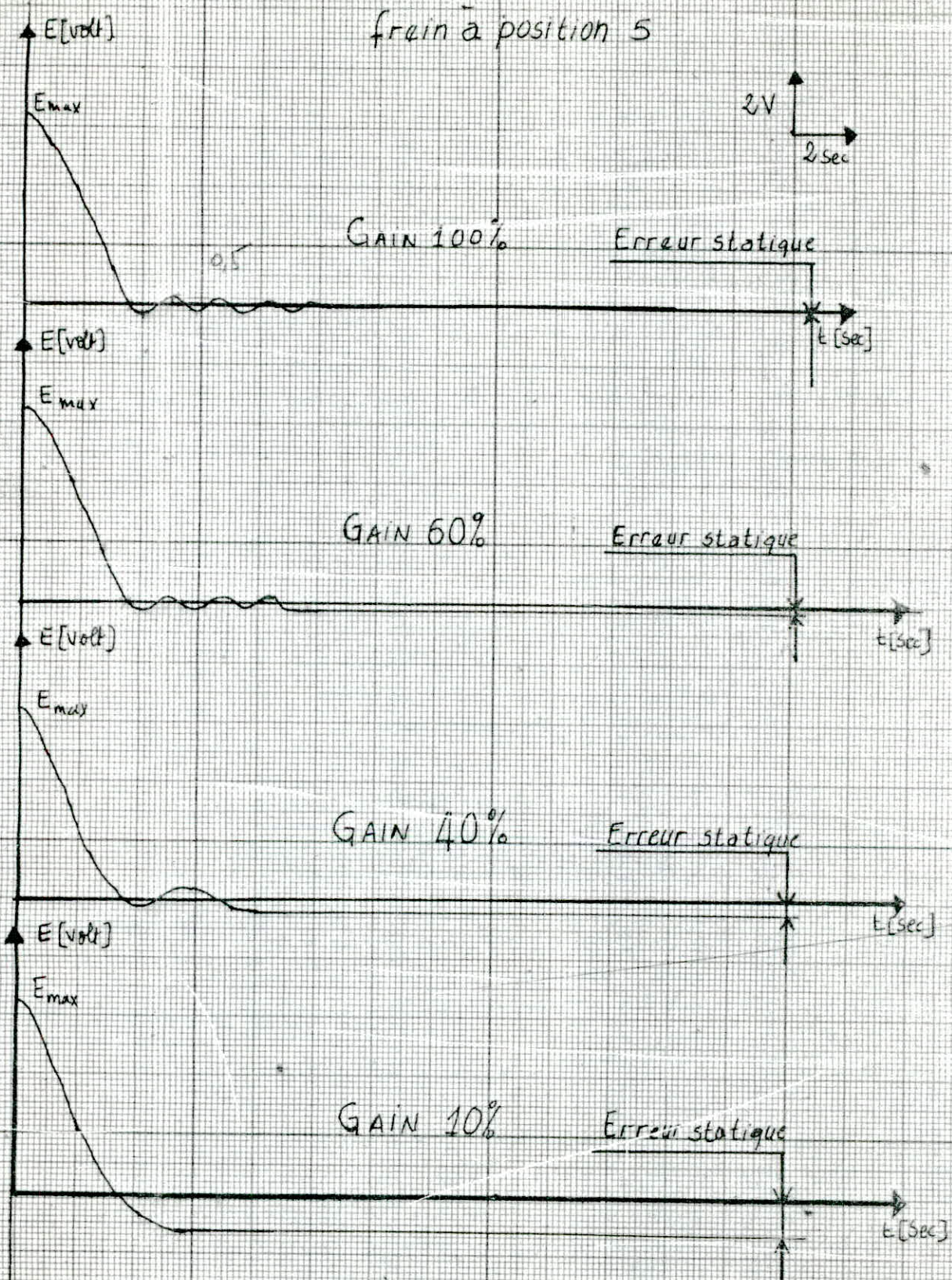


fig 1-2-2 = Responses indicielles du système par freinage.

frein à position 7

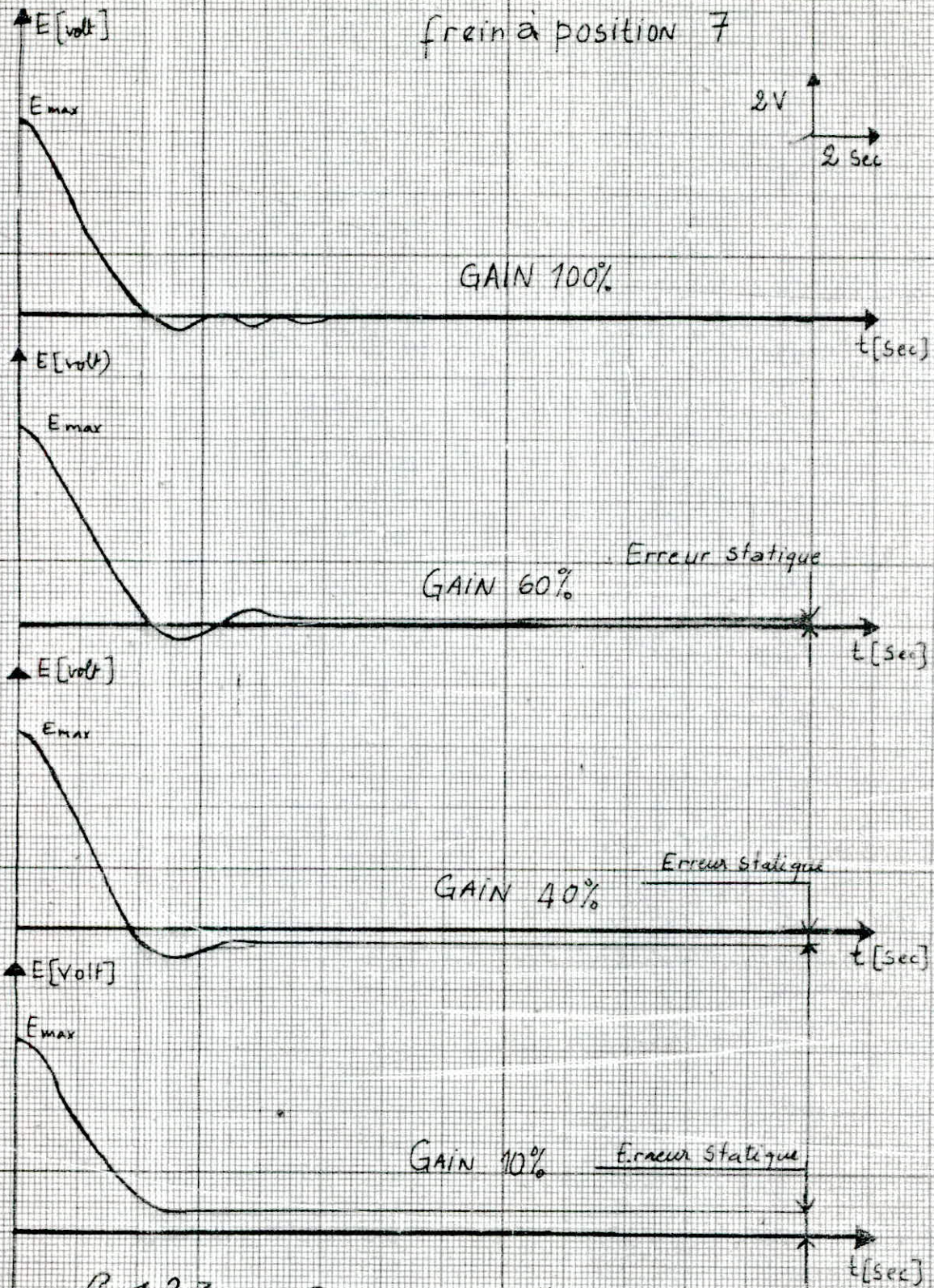


Fig 1-2-3 Reponse indicielle du systeme Par freinage

Frein a Position 10

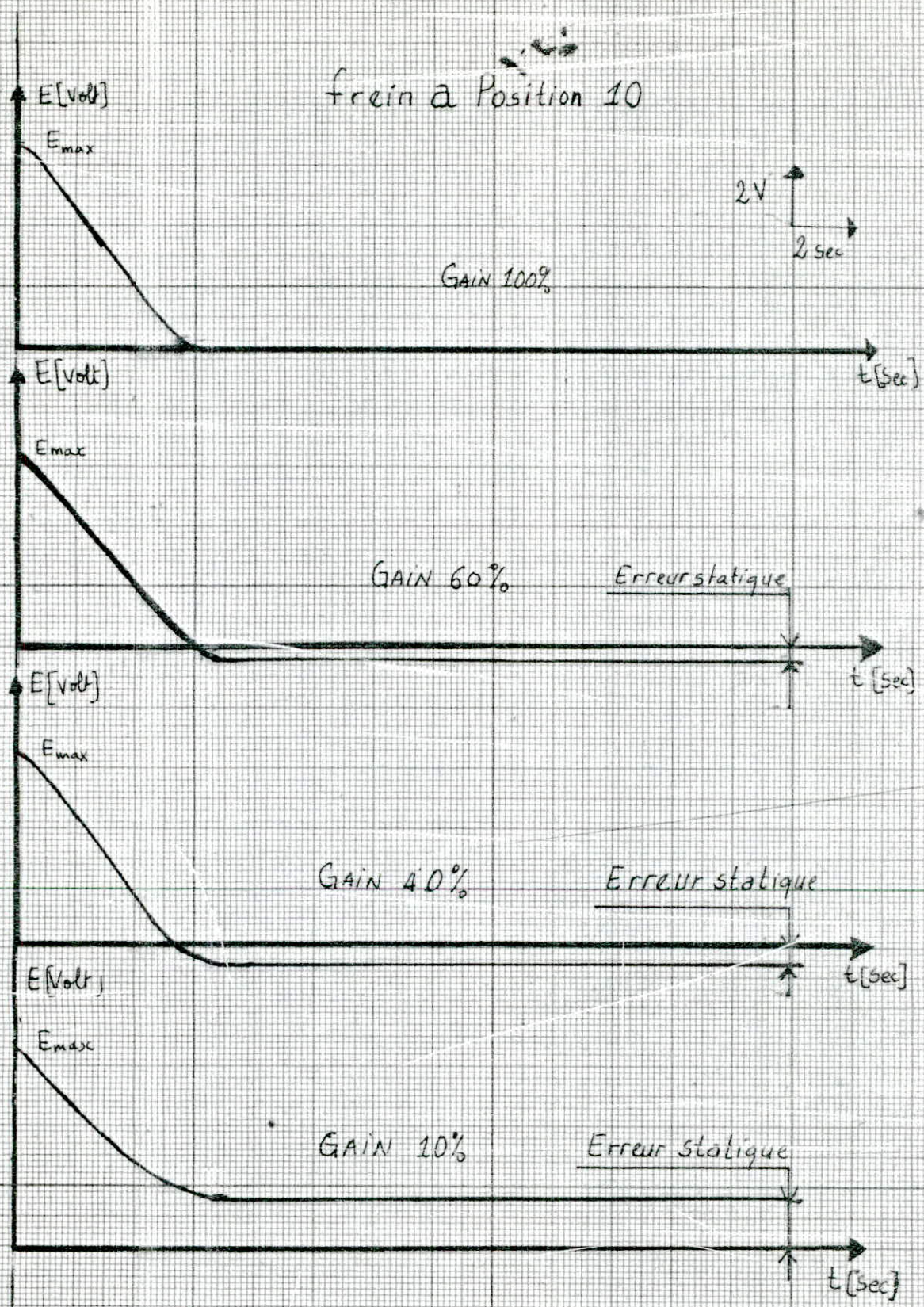


Fig 1-2-4 - Reponse indicielle du systeme
Par freinage

Tableau (1-2-1)

position du frein	0		2		5		7		10	
	Nbre de depass ^{nt} =	Erreur [VOLT]	Nbre de depass ^{nt} =	Erreur [VOLT]	Nbre de depass ^{nt} =	Erreur [VOLT]	Nbre de depass ^{nt} =	Erreur [VOLT]	Nbre de depass ^{nt} =	Erreur [VOLT]
10	2	2	2	0,8	0	1,4	0	0,8	0	1,6
40	12	0,3	9	0,3	2	0,4	1	0,4	0	0,6
60	26	0,2	18	0,2	6	0,2	2	0,2	0	0,4
100	/	0	22	0	10	0	6	0	0	0

1-2-6 INTERPRETATION DES RESULTATS

D'après le tableau ci-dessus on constate qu'en augmentant le gain de 10% à 100% le nombre de dépassement augmente et l'erreur statique diminue. Néanmoins en augmentant l'effet du frein le nombre de dépassement diminue mais l'erreur statique augmente. Prenons un exemple pour une position du frein à 2 le nombre de dépassement est de 22, l'erreur statique est de 0,3 volts pour un gain de 40%. Mais pour une position du frein à 10 le nombre de dépassement est réduit à 0, l'erreur statique est augmenté à 0,6 volt pour le même gain.

1-2-7 CONCLUSION.

Les frottements réduisent le nombre de dépassement et le système devient stable, mais l'erreur statique augmente.

MANIPULATION N°3

Effet de l'inertie sur le temps de réponse

1.3.1. OBJETIF

La manipulation consiste à étudier l'effet d'une inertie additionnelle à l'arbre principale du moteur sur le temps de réponse.

1.3.2 PRINCIPE

Comme nous l'avons déjà étudié, la constante de temps du moteur et la constante de vitesse étaient égales respectivement à :

$$\tau_m = \frac{J R_a}{F R_a + K_t K_b} ; \quad K_v = \frac{K_t K_e \cdot K_{am}}{F R_a + K_t K_b} \quad (1.3-1)$$

Puisqu'on a placé une inertie additionnelle le moment d'inertie augmente, d'où on déduit sa valeur.

$$V_e = K_a \cdot I_a + K_w ; \quad T = K \cdot I_a = J_1 \frac{d\omega}{dt} + J_2 \frac{d\omega}{dt} + F \cdot \omega$$

où: J_1 : moment d'inertie du moteur,

J_2 : moment d'inertie du disque,

donc: $T = (J_1 + J_2) \frac{d\omega}{dt} + F \cdot \omega$ en posant $J = J_1 + J_2$.

d'où on déduit finalement que

$$\begin{aligned} \tau_m'' &= \frac{J R_a}{F R_a + K_t K_b} \\ &= \frac{(30 + 41,2) \cdot 10^{-6} \cdot 4,7}{4,7 \cdot 10^4} = 0,6 \text{ sec} \end{aligned}$$

$$\text{ou } J_1 = 30 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 ; \quad J_2 = 41,2 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$R_a : 4,7 \Omega \quad F.R_a + k_t \cdot k_b = 5,7 \cdot 10^4 \frac{\text{N} \cdot \text{m}}{\text{rad}}$$

$$\text{d'où : } \omega_n = \sqrt{\frac{k_v}{\delta_m}} = \sqrt{\frac{47}{0,59}} = 8,92 [\text{rad/sec}]$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\delta_m k_v}} = 0,09495 [\text{rad}^{-1}]$$

Calculons maintenant le temps de réponse, le temps de montée et le nombre de dépassement correspondant à chaque gain.

$$\text{d'où } t_r = \frac{3}{\xi \omega_n} = \frac{3}{0,84} = 3,5 \text{ seconde.}$$

$$t_m = \text{Arctg} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{-\xi} \times \frac{1}{\omega} = \frac{2,76 \times \pi}{780 \cdot 8,9 \sqrt{1-(0,094)^2}} = 0,16 \text{ sec}$$

$$N = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi} = 5 \text{ oscillation d'où}$$

$$n_d = 2N = 10 \text{ dépassements,}$$

où n_d : nombre de dépassement.

1-3-3 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On cable les appareils comme l'indique la figure 8.3 à la page 71 du manuel "I", et on relève les réponses correspondantes à chaque gain.

1-3-4 RESULTATS

Après la manipulation on a relevé les temps de réponse et temps de montée et nombre de dépassement correspondant à chaque gain, qui sont présentées dans le tableau ci-dessous. (1-3-1) et la figure (1-3-1)

Fig 7-3-1 Reponse indicielle avec un disque additionnel

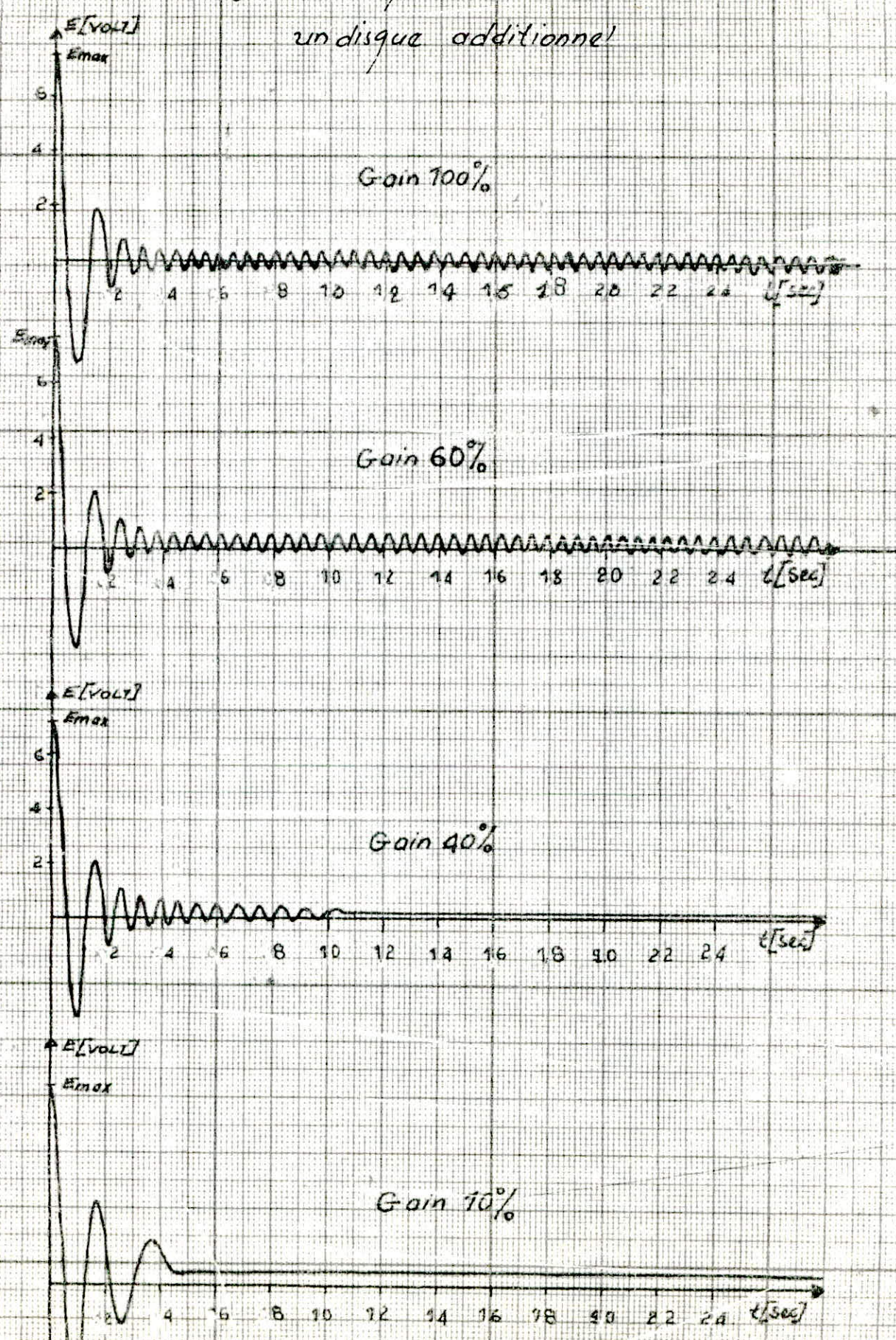


Fig. 7.2.7

Tableau 1-3-1

	THEORIQUE					PRATIQUE			
GAIN [%]	ξ [rad/s]	ω_n [rad/s]	t_r [sec]	t_m [sec]	nombre de depass ^m	$\xi \omega_n$ [1/s]	T_r [sec]	T_m [sec]	nombre de depass ^m
10	0,200	2,8	3,56	0,526	5	1,80	5	0,5	4
40	0,1416	5,95	3,56	0,24	7	1,37	4,13	0,5	22
60	0,115	6,85	3,56	0,212	8	1,33	4	0,56	instable
100	0,100	8,82	3,56	0,17	9	1,33	4	0,58	instable

1-3.5 INTERPRETATION DES RESULTATS

En comparant les réponses du système avec un système sans inertie additionnelle; on constate que le temps de réponse et de montée et nombre de dépassement sont plus grand que pour un système sans inertie additionnelle. Si on prend un exemple :

Pour un gain de 40% le " t_r " et t_m et n_d sont égaux respectivement à 4,13; 0,5s; 22 dépassements pour le système avec disque additionnelle par contre pour un système sans disque. Sont égaux à 0,4s, 0,2s, 7 dépassements.

1-3.6 CONCLUSION

L'effet d'une inertie additionnelle est d'accroître le temps de réponse de montée et nombre de dépassement car il ya une limite au couple moteur d'où en cas d'inertie additionnelle l'accélération maximum et la décélération sont réduites.

CHAPITRE 2

MESURE DES PARAMETRES
DE SYSTEME

MANIPULATION N°1

Calcul de la constante de temps du moteur

2.1.1 OBJECTIF

Le but de la manipulation est de déterminer la constante de temps du moteur et la comparer à sa valeur donnée théoriquement.

2.1.2 PRINCIPE

La constante de temps du moteur est déterminée par deux méthodes :

a) - Première méthode

Sortir une courbe ellipse de Lissajous par un enregistreur présentée dans la figure 2-1-1

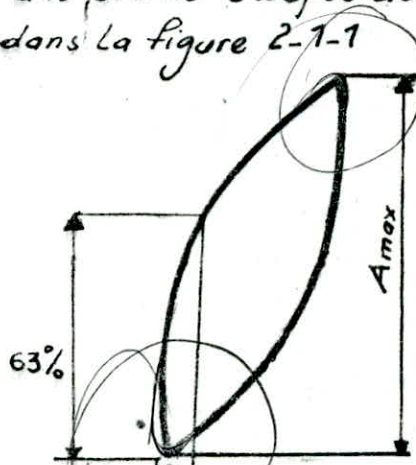


fig 2.1-1 - Courbe d'ellipse Lissajous

Comme cette courbe est une somme de deux réponses exponentielles où la deuxième réponse commence par la fin de la première réponse, on peut déduire la constante de temps du moteur tel que le rapport t/τ_m est déterminé à la 63% de la valeur

maximum, autrement dit τ_m est le temps nécessaire pour attendre 63% de la valeur maximum.

d'où : puisque la réponse ayant une forme exponentielle

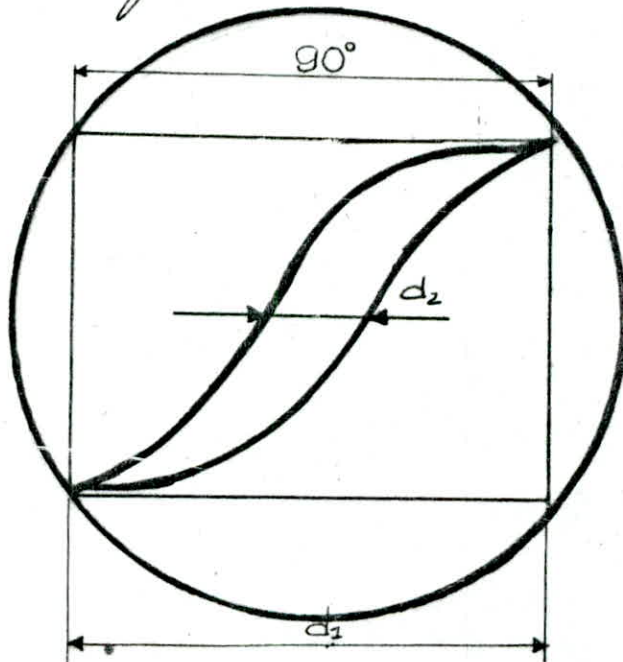
$$A = A_{max} (1 - e^{-t/\tau_m}) ; \text{ quand } t/\tau_m = 1, \frac{A}{A_{max}} = 0,63 \quad (2-1-1)$$

d'où $\frac{A}{A_{max}} = 63\%$; donc $t = \tau_m$.

b) Deuxieme methode

Nous faisons sur l'enregistreur une courbe Hysteresis pour determiner le dephasage entrée - sortie.

soit la courbe d'hysteresis :



Le dephasage est egale à $\varphi_1 = 90 \times \frac{d_2}{d_1}$ [degre] 2-1-2

Comme nous avons la transmittance du systeme en boucle ouverte on determine le dephasage " φ_2 ", où :

$$T(P) = \frac{47}{j\omega(1 + j\omega\tau_m)} , \text{ Re}(T(P)) = \frac{47\tau_m}{1 - \omega^2\tau_m^2} , \text{ Im}(T(P)) = \frac{47\omega}{-\omega^2 - \frac{4\omega^2}{\tau_m}}$$

le déphasage $\varphi_2 = \text{Arctg} \frac{1}{E_m \cdot \omega}$ Comme $\varphi_1 = \varphi_2$.

$$\text{Arctg} \frac{1}{E_m \cdot \omega} = \frac{d_2}{d_1} 90^\circ$$

Si la courbe hysteresis obtenue est unique, les fréquences d'entrée et de sortie sont égales.

2.1.3 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION.

On cable les appareils, comme l'indique la figure 2.5 du manuel d'anglais "Book 3 D.C SYNCHRO. ET. AC ADVANCED EXPERIMENTS" à la page 27, et on suit les instructions indiquées au manuel 2 "DEUXIEME PARTIE" page 58.

2.1.4 RESULTATS

Par la méthode indiquée au paragraphe "II", la première méthode et la deuxième méthode.

1) La fréquence appliquée étant de 1 Hz et la courbe (2-1-1) obtenue est unique alors les fréquences d'entrée et de sortie sont égales.

: $f_1 = f_2$ f_1 : fréquence d'entrée, f_2 : fréquence de sortie.

d'où $T_1 = T_2 = \frac{1}{f_1} = 1 \text{ s.}$

à la 63% le temps "t" étant égale à 0,24 s donc $E_m = t = 0,24 \text{ seconde}$

2) Par la courbe d'hysteresis obtenue 2.2.2. on déduit que:

$$f_1 = 1 \text{ Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi f_1 = 2\pi \text{ rad/s}$$

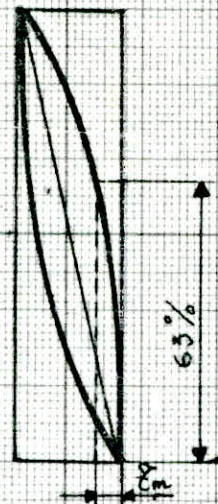


fig 2-1-1 courbe Lissajous

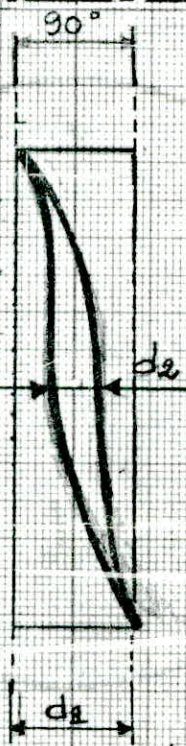


fig 2-1-2 courbe hysteresis

Calculons le déphasage entrée - sortie par la courbe d'hysteresis.

d'où : $d_1 = 17\text{mm}$ $d_2 = 6\text{mm}$

donc : $\varphi_1 = 90 \times \frac{6}{17} = 31,75^\circ$

Comme la courbe d'hysteresis est deduite à la frequene f egale à 1Hz donc la pulsation est egale à $2\pi f$

$$\omega = 2\pi \cdot 1 = 6,28 \text{ rad/sec.}$$

d'où : $\varphi_2 = \text{Arctg} \frac{1}{\tau \omega}$

Comme $\varphi_1 = \varphi_2 \Rightarrow \text{Arctg} \frac{1}{\tau \omega} = 31,75^\circ$ ce qui donne.

$$\frac{1}{\tau \times 6,28} = 0,618 \text{ ce qui donne. } \tau = \frac{1}{6,18 \cdot 6,28} = 0,257\text{s}$$

2.1.5 INTERPRETATION

La constante du temps du moteur etant donne de 0,25s, alors par la premiere methode appliquee on determine que la constante de temps est bien egale 0,245 et par la deuxieme methode est egale à 0,257s. Ces deux valeurs sont proche de la valeur theorique.

2.1.6 CONCLUSION.

Les resultats experimentaux concordent avec la theorie.

MANIPULATION N° 2

Mesure de La Constante de vitesse

2.2.1 OBJECTIF

Le but de la manipulation est la détermination de la constante de vitesse "K_v" qui détermine à quelle vitesse l'arbre de sortie doit tourner pour atteindre la vitesse de l'arbre d'entrée.

2.2.2 PRINCIPE.

La constante de vitesse est un facteur très important dans la détermination du régime permanent suivant la précision et qui affecte la valeur du lien géométrique de la courbe en boucle ouverte.

D'après la manipulation n°1 on a constaté que :

$$K_v = \frac{K_e \cdot K_{AMP} \cdot K_s}{N} = \quad (2.2-1)$$

$$K_v = \frac{0,1 \times 25 \times 247 \times 180}{30 \cdot 25 \cdot \pi}$$

où : $K_e = 0,1 \text{ V/[degré]}$; $K_{AMP} = 25$; $K_s = 247 \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}$.

Pour définir la constante de vitesse, on considère un asservissement de position dont la transmittance en chaîne ouverte est de type :

$$T(P) = \frac{K}{P(1 + \tilde{E}_m P)}$$

d'où la constante de vitesse K_v est définie comme étant :

$$\lim_{P \rightarrow 0} T(P) = \lim_{P \rightarrow 0} T(P) = \lim_{P \rightarrow 0} \frac{K}{P(1 + \tilde{E}_m P)} = K$$

On constate que la constante de vitesse K_v à déterminer correspond à la constante de vitesse de fuit précédemment.

2.2.3 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On branche les appareils, comme est indiqués à la figure 6.5 du manuel "1" (première partie) et on suit la description citée au manuel "2".

2.2.4 RESULTATS

En déplaçant la position du curseur du potentiomètre d'entrée dans le sens des aiguilles d'une montre on trouve que le curseur du potentiomètre de sortie tourne dans le même sens à une vitesse de 7 tours/seconde pour un angle de 13° et de 17° pour le potentiomètre d'entrée dans le sens contraire pour que le potentiomètre de sortie tourne de 1 tours/seconde.

$$\text{d'où} \quad + 7 \text{ tour/seconde} \quad \theta_{e_2} = 13^\circ [\text{degre}]$$

$$- 7 \text{ tour/seconde} \quad \theta_{e_2} = 17^\circ [\text{degre}]$$

$$\text{et comme:} \quad K_v = \frac{\Delta \pi}{\theta_m / 57^\circ} \quad \text{où:} \quad \theta_m = \frac{\theta_{e_1} + \theta_{e_2}}{2}$$

$$\text{d'où:} \quad \theta_m = \frac{13 + 17}{2} = 15 [\text{degre}] \quad \Rightarrow \quad K_v = \frac{\Delta \pi}{15/57} = 47,75$$

$$\text{donc} \quad K_v = 47,75 \frac{\text{rad/sec. sur l'arbre de sortie}}{\text{erreur} [\text{rad/in}]}$$

2.2.5 INTERPRETATION

La valeur de K_v ainsi déterminée s'approche de la

valeur déterminée théoriquement, mais on remarque qu'il existe une différence due aux erreurs de lecture qui sont parfois inévitables et à certains composants introduits intentionnellement pour filtrer les signaux non désirés tel que le bruit et l'instabilité provenant de l'alimentation.

2.2.6 CONCLUSION.

On constate donc que les résultats expérimentaux concordent avec la théorie.

MANIPULATION N° 3

Calcul de l'erreur dynamique

2.2.1 AVANT PROPOS

Tant que la partie transitoire de la réponse d'un système asservis à une entrée quelconque possède une valeur non négligeable, le terme ϵ_s caractérise ce qu'on appelle la précision dynamique du système asservis.

Une entrée échelon de vitesse peut caractériser le régime transitoire du système asservis.

2.2.2 OBJECTIF

La manipulation est destinée à déterminer l'erreur dynamique en appliquant une entrée rampe tant que l'erreur de réponse est invariante à n'importe quel signal d'entrée.

2.2.3 PRINCIPE

Comme nous avons donné une entrée rampe, nous sommes tenus à déduire la fonction de transfert, réponse indicielle.

a) Fonction de transfert.

L'équation différentielle du système est :

$$I_m \frac{d^2\theta_s}{dt^2} + \frac{d\theta_s}{dt} + K_v \theta_s = K_v \theta_e$$

alors l'entrée est échelon de vitesse de forme $\theta_e(t) = at$
sa fonction de Laplace est comme suit :

$$\theta_e(p) = \frac{a}{p^2}$$

$$\theta_s(p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2) = \omega_n^2 \frac{a}{p^2} \cdot \theta_e(p)$$

$$\frac{\theta_s(p)}{\theta_e(p)} = F(p) = \frac{\omega_n^2 \cdot a}{p^2 (p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2)} \quad (2.3-1)$$

b) Réponse indicielle.

Par la méthode de Laplace la réponse indicielle du système est:

$$\theta_s(t) = t - \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{1}{\omega_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \varphi) \quad (2.3-2)$$

tel que le déphasage $\varphi = 2 \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi} \quad (2.3-3)$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{Z_m \times K_V}} = 0,145 \text{ grad}^{-1}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_V}{Z_m}} = \sqrt{\frac{47,17}{0,25}} = 13,7 \text{ rad/s}$$

$$\varphi = 2 \arctg \frac{\sqrt{1-(0,145)^2}}{-0,145} = -163^\circ$$

$$\theta_s(t) = t - 0,0210 + 0,0736 e^{-2t} \sin(13,58t + 163^\circ) \quad (2.3-4)$$

Comme l'entrée est de 100° qui correspond à $\frac{100\pi}{180} \text{ rad}$

$$\theta_s(t) = \frac{100\pi}{180} t - \frac{21}{180} \pi + 0,04\pi e^{-2t} \sin(13,58t + \frac{163\pi}{180})$$

c) Détermination de l'erreur dynamique.

La transmittance du système en boucle ouverte $T(p)$

$$\frac{\theta_s(p)}{E(p)} = T(p) = \frac{K_V}{p(1 + Z_m p)}$$

Puis que:

$$\theta_s(p) = E(p) - E(p)$$

$$\frac{\theta_s(P)}{E(P)} = T(P) = \frac{E(P) - E(P)}{E(P)} \quad \text{tel que nous donne.}$$

que l'erreur dynamique $\epsilon_v = \frac{a}{K_v} \quad (2-3-5)$

$$K_v = \lim_{P \rightarrow 0} P T(P) = K_v$$

Exemple que nous allons; appliquons une fréquence de 7 Hz. ce qui correspond à $a = \frac{100\pi}{780.05}$ alors l'erreur dynamique pour un gain de 100% qui correspond à $K_v = \frac{47,73 \text{ rad/secon sur l'arbre de sortie}}{\text{Erreur [radian]}}$.

$$\epsilon_v = \frac{a}{K_v} = \frac{100 \cdot \pi}{780.05 \cdot 47,73} = 0,073 \text{ rad/s}, \quad \epsilon_v = 0,073 \times K_e \times \frac{180}{\pi}$$

$$\epsilon_v = 0,478 \text{ volt sur le transducteur.}$$

d'après ce qu'on vient de voir qu'en diminuant le gain l'erreur dynamique augmente; car pour un gain de 50%, nous aurons $\epsilon_v = a \frac{1}{0,5 K_v} = 0,82 \text{ volt}$.

2-2-4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION:

On branche les appareils comme indiquée dans la figure 6.5 du manuel "1" page, sauf au lieu d'un potentiomètre d'entrée on branche un générateur de fréquence; pour qu'on puisse appliquer un signal rampe, et un enregistreur au lieu d'un oscilloscope, tel que cet enregistreur peut capter l'erreur à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Ainsi que nous aurons les descriptions indiquées.

au manuel "2", rele vous les réponses pour différentes gain pour différentes valeurs de constante de vitesse "Kv".

2.2.5 RESULTATS

Les résultats sont indiqués sous formes d'un tableau 2.3.1 et graphes présentés dans la figure 2.3.1

Gain [%]	Théorique		Expérimentale	
	ω_v [radian/s]	E_v [VOLT]	ω_v [radian/s]	E_v [VOLT]
10	0,73	4,00	0,740	0,80
50	0,74	0,82	0,705	0,60
100	0,073	0,4	0,07	0,4

2.2.6 INTERPRETATION.

D'après les figures qui sont représentées nous admirons que le signal tend à s'approcher du signal d'entrée, puisque la vitesse d'entrée est constante et la vitesse de sortie tend à s'approcher de la vitesse de l'arbre de sortie du moteur mais qui se trouve décalée d'une valeur constante.

2.2.7 CONCLUSION.

L'augmentation du gain améliore les précisions dynamique ce qui est conforme à la valeur $\frac{a}{K}$

Ce qui met les résultats expérimentaux, en accord avec la théorie.

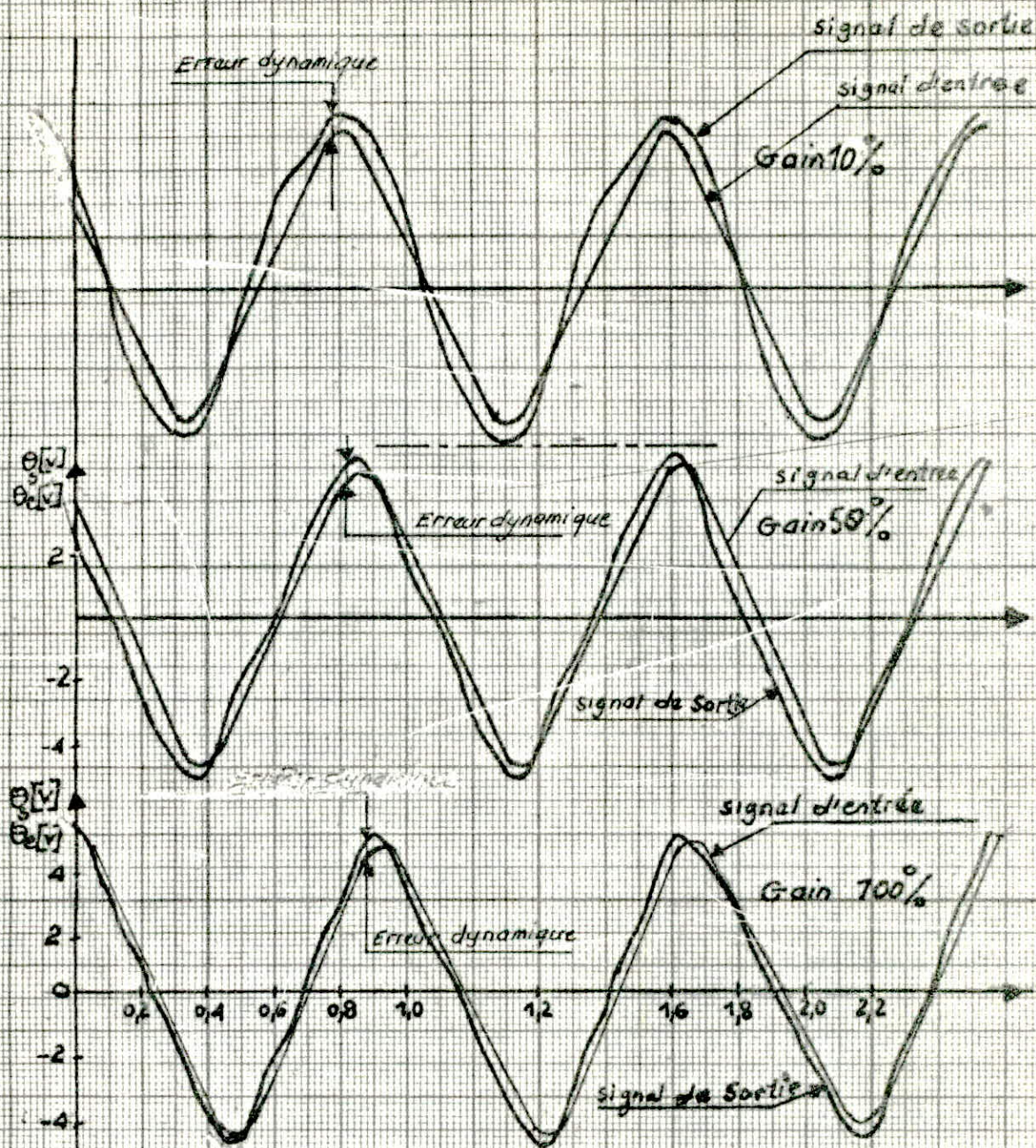


Fig 2.3.1 - Reponses indicielles du systeme
à une entrée échelon de vitesse

MANIPULATION N°4

Etude de l'instabilité.

2.2.1 AVANT PROPOS

Le système est dit instable quand il continue à osciller sans arrêt aux voisinage d'un point désiré.

2.2.2. OBJETIF

Cette manipulation a pour objectif d'étudier l'effet d'une constante de temps additionnelle sur un système au point de vue stabilité.

2.2.3 PRINCIPE

En introduisant une constante de temps τ_2 au système nous aurons une transmittance en boucle ouverte de forme:

$$T(p) = \frac{K_v}{p(1 + \tau_m p)(1 + \tau_2 p)} \quad \text{tel que } \tau_2 = 0,7 \text{ sec, } \tau_m = 0,25$$

2.2.3.A Tracée du diagramme de Nyquist.

$$T(j\omega) = \frac{K_v}{j\omega(1 + 0,7j\omega)(1 + 0,25j\omega)} \quad (2.4.1)$$

La valeur de la partie réelle $\text{Re}(T(j\omega))$

$$\text{Re}(T(j\omega)) = \frac{K_v \cdot \omega^2 (\tau_m + \tau_2)}{-\omega^2 [1 - \omega^2 \tau_m \tau_2 - \omega^2 (\tau_m + \tau_2)^2]} \quad (2.4.2)$$

La partie imaginaire $\text{Im}(T(j\omega))$

$$\text{Im}(T(j\omega)) = \frac{-K_v j\omega (\tau_m \tau_2 \omega^2 - 1)}{-\omega^2 [1 - \omega^2 \tau_m \tau_2 - \omega^2 (\tau_m + \tau_2)^2]} \quad (2.4.3)$$

Puisque le système est instable quand il atteint le point $\text{Re} = -1$, déterminons les valeurs de K_v et ω sur lesquelles

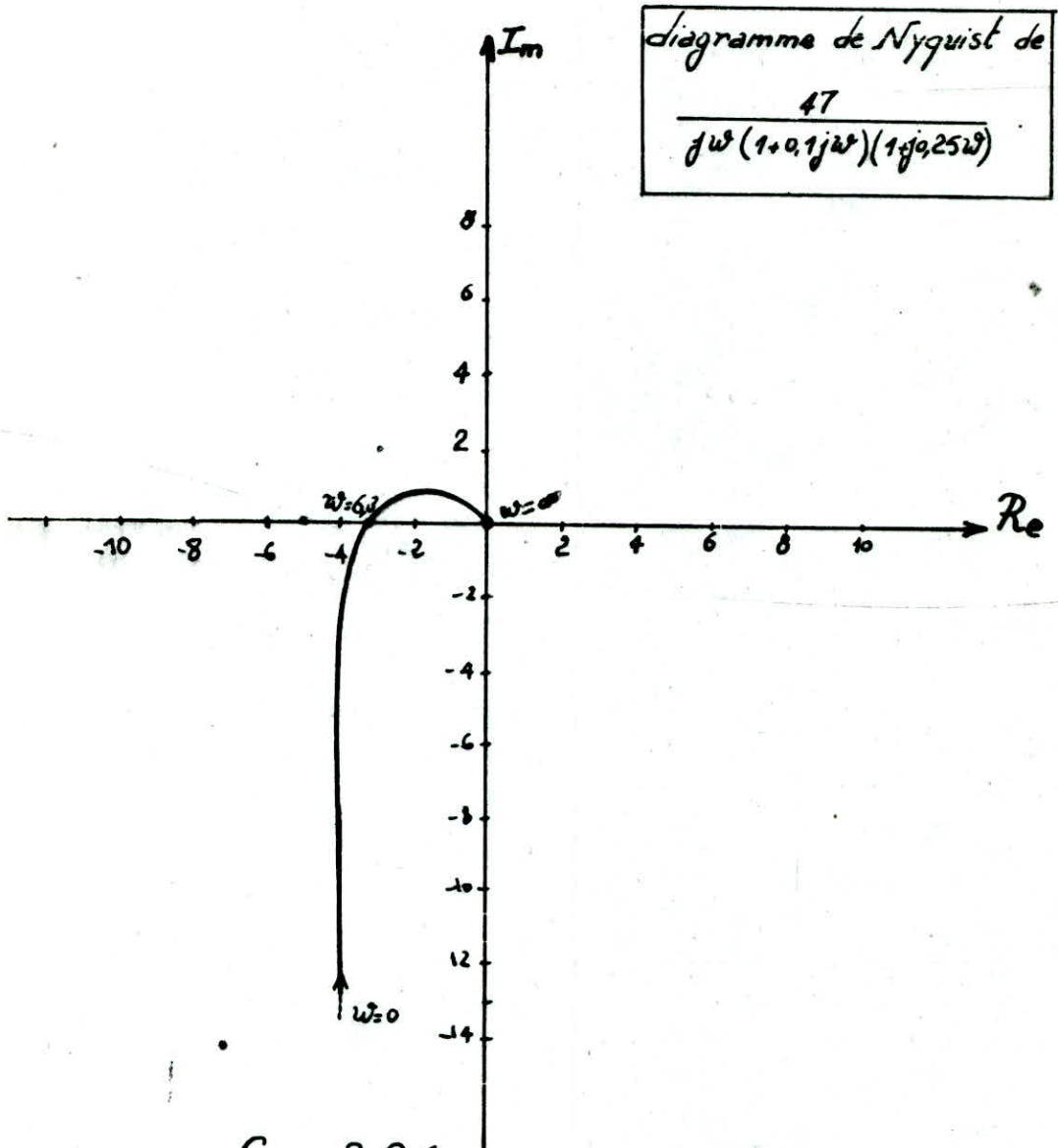


fig- 2.2.1 -

la partie réelle et l'imaginaire doit s'annuler

$$y_{Im} = \frac{K_v j\omega (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2)}{-\omega^2 [1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2 - \omega^2 (\tau_1 + \tau_2)^2]} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$$

alors $Re = \frac{-K_v \tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$, le diagramme de Nyquist passe par l'axe réel par cette valeur.

alors le système devant être instable au point $Re = -1$ qui

$$\text{correspond } \frac{-K_v \tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} = -1 \Rightarrow K_v = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2}$$

condition de stabilité

$$K_v < \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} \Rightarrow K_v < \frac{0,25 + 0,1}{0,25 \times 0,1} = 14 \text{ s}^{-1}$$

et comme le gain est réglable par l'élément Atténuateur

$$K_v = \frac{K_e \times K_{AM} \times K_{AH} \times K_s}{N} \Rightarrow K_{AH} = \frac{K_v \cdot N}{K_e \times K_{AM} \cdot K_s} = 29\%$$

La valeur de déphasage là où K_v est limite $\omega = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$

$$\varphi = \text{Arctg} \frac{\omega (1 - \tau_1 \tau_2 \omega^2)}{\omega^2 (\tau_1 + \tau_2)} = -180^\circ$$

2-2-4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION.

On monte les appareils comme indiqué à la figure 5.2 du manuel (BOOK 3) et on suit la démarche décrite au manuel "2" (Deuxième partie)

2-2-5 RESULTAT

La courbe lissajous à 90° est obtenue à une fréquence de 1 Hz. La courbe lissajous dont les deux sommets sont sur un même axe signifie que le déphasage entrée-sortie égale à 90° , et si c'était une seule courbe ça signifie que les fréquences de la sortie et entrée sont égales.

- DETERMINATION DE LA PULSATION

soit $F(p)$ la transmittance du système en boucle fermée

$$F(p) = \frac{K_v}{K_v + p + p^2(\tau_2 + \tau_m) + \tau_m \tau_2 \cdot p^3} \quad (2-4-4)$$

$$F(p) = \frac{K_v}{(p+14)(0,025p^2+1)} \Rightarrow \omega_n = \sqrt{\frac{1}{0,025}} = 6,32 \text{ rad/s}$$

ce qui correspond à $f = \frac{2\pi}{\omega_n} = 1 \text{ Hz}$.

tel que: f : fréquence

- DETERMINATION DE "K_v"

* En faisant tourner le potentiomètre de sortie jusqu'au ou il attend une vitesse de 1 tour/sec la valeur de θ correspondant

+ $\theta = 51^\circ$ pour une vitesse 1 tour/sec.

- $\theta = 49^\circ$ pour une vitesse -1 tour/sec.

$$\theta_m = \frac{\theta^+ + \theta^-}{2} = 50^\circ$$

$$K_v = \frac{4\pi}{50/57} = 14,32 \frac{\text{radian/sec sur l'arbre de sortie}}{\text{Erreur [radian]}}$$

* On fait croître le gain jusqu'à obtention de l'instabilité; on relève la valeur de ce gain.

$K_{atten} = 30\%$. ce qui correspond à

$$K_v = 47,17 \times 0,3 = 14,15 \frac{\text{rad/sec sur l'arbre de sortie}}{\text{Erreur [radian]}}$$

2-2-5 INTERPRÉTATION

D'après cette étude on a conçu qu'en appliquant une constante de temps additionnelle, le diagramme

de Nyquist coupe l'axe réelle en un point quelconque pour une valeur de pulsation $\omega_n = 2\pi f = 6,28 \text{ rad/sec}$.
A cette fréquence si on augmente le gain, on remarque que pour un gain de 30% le système devient instable qui correspond à $K_v = 14,17$ par, contre si on applique la méthode théorique on trouve $\omega_n = \sqrt{\frac{1}{0,025}} = 6,32 \text{ rad/s}$ ce qui correspond à la valeur expérimentale.

2-2-7 CONCLUSION

D'après cette interprétation, on a conçu qu'en appliquant une constante de temps additionnelle, le diagramme de Nyquist de la transmittance en boucle ouverte coupe l'axe réelle en dehors de l'origine ce qui correspond à une certaine valeur de la pulsation et de la constante K_v au delà desquelles le système devient instable, où ces valeurs de ω_n et K_v correspondent exactement à celles déterminées théoriquement.

Donc, les résultats expérimentaux sont accord avec la théorie.

CHAPITRE 3

ETUDE DE LA COMPENSATION

a

MANIPULATION N° 1

Application du réseau "avance de phase"

3.1-1 AVANT PROPOS

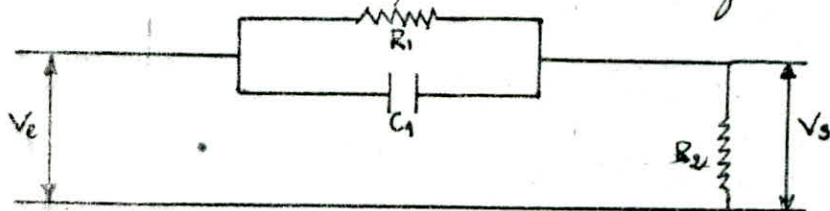
Dans les systèmes étudiés précédemment, il y avait une relation directe entre K_v et le nombre de dépassement, chaque fois qu'on augmente K_v le nombre de dépassement augmente à cause de la fréquence de résonance à laquelle elle est soumise, la vitesse de réponse ne peut pas s'accroître indéfiniment. Afin d'améliorer ces performances, on introduit des réseaux additionnels.

3.1-2 OBJET

Le but de cette manipulation est d'introduire un réseau de compensation à avance de phase, et avec une série de ces réseaux sur le système en instabilité précision et temps de réponse.

3.1-3 PRINCIPE

Les réseaux avance de phase ont une forme comme suit:



$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2}{R_1 + (R_2 / (1 + R_2 C_1 P))} = \frac{R_2 (1 + R_1 C_1 P)}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 P} = G_0 \frac{(1 + R_1 C_1 P)}{1 + G_0 T_0 P}$$

Posons $\frac{V_s(P)}{V_e(P)}$ sous forme:

$$F(P) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{a} \cdot \frac{1 + 0 \cdot CP}{1 + CP} = \frac{R_2}{R_1 + [R_1 / (1 + R_1 CP)]} \quad 3-1-1$$

où $a = 1 + \frac{R_1}{R_2}$: facteur d'avance de phase.

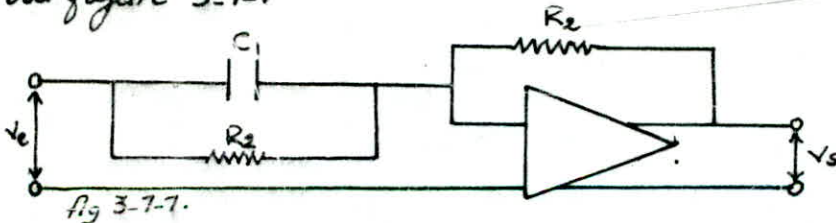
$$\tau = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tau_c \quad \text{ou} \quad \tau_c = R_1 C$$

si l'on fait $R_2 \ll R_1$, on aurait $\tau \approx R_2 C$, $a \approx \frac{R_1}{R_2} \gg 1$

$$\text{donc } F(P) = \frac{CP}{1 + CP} \Rightarrow V_s(t) = V_e \bar{e}^{-t/\tau}$$

Si l'on fait $\tau \ll 1$, on obtient $F(P) \approx CP$ i.e. un système dérivateur pur

L'utilisation d'un amplificateur opérationnel transforme le circuit d'origine en un système proportionnel et dérivé (P.D) voir figure 3-1-7



$$\tau_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 CP}$$

$$F(P) = -\frac{R_2}{\tau_1} \Rightarrow F(P) = -\frac{R_2}{R_1} (1 + R_1 CP) \quad (3-1-2)$$

Si l'on choisit $R_1 = R_2 = R$ il vient $F(P) = 1 + CP$.
au signe près avec $\tau = RC$, on a donc un système proportionnel et dérivé.

Appliquons une série de valeurs des constantes de temps $\tau_i = R_i C_i$.

3-1-3-1 Exemple

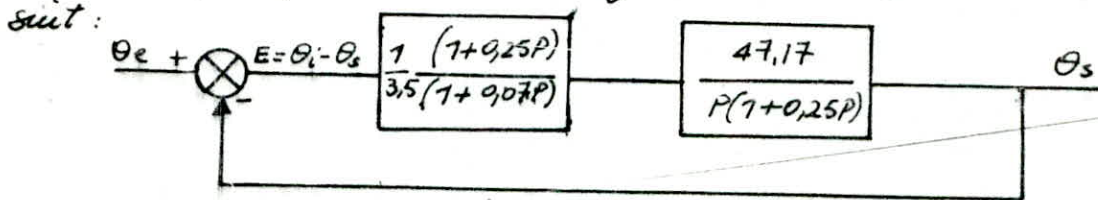
Pour une valeur de $R_1 = 25 \text{ K}\Omega$ et $C_1 = 10 \mu\text{F} \Rightarrow$

$\tau = R_1 C_1 = 0,25 \text{ sec}$, et une valeur de $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$ qui correspond à la valeur maximale de l'atténuateur.

La transmittance du réseau compensateur est:

$$\frac{V_s}{V_e} = 0,285 \frac{(1+0,25P)}{1+0,07P} = \frac{1}{3,5} \frac{(1+0,25P)}{(1+0,07)}$$

Le schéma fonctionnel du système est représenté comme suit:



La transmittance du système en boucle ouverte est $T(P)$

$$T(P) = \frac{\theta_s(P)}{E(P)} = \frac{72,6}{P(1+0,07P)} \quad (3-1-3)$$

La fonction de transfert en boucle fermée $F(P)$ est:

$$F(P) = \frac{72,6}{72,6 + P + 0,07P^2} \quad (3-1-4)$$

a) - Détermination de la réponse indicielle

Déterminons la pulsation et le coefficient d'amortissement

- Pulsation " ω_n "

$$\omega_n = \sqrt{\frac{72,6}{0,07}} = 13,41 \text{ rad/s}$$

- Coefficient d'amortissement

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n \cdot \tau'} = 0,532 \text{ rad}^{-1} \quad \tau' = 0,07 \text{ seconde}$$

D'où finalement la réponse indicielle $\theta_s(t)$:

$$\theta_s(t) = 1 - E e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega_n t + \varphi)$$

Les conditions initiales $\theta_s(0) = 0$, $\dot{\theta}_s(0) = 0$.

d'où on a déduit : $\theta_s(t) = 1 - 1,18 e^{-7,14 t} \sin(17,3,2 t + 57^\circ)$

Comme θ_c (l'angle d'entrée) étant égale à $\frac{\pi}{2} \Rightarrow$

$$\theta_s(t) = 1 - 1,18 e^{-7,14 t} \sin(17,35 t + 57^\circ). \quad (3.1.5)$$

b) - Calcul de rapidité

La rapidité est caractérisé par le temps de réponse et le temps de montée et nombre de dépassement.

- Temps de réponse.

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour atteindre 95 pour cent de la valeur finale.

$$t_r = \frac{3}{\xi \omega_n} = 0,422 \text{ sec.}$$

- Temps de montée.

Le temps de montée est le temps au bout duquel le premier dépassement rejoint la valeur finale.

$$\tan \omega t_m = \frac{3 \sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} = 1,59 \Rightarrow \omega t_m = \frac{722 \times \pi}{180} = 2,13 \text{ rad}$$

$$t_m = 0,159 \text{ sec}$$

- Nombre de dépassement

$$N = \frac{3 \sqrt{1 - \xi^2}}{2\pi \xi} = 0,75 \text{ oscillation}$$

$$n_d = 2N = 2 \text{ dépassements}$$

c) - Etude de stabilité.

Cette étude est faite par le tracé du diagramme de Bode, et en déterminant la marge de phase "voir fig. 3.1-2"

D'après ce diagramme on déduit que la marge phase $\varphi_m = 50^\circ$ alors le système est stable, ainsi que la fréquence de coupure $\omega_c = 12,6 \text{ rad/s}$.

$$\omega_c = 12,6 \text{ rad/s} \Rightarrow f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 2 \text{ Hz.}$$

tel que f_c : fréquence de coupure.

d) - Calcul de la phase correctrice.

Prenons que le réseau compensateur est de forme

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{a} \frac{1+a\tau p}{1+\tau p}, \text{ avec } a > 1 \quad (3.1-6)$$

Dans notre système nous avons un réseau de forme:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{a} \left(\frac{1+a\tau p}{1+\tau p} \right) \text{ où: } a = 3,5. \quad \tau = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$$

Le déphasage φ égal.

$\varphi = \text{Arctg} a\tau\omega - \text{Arctg} \tau\omega$ pour une valeur de pulsation de coupure de coupure $\omega_c = 12,6 \text{ rad/s}$.

$$\varphi = 72,38^\circ - 42^\circ = 30,38^\circ.$$

Le déphasage φ_m

$$\varphi_m = \arcsin \frac{a-1}{a+1} \quad a = 3,5 \quad (3.1-7)$$

$$\varphi_m = \arcsin \frac{3,5-1}{3,5+1} = 33,90^\circ$$

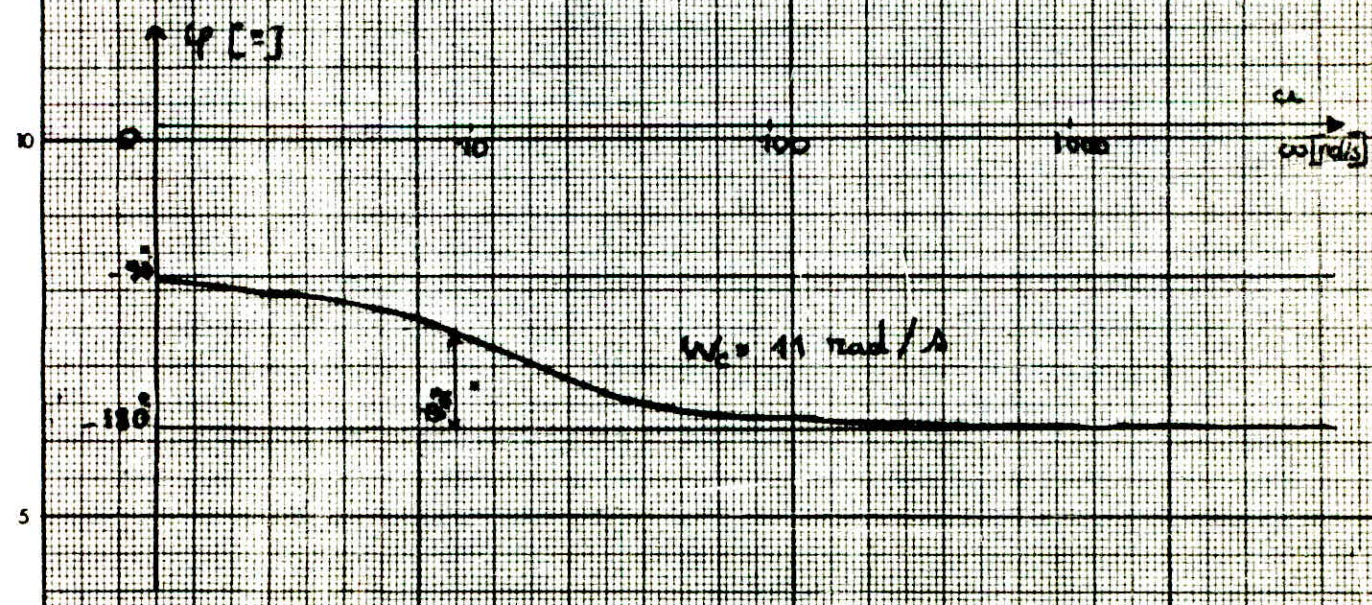
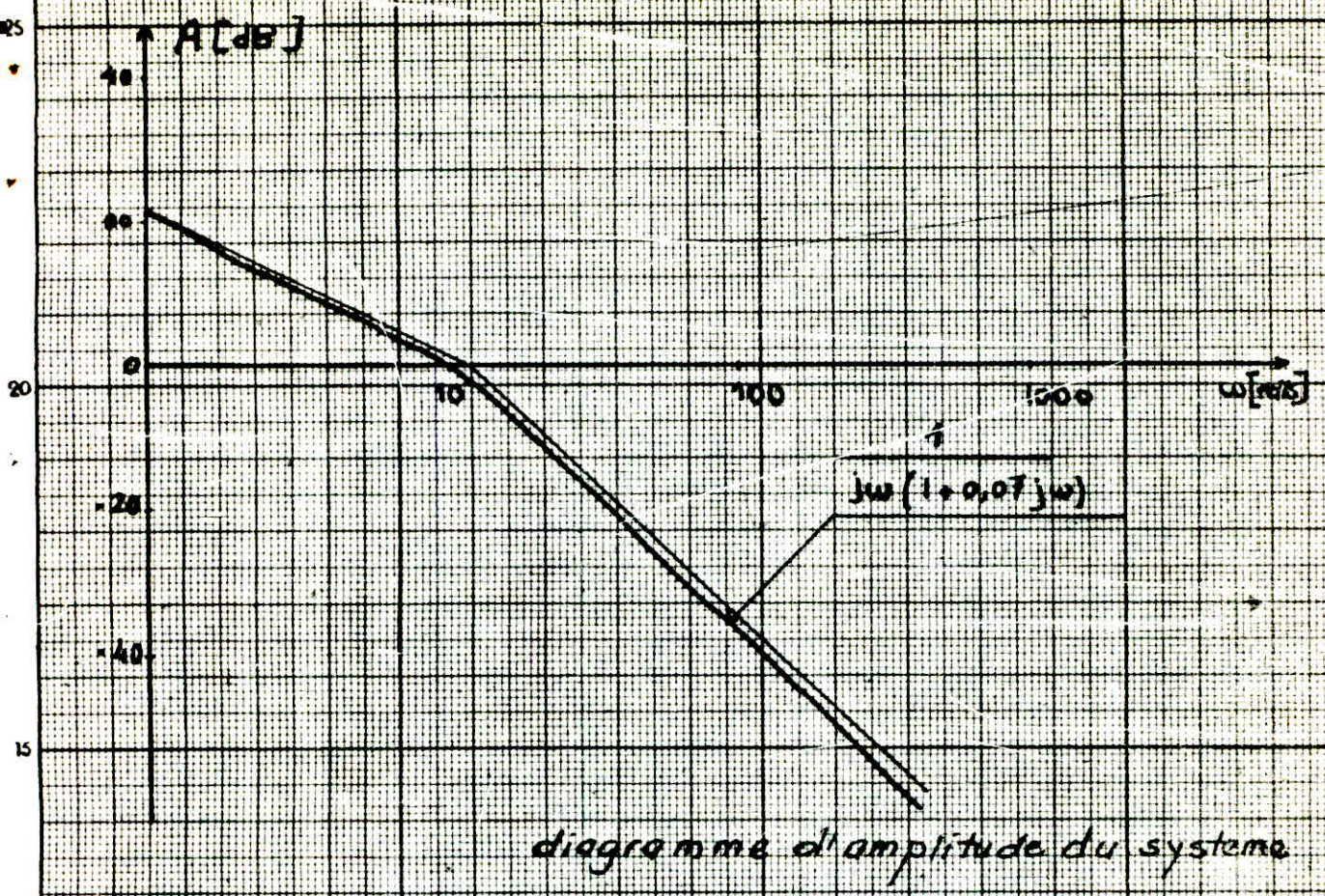


fig 3.1.2 - Diagramme de phase du systeme

3.1-4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On cable les appareils comme l'indique la figure 6.5 du manuel 1 et on introduit les reseaux de differentes valeurs de Constante de temps, entre l'attenuateur et l'amplificateur operationnel, et on trace la reponse par un enregistreur, et on releve le temps de reponse, le temps de montée et le nombre de depassement de chaque reseau.

3.1-5 RESULTATS

Par les differents reseaux qu'on a applique, on releve le temps de reponse et le temps de montée correspondant à chacun sous forme du tableau 3.1.1 et par les figures 3.1-3, 3.1-4

Tableau 3.1.1

	Sans Correction		Avec correction	
	Experimentale		Experimentale	
Reseau Compensateur	t_m [sec]	t_r [sec]	t_m [sec]	t_r [sec]
0,208 $\frac{1+3,8P}{1+0,791P}$	0,2	0,4	/	0,45
0,454 $\frac{1+6,54P}{1+1,2P}$	0,2	0,4	/	0,42
$\frac{1}{16}$ $\frac{1+0,75P}{1+0,04687P}$	0,2	0,4	/	0,32
$\frac{1}{25}$ $\frac{1+0,075P}{1+0,03P}$	0,2	0,4	/	0,32
$\frac{1}{25}$ $\frac{1+0,278P}{1+0,2175P}$	0,2	0,4	0,16	0,26
$\frac{1}{7,5}$ $\frac{1+0,66P}{1+0,507P}$	0,2	0,4	0,16	0,28

Puisque nous avons relevé le temps de montée et temps de reponse de chaque reseau, nous sommes tenus à relever l'etat de chaque systeme ainsi que la pulsation et le dephasage de chacun

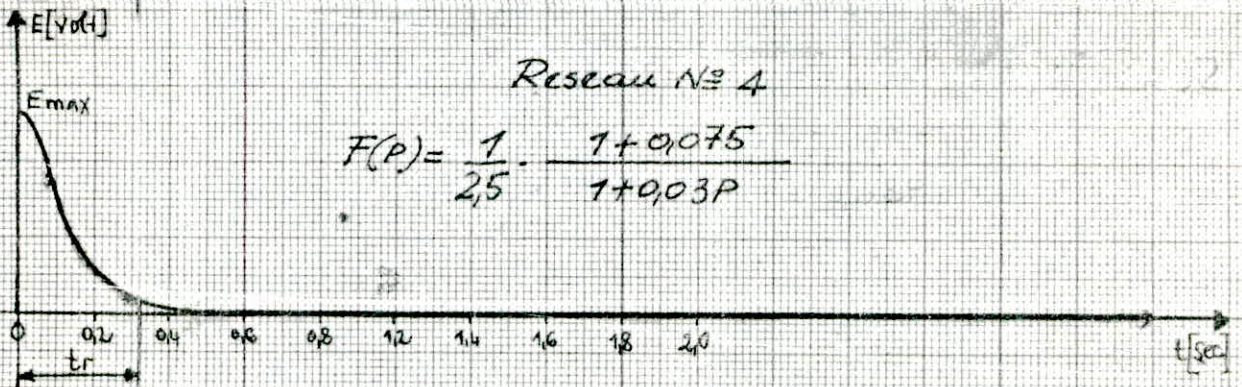
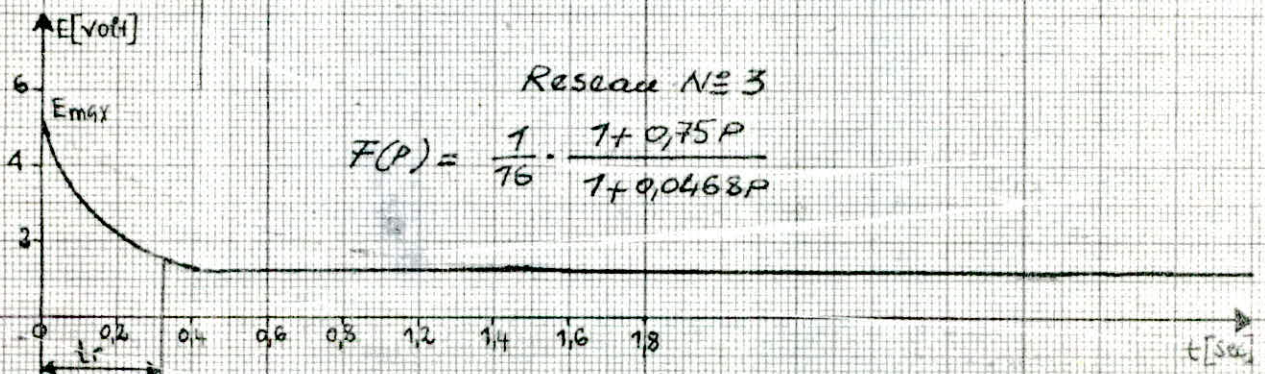
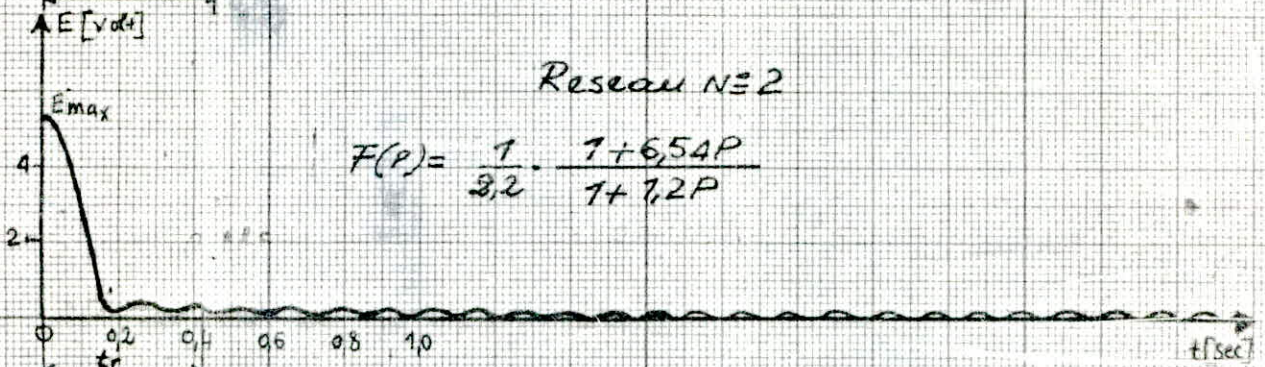
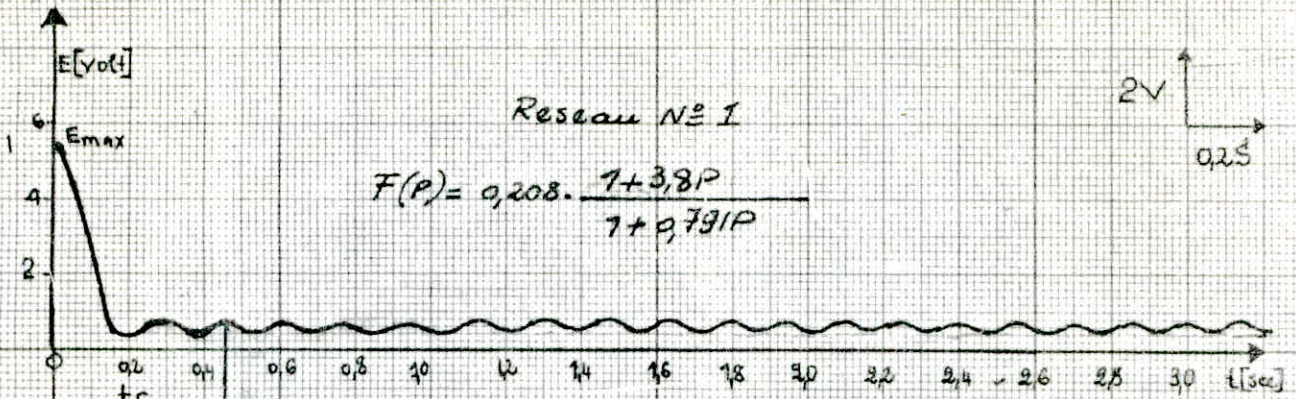


Fig 3.7.3 - Reponses indicielles du systeme
Corrigé par reseaux à avance de phase.

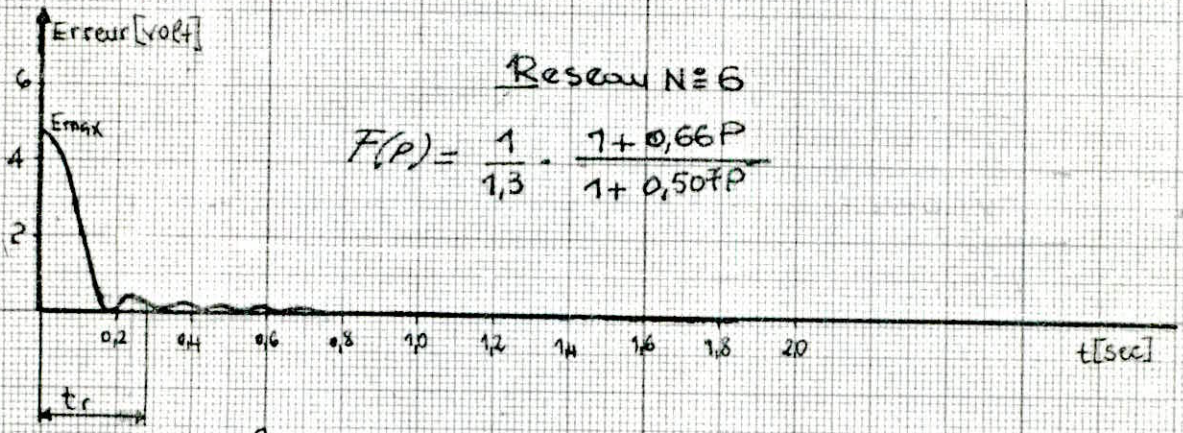
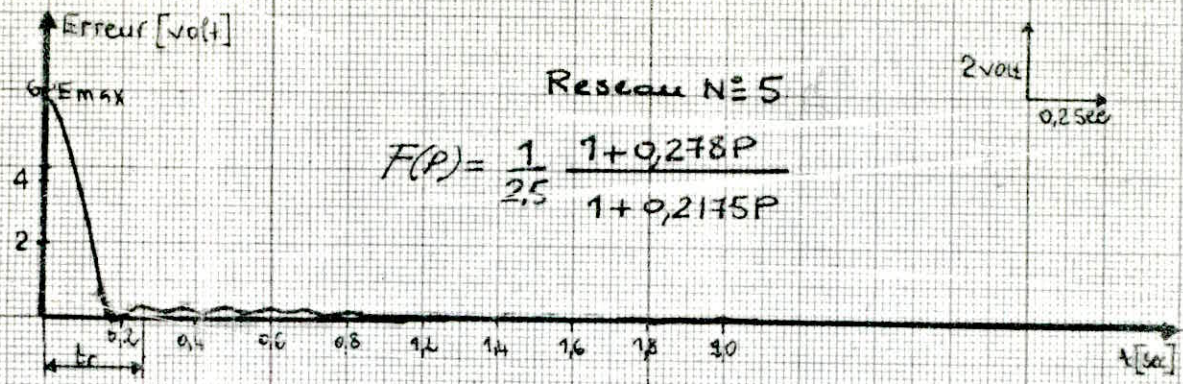


Fig 3.1.2 - Reponses indicielles du systeme
Corrigé par des reseaux à avance de phase.

Tableau 3.1.2

NUMERO DU RESEAU	$\Delta\varphi$ [degré] pour $\omega_{c2} = 14 \text{ rad/s}$	$\Delta\varphi_n$ [degré] ω [Corrigé]	ω [rad/s] [Corrigé]	Observati ^o n
1	4,63°	40,93	0,5770	Instable
2	2,78°	43,64°	0,3568	Instable
3	51,28°	61,92	5,3340	stable. peu amorti
4	23,61	25,37°	27,0800	Stable bien amorti
5	3,77	7,00	4,000	Stable.
6	1,8	7,50	1,7290	stable.

3.1.6 INTERPRETATION DES RESULTATS.

D'après le tableau N°1, On constate que les temps de montée et les temps de réponse pour les systèmes compensés sont moins que les temps de montée et les temps de réponse du même système non corrigé, Par exemple le réseau N°4 le temps de montée et le temps de réponse sont égaux respectivement 0,16sec, 0,3 sec; mais pour le système non corrigé les temps t_m, t_r sont égaux respectivement à 0,18sec, 0,4 sec.

D'après le tableau N°2, les correcteurs qu'on vient de les utiliser ont des angles (phases) positifs. On remarque d'après les réseaux utilisés, que certains d'eux ont un effet sur la stabilité, et d'autre n'ont pas. A cet effet on a remarqué que les réseaux efficaces ont une pulsation " ω "

supérieur à $\omega = \frac{1}{\tau}$, et les autres qui ne sont pas efficaces leurs pulsations sont inférieures à $\omega = \frac{1}{\tau}$. Prenons à titre d'exemple le réseau N° 1 le système est instable, donc sa pulsation ω_m est de 0,5770 rd/s, et $\omega = \frac{1}{\tau} = 1,264$ rd/s, $\tau = 0,797$ sec. Par contre le réseau N° 4, sa pulsation $\omega_m = 5,33$ rd/s est bien supérieure. $\omega = \frac{1}{\tau} = 1,333$ sec

3.1.7 CONCLUSION

Les réseaux correcteurs à avance de phase ont pour effet d'augmenter la phase de la fonction de transfert du système non corrigé par rapport à celle du système non corrigé, et ceci pour des pulsations situées au voisinage de $\omega = \frac{1}{\tau}$, et pour les pulsations élevées.

MANIPULATION N°2

Application d'un reseau "retard de phase"

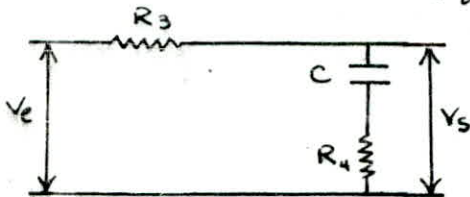
3.2.1 OBJECTIF

Le but de la manipulation est d'étudier l'effet du reseau de compensation à retard de phase sur un servomecanisme à regulation de position.

3.2.2 PRINCIPE.

3.2.2. A Definition.

Un reseau de compensation à retard de phase est un reseau dont le circuit est figuré comme suit.



$$V_e = R_3 i + R_4 i + \frac{1}{Cp} i \quad ; \quad V_s = i \left(R_4 + \frac{1}{Cp} \right)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1 + R_4 Cp}{1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4}} = \frac{1 + Cp}{1 + \frac{Cp}{\tau_{\infty}}} \quad (3.2.1)$$

$$G_{\infty} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{G_{\infty}} : \text{facteur de retard de phase.}$$

$$\tau = R_4 C \quad \tau : \text{Constante de temps}$$

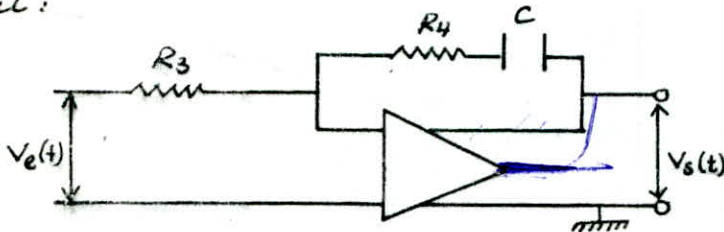
$$\text{posons } b = \frac{1}{G_{\infty}} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

si l'on fait $R_4 \ll R_3$ on obtient $b \approx \frac{R_3}{R_4} \gg 1$

si de plus $\tau \ll 1$, mais $b\tau \gg 1$, il vient

$$F(p) = \frac{1}{1 + bCp} \Rightarrow V_s = V_e(t) \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau'}} \right], \text{ ou } \tau' = b\tau \quad (3.2.2)$$

En choisissant $\tau \gg 1$, on peut écrire $F(P) = \frac{1}{\tau P}$
 soit un système integrateur pur
 d'où quand le circuit appliquée est figuré comme
 suit:

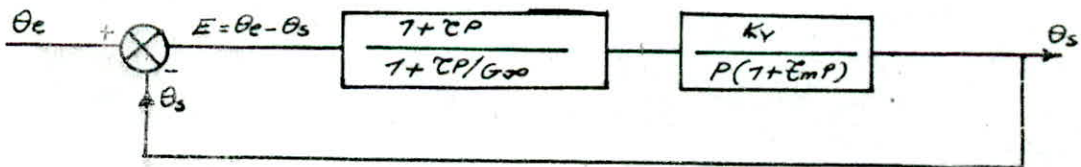


L'utilisation d'un amplificateur operationnel donne le circuit
 suivant.

$$F(P) = \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = -\frac{R_3}{R_4} \left(1 + \frac{1}{R_4 C P} \right) \quad (3.2.3)$$

$F(P) = 1 + \frac{1}{\tau P}$ si $R_3 = R_4$ et $\tau = RC \Rightarrow$ on a donc
 un système P.I (Proportionnel et integral)

3.2.2-B Schema fonctionnel



3.2.2-C Calcul de La transmittance.

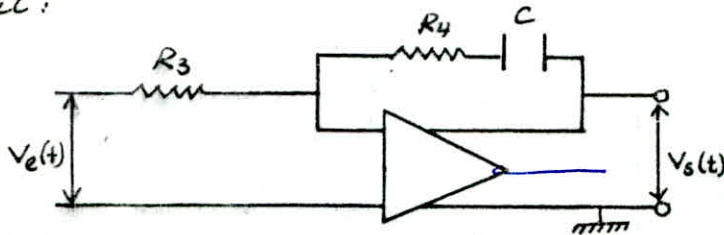
$$\frac{\theta_s(P)}{E(P)} = T(P) = \frac{1 + \tau P}{1 + \tau P/G_0} \cdot \frac{K_v}{P(1 + \tau_m P)} \quad (3.2-4)$$

tel que $\frac{1 + \tau P}{1 + \tau P/G_0}$ est la transmittance du reseau Retard

et $\frac{K_v}{P(1 + \tau_m P)}$ est la transmittance du système sans

reseau de compensation.

En choisissant $\tau \gg 1$, on peut écrire $F(P) = \frac{1}{\tau P}$
 soit un système intégrateur pur
 d'où quand le circuit appliqué est figuré comme
 suit :

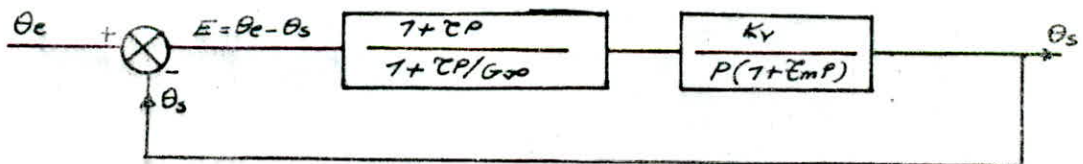


L'utilisation d'un amplificateur opérationnel donne le circuit
 suivant.

$$F(P) = \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = -\frac{R_2}{R_4} \left(1 + \frac{1}{R_2 C P} \right) \quad (3.2.3)$$

$F(P) = 1 + \frac{1}{\tau P}$ si $R_3 = R_4$ et $\tau = RC \Rightarrow$ on a donc
 un système P.I (Proportionnel et intégral)

3.2.2-B Schema fonctionnel



3.2.2-C Calcul de La transmittance.

$$\frac{\theta_s(P)}{E(P)} = T(P) = \frac{1 + \tau P}{1 + \tau P / G_0} \cdot \frac{K_v}{P(1 + \tau_m P)} \quad (3.2-4)$$

tel que $\frac{1 + \tau P}{1 + \tau P / G_0}$ est la transmittance du réseau Retard

et $\frac{K_v}{P(1 + \tau_m P)}$ est la transmittance du système sans

réseau de compensation.

$T(P)$ est la transmittance du système en boucle ouverte; et la transmittance du système en boucle fermée $F(P)$ est comme suit :

$$F(P) = \frac{\theta_s}{\theta_c} = \frac{(1 + \tau P) K_v}{K_v + P(1 + \tau K_v) + P^2 \left(\tau_m + \frac{\tau}{G_{\infty}} \right) + \frac{\tau_m \tau}{G_{\infty}} P^3}$$

3.2.2-D Exemple.

Prenons un réseau dont les composantes sont les suivantes

$$R_4 = 82 \text{ k}\Omega, \quad C_4 = 5 \mu\text{F}, \quad R_3 = 33 \text{ k}\Omega.$$

$$F(P) = \frac{47(1 + \tau P)}{K_v + P(1 + \tau K_v) + P^2 \left(\tau_m + \frac{\tau}{G_{\infty}} \right) + \frac{\tau_m \tau}{G_{\infty}} P^3}$$

$$\text{ou } \tau = R_4 G_4 = 0,47 \text{ Sec}, \quad \tau / G_{\infty} = 0,575 \text{ sec}$$

$$F(P) = \frac{47(1 + 0,47P)}{47 + 20,27P^2 + 0,825P^2 + 0,1437P^3} \quad (3.2.5)$$

Par la méthode des itérations on a déterminé que

$F(P)$ a la forme suivante :

$$F(P) = \frac{47(1 + 0,47P)}{47(0,47P + 1) \left(\frac{P^2}{732,98} + 0,02467P + 1 \right)}$$

$$\omega_n = 11,53 \text{ rad/s} \quad \xi = 0,1422 \text{ rad}^{-2}$$

déterminons la réponse indicielle, puisque nous faisons une entrée échelon unitaire, alors la fonction de transfert est la suivante :

$$F(P) = \frac{1}{P} \frac{(1 + 0,47P)}{(0,40P + 1) \left(\frac{P^2}{(11,32)^2} + 0,02467P + 1 \right)}$$

Alors par la méthode de Laplace, on a déduit la réponse indicielle, et comme notre fonction de transfert est de la forme suivante

$\frac{1}{P \left(\frac{P^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta P}{\omega_n} + 1 \right)}$ la réponse indicielle de :

cette fonction de transfert est :

$$f(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t - \psi)$$

a) alors la réponse indicielle de notre système est :

$$f(t) = 1 + 1,01 e^{-1,64t} \sin(11,47t + 87,82) \quad (3.2.6)$$

a) Calcul du déphasage ajoutée.

Le déphasage " φ " du réseau compensateur est comme suit

$$\Delta\varphi = \text{Arctg } \zeta\omega - \text{Arctg } \frac{\zeta}{\omega} \quad (3.2.7)$$

pour une pulsation de coupure " ω_c " du système non corrigé tel que $\omega_c = 14 \text{ rad/sec}$.

$$\Delta\varphi = \text{Arctg } 0,41 \times 14 - \text{Arctg } 0,575 \times 4 = -2,8^\circ$$

pour cette pulsation le correcteur n'a pas d'effets. Alors la pulsation correspondante au déphasage maximal est ω_m tel que

$$\omega_m = \frac{1}{\zeta \cdot \alpha^{1/2}} = \text{tel que } \alpha = \frac{1}{G_\infty}, \quad \zeta = R_4 C \quad (3.2.8)$$

$$\omega_m = \frac{1}{0,41 \cdot (1,4)^{1/2}} = 2,05 \text{ rad/s}$$

et le déphasage maximal que le système peut l'effectuer pour retarder le temps est " -10° " donc $\Delta\varphi_m = \text{arctg } \frac{1-\alpha}{2\sqrt{\alpha}} = -10^\circ$

b) Calcul des caractéristiques de réponse.

- temps de réponse et de montée.

$$- t_r = \frac{3}{\zeta\omega_n} = 1,8 \text{ sec}$$

$$t_m = \frac{767 \times \pi}{780.11,47} = 0,26 \text{ seconde}$$

= Nombre de depassement.

$$\sigma \eta_d = \frac{3 \sqrt{1-\xi^2}}{\pi \cdot \xi} = 6 \text{ depassements}$$

c) Calcul de La bande passante. " ω_p "

Comme la bande passante est une pulsation alors

$$\omega_p \cdot t_r = \pi \quad , \quad t_r: \text{ temps de reponse} \quad (3-2.9)$$

$$\omega_p = \frac{\pi}{t_r} = \frac{\pi}{1,8} = 1,745 \text{ rad/s} \text{ alors } BP = 1,745 \text{ rad/s}$$

3.2.3 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION.

On monte les appareils comme l'indique la figure 6.5 du manuel "UN". Et on introduit le reseau entre le simplificateur et le réglage du gain avec une serie de composante de C, R.

3.2.4 RESULTATS

On a relevé les resultats suivant voir (Tableau 3.2.1, 3.2.2, 3.2.3) et (figure (3.2.1, 3.2.2) sur l'effets des constantes de temps introduites

Tableau 1 3.2.1

Reseau Correcteur	$\Delta \varphi(\omega=74\%)$ en [degré]	$\Delta \varphi_m$ [degré]	ω_{co} [rad/s]	Etat
$\frac{1+0,195P}{1+0,357P}$	-8,70	-17,2°	3,77	Instable
$\frac{1+0,141P}{1+1,76P}$	-6,36	-28,5°	1,450	Instable
$\frac{1+0,21P}{1+0,575P}$	-2,80	-10,0	2,05	Instable
$\frac{1+0,0705P}{1+0,456P}$	-20,00	-47,0	5,57	Stable
$\frac{1+0,66P}{1+34,98P}$	-6,06	54°	0,22	Stable
$\frac{1+0,66P}{1+7,9P}$	-5,7	-47	0,42	Stable
$\frac{1+2,1P}{1+2,85P}$	-0,512	-8,7	0,408	Stable

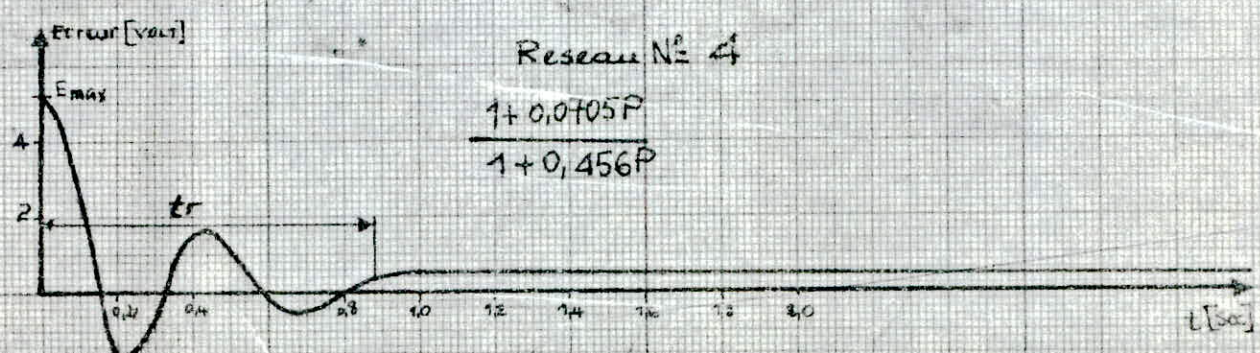
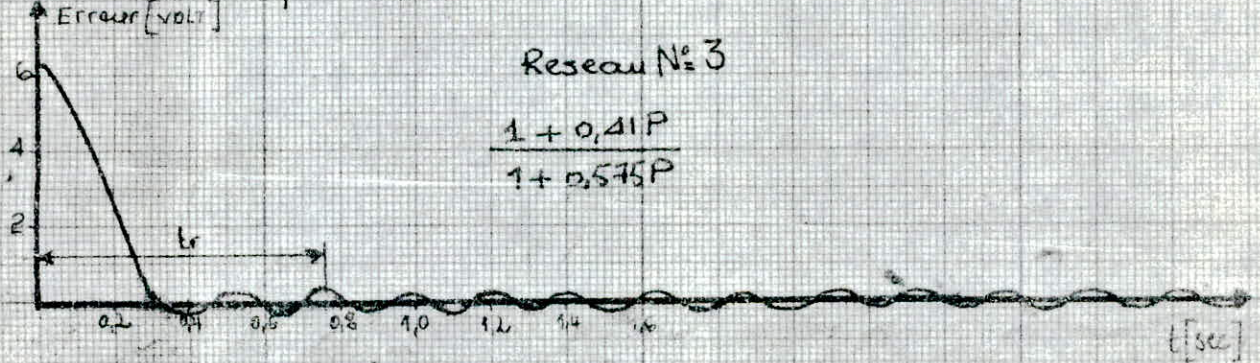
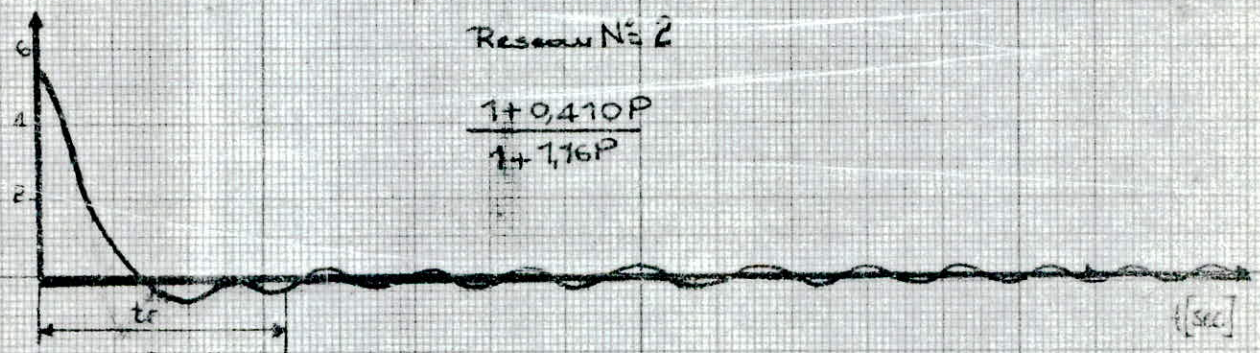
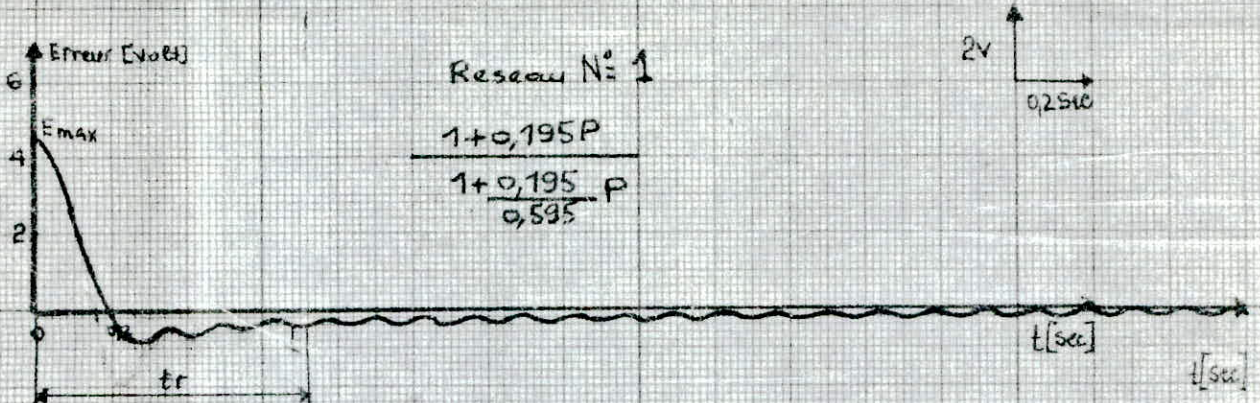


fig 3.2.1 - Reponses indicielles du systeme Compensé par des reseaux à retard de phase.

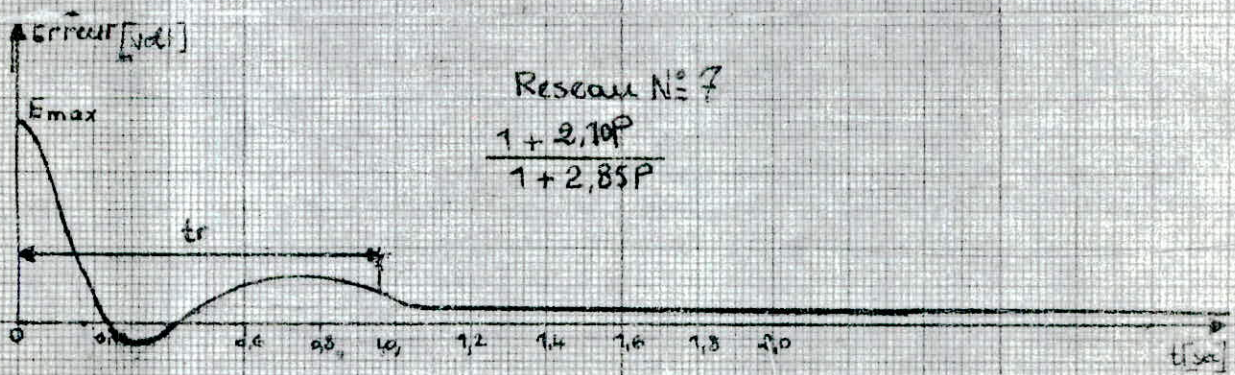
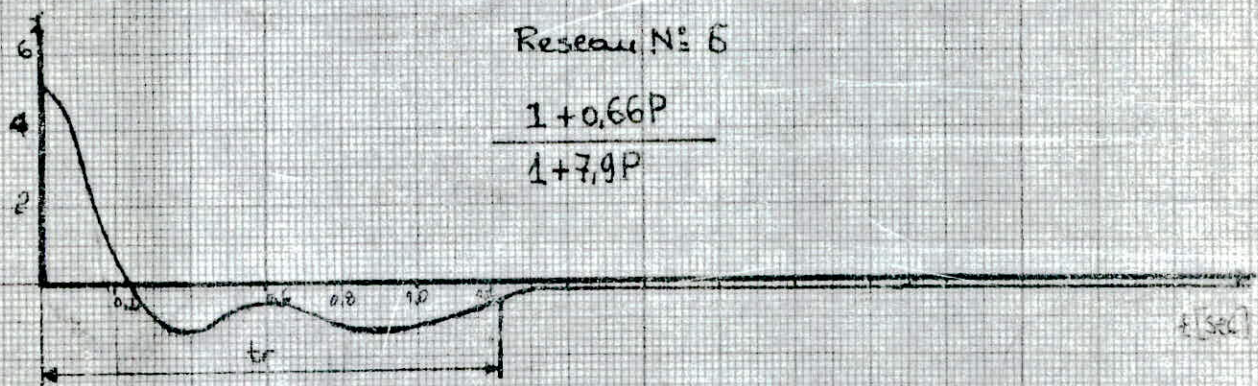
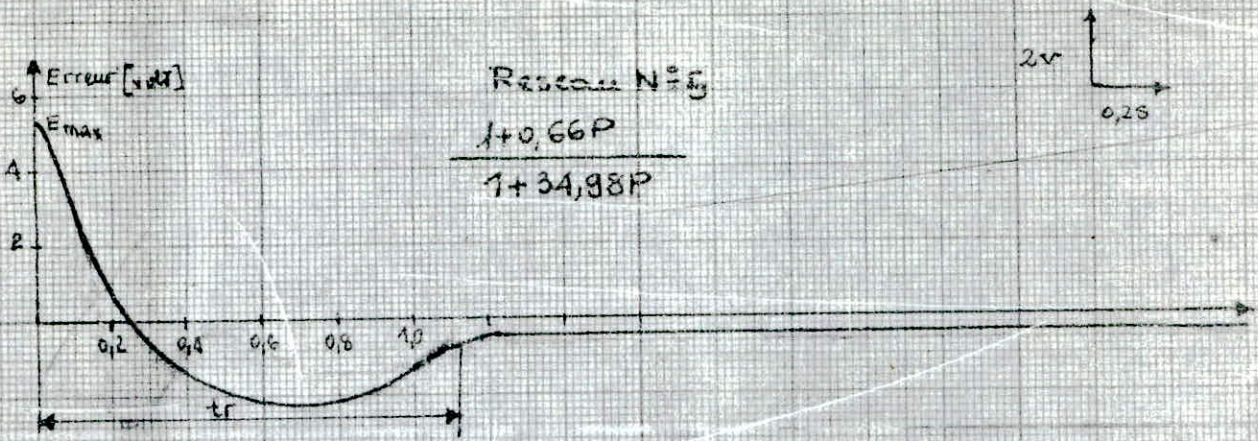


fig 3.2.2 Reponse indicielle du systeme
corrigé par de reseau à retard de phase

Et en ce qui concerne le temps de réponse et de montée, et la bande passante de chaque réseau on a relevé les résultats suivants voir tableau (3.2.2, 3.2.3)

- Tableau: 3.2.2

NUMERO DU RESEAU	systeme non corrigé		systeme corrigé	
	t_m [sans Correction] sec	t_r [sec] sans Correction	t_m [sec] Corrigé	t_r [sec] Corrigé
1	0,2	0,4	0,20	0,66
2	0,2	0,4	0,28	0,66
3	0,2	0,4	0,32	0,76
4	0,2	0,4	0,16	0,86
5	0,2	0,4	0,26	1,12
6	0,2	0,4	0,24	1,22
7	0,2	0,4	0,24	0,96

- Tableau: 3.2.3

N° Réseau	1	2	3	4	5	6	7
BP rd/5	4,76	4,76	4,76	2,96	2,13	3,2	4,76

3-2-5 INTERPRETATION

D'après le tableau N° 2, on constate que les temps de réponse et temps de montée pour le système non compensés sont moindres que les temps de montée et les temps de réponse du système corrigé. Par exemple le réseau N° 4 le temps de réponse et le temps de montée sont égaux respectivement 1,06 et 0,22 seconde; mais le système non corrigé les temps t_m , t_r sont égaux respectivement 0,2, 0,4 seconde. Mais en ce qui concerne la bande passante pour le système corrigé est moins que la bande passante pour le système non corrigé. Mais d'après le tableau N° 1, les correcteurs utilisés ont des angles négatifs (phases) ce qui correspond à des réseaux

à retard de phase. On constate d'après ce tableau que certains réseaux ont un effet sur le système; et d'autres n'ont pas d'effet. Et que les réseaux efficaces ont un effet pour les pulsations très basses. Prenons à titre d'exemple le réseau n° 4 dans une pulsation égale à $5,57 \text{ rad/s}$ et cette pulsation est inférieure de la pulsation $\omega = \frac{1}{T} = 14,18 \text{ rad/s}$; et le réseau n° 3 n'a pas agité sur le système car sa pulsation $\omega = 2,43$ sur laquelle il agit à un déphasage maximal est proche de $\omega = \frac{1}{T} = 2,43$.

3-2-6 - CONCLUSION.

Un réseau de compensation à retard de phase a pour effet d'augmenter le temps de réponse et de réduire la bande passante, et ce réseau agit dans le domaine des basses fréquences.

MANIPULATION N° 3

Correction par Avance-Retard de phase.

3.3.1. AVANT PROPOS

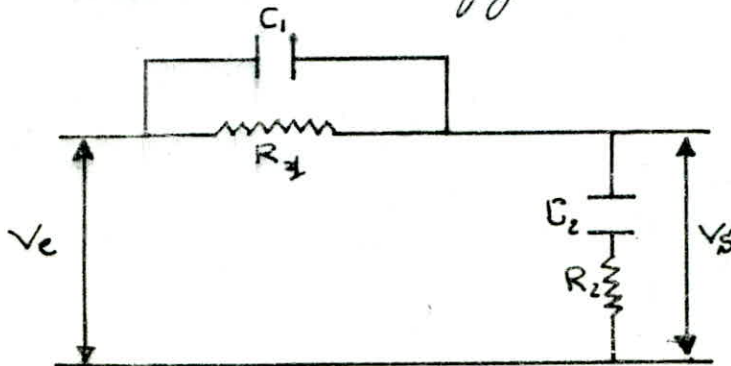
Le réseau Retard-avance est un réseau qui combine l'effet des deux réseaux qu'on vient d'étudier, en produisant un retard de phase aux fréquences basses et une avance de phase aux fréquences élevées,

3.3.2 OBJECTIF

Le but de la manipulation est d'étudier l'effet d'un réseau à avance-retard de phase aux points de vue stabilité et temps de réponse.

3.3.3 PRINCIPE

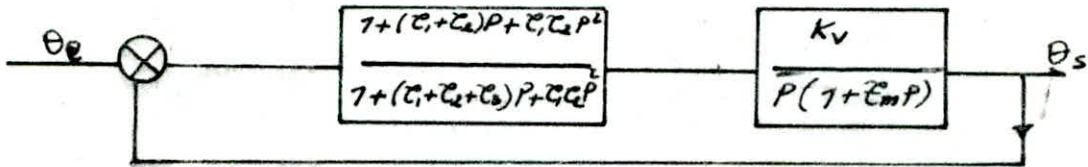
Le réseau de compensation à retard-avance de phase est un réseau dont le circuit est figuré comme suit.



La transmittance est de la forme $F(P) = \frac{(R_2 C_2 P + 1)(R_1 C_1 P + 1)}{1 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_2)P + R_1 R_2 C_1 C_2 P^2}$
 posons $R_1 C_1 = \tau_1$; $R_2 C_2 = \tau_2$; $R_1 R_2 C_1 C_2 = \tau_3$. d'où on déduit que

$$F(P) = \frac{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}{1 + (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)P + \tau_1 \tau_2 P^2} \quad (3-3-1)$$

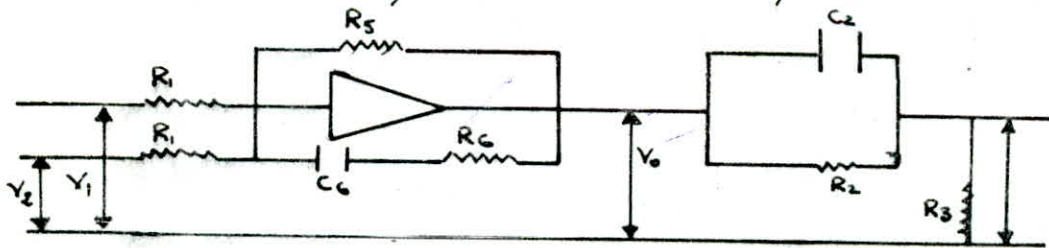
3.3.3-A. Schéma fonctionnel



D'après ce schéma fonctionnel on déduit la transmittance du système en boucle ouverte $T(P) = \frac{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)} \cdot \frac{K_v}{P(1 + \tau_m P)} \quad (3-3-2)$

3.3.3-B Exemple.

Si on introduit un réseau (retard-avance) de phase décrit dans le manuel, alors la détermination de la Transmittance est indispensable, d'où le circuit électrique du réseau est représenté comme ceci



a) Détermination de la transmittance du réseau

$$\frac{V_0}{Y_1 + Y_2} = \frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{R_6 C_6 + 1}{(R_5 C_6 + R_6 C_6)P + 1} \quad ; \quad \frac{V_3}{V_0} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_2 C_2 P + 1}{1 + R_2 C_2 P}$$

$$\frac{V_3}{Y_1 + Y_2} = \frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{(R_6 C_6 P + 1)}{(R_5 C_6 + R_6 C_6)P + 1} \cdot \frac{1 + R_2 C_2 P}{1 + R_2 C_2 P} \quad \text{est la transmittance}$$

du circuit ayant les composants suivantes.

$$R_5 = 420 \text{ k}\Omega, R_6 = 150 \text{ k}\Omega, C_6 = 4,7 \mu\text{F} \quad , \quad R_2 = 26,4 \text{ k}\Omega, C_2 = 9,7 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 10K\Omega ; R_6 C_6 = 0,705 \text{ Sec} ; R_5 C_6 = 1,974 ; R_2 C_2 = 0,25 \text{ sec}$$

$\frac{R_3}{R_1 + R_2} = 0,274$; d'où la transmittance du réseau est comme suit :

$$D(P) = 1,15 \frac{(0,705P+1)(0,25P+1)}{(1+2,679P)(1+0,0685P)} , \text{ Comme nous avons déduit}$$

La transmittance du réseau alors la fonction de transfert du système $T(P)$ en boucle ouverte est :

$$T(P) = \frac{54(0,705P+1)(0,25P+1)}{P(1+2,679P)(1+0,0685P)(1+0,25P)} \quad (3-3-A)$$

Comme l'entrée est donnée en échelon unitaire d'une valeur.

$\theta_e = \left(\frac{\pi}{2}\right) \text{ rad}$, alors la transmittance du système en boucle fermée

$$F(P) = \frac{\theta_s(P)}{\theta_e(P)} = \frac{54(0,705P+1)}{54 + 39P + 2,745P^2 + 0,183P^3}$$

par itération on a déduit

$$F(P) = \frac{(0,705P+1)}{(0,705P+1)\left(\frac{P^2}{191,9} + 0,0702P+1\right)} , \text{ d'où } F(P) = \frac{1}{P\left(\frac{P^2}{191,9} + 0,0702P+1\right)}$$

alors la réponse indicielle en sortie. $\theta_s(t)$

$$\theta_s(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \psi)$$

d'où $\omega_n = \sqrt{191,9} = 13,85 \text{ rad/s}$; $\xi = 0,486 \text{ rad}^{-1}$

$$\theta_s(t) = 1 + 1,744 e^{-6,7t} \sin(12,11t + 67) \quad (3-3.5)$$

b) Caractéristique de la réponse.

- Temps de réponse "tr"

$$tr = \frac{3}{\xi\omega_n} = \frac{3}{0,486 \times 13,85} = 0,45 \text{ sec}$$

- Nombre de dépassement.

$$N = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi} = 0,99 \approx 1$$

$$n_d = 2 \times N = 2 \text{ dépassements.}$$

c) Etude de stabilité

Le système est stable; par le tracé du diagramme de Bode car le déphasage " ϕ " qui correspond à la pulsation de coupure " ω_c " étant égale à 153° d'où $(180-153) = 27^\circ$ est inférieure à $\phi_m = 45^\circ$. voir figure (3.3.1)

d) Calcul de la bande passante.

$\omega \cdot T = \pi$ tel que ω la pulsation qui correspond à la bande passante.

$$\omega = \frac{\pi}{T} = \frac{\pi}{0,45} = 6,98 \text{ rad/s} ; \quad BP = 7 \text{ rad/s.}$$

3.3.4 DESCRIPTION DE LA MANIPULATION

On monte les appareils comme l'indique la figure "6.5" du Manuel "1"; et on introduit des réseaux avec différentes constantes de temps. dont le circuit est représenté dans le Manuel "2"; et on relève la réponse de chaque système par un enregistreur.

3.3.5 RESULTATS

On relève la réponse du système correspondant à chaque réseau introduit, on a déterminé les résultats suivants; voir Tableau 3.3.1 et figure: 3.3.2, 3.3.3

les différents réseaux introduits sont les suivants.

$$\text{Réseau N}^\circ 1 : 0,538 \frac{(1+0,705)(1+0,275P)}{(1+2,675P)(1+0,215P)}$$

$$\text{Réseau N}^\circ 2 : 3,23 \frac{(1+0,41P)(1+0,3P)}{(1+2,57P)(1+0,232P)}$$

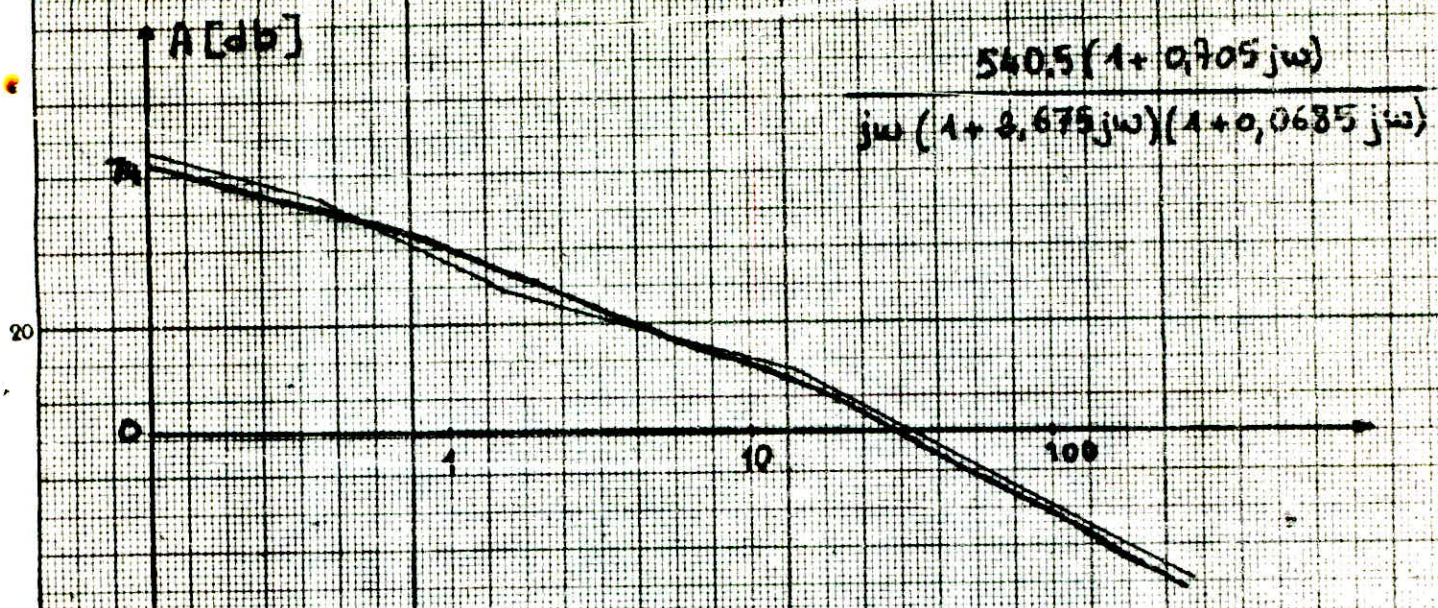


Diagramme d'amplitude du système compensé à retard - avance de phase.

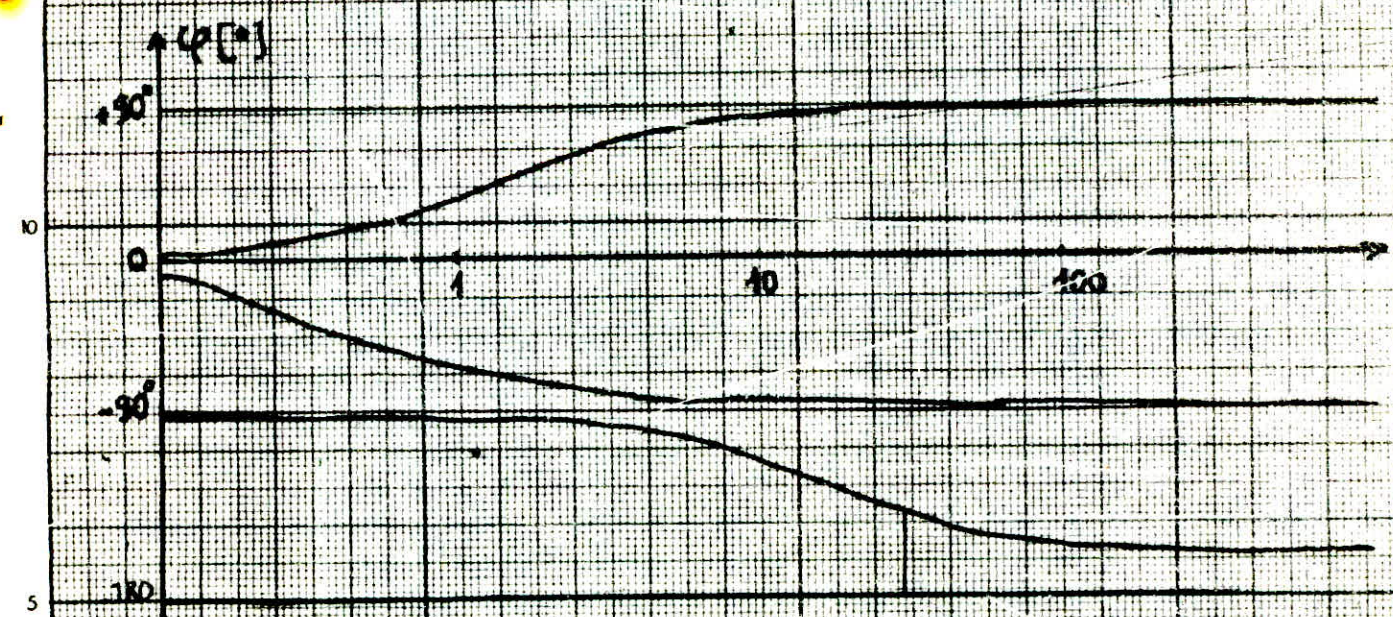


Fig 33.1 - Diagramme de phase du système compensé à retard - avance de phase.

$$\begin{aligned} \text{Reseau N}^{\circ} 3 & : 0,456 \frac{(1+0,705P)(1+0,41P)}{(1+2,68P)(1+0,0445)} \\ \text{Reseau N}^{\circ} 4 & : 0,035 \frac{(0,66P+1)(1+0,41P)}{(7,92P+1)(1+0,0445P)} \\ \text{Reseau N}^{\circ} 5 & : 1,5 \frac{(2,1P+1)(1+0,66P)}{(6,6P+1)(1+0,11P)} \\ \text{Reseau N}^{\circ} 6 & : 2,08 \frac{(2,5P+1)(1+0,155P)}{(6,7P+1)(1+0,038P)} \end{aligned}$$

Et de ces reseaux on determine le dephasage maximal et minimal de chacun voir figure 3.3.4 et tableau 3.3.1

φ_{\max} : dephasage maximal, φ_{\min} = dephasage minimal.

Tableau 3.3.1

NET de Reseau	φ_{\min} [degre]	ω Correspondant [rad/s]	φ_{\max} [degre]	ω [rad/s] Correspondant	gain	Etat
1	-30	8	0	$\omega > 6$	0,6	instable-precis
2	-49	1,82	0	$\omega > 70$	3,23	instable-precis
3	-25	0,5	46	10	0,456	stable-impresis
4	-49	0,33	44	10	0,035	stable-impresis
5	-23,80	0,2	40,97	4,3	1,50	stable-precis
6	-29,	0,25	36	13,90	2,08	stable-precis

3.3-6 INTERPRETATION

D'apres le tableau, on constate qu'il ya certain reseaux qui n'ont pas agit sur le systeme en stabilite; mais ont effectue une bonne precision, et autre ont agit le contraire.

- dans la reponse "1" et "2" on remarque que le systeme

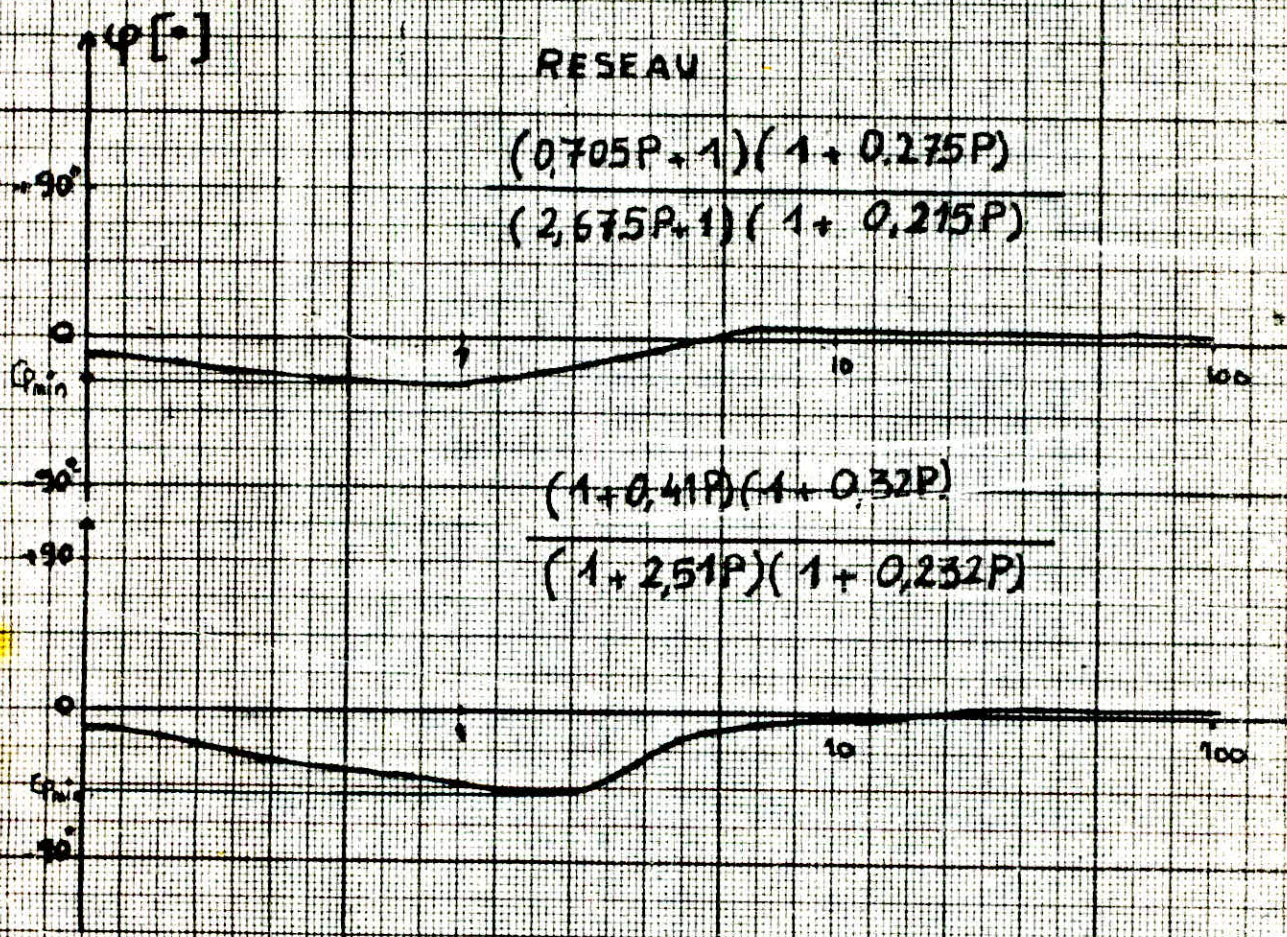


Fig. 3.3.4. Diagramme de phase du réseau de compensation à retard-avance de phase

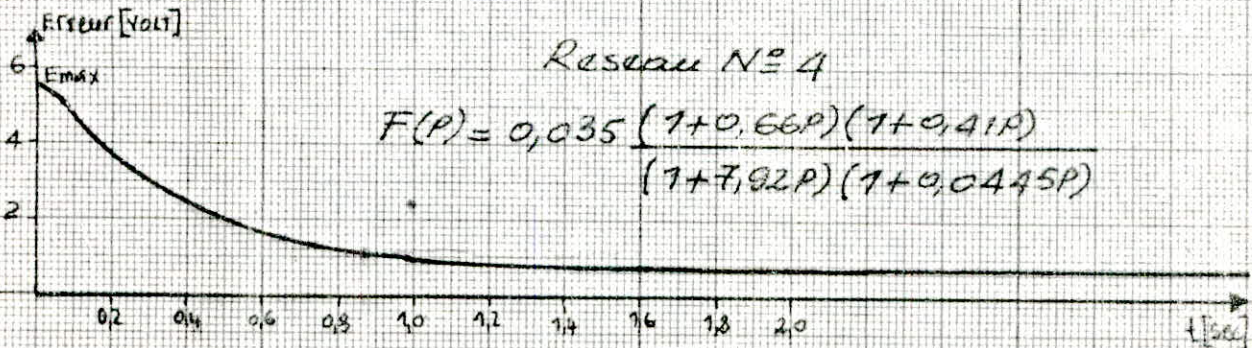
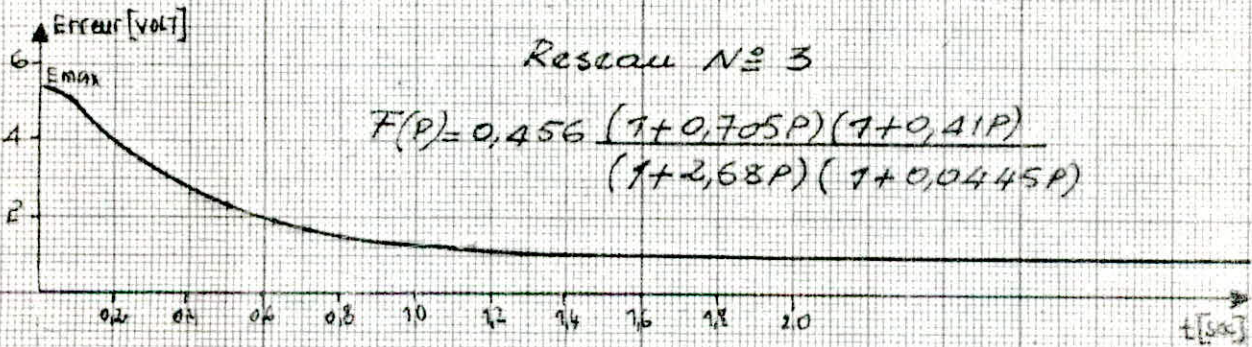
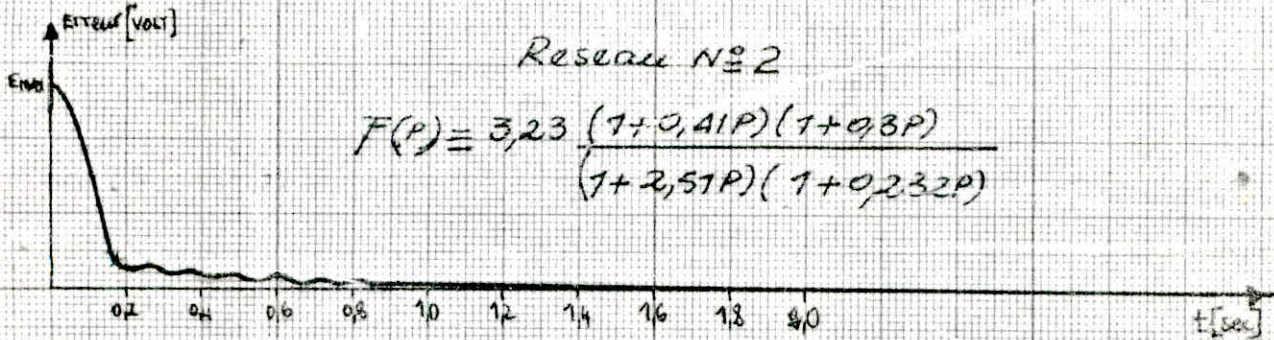
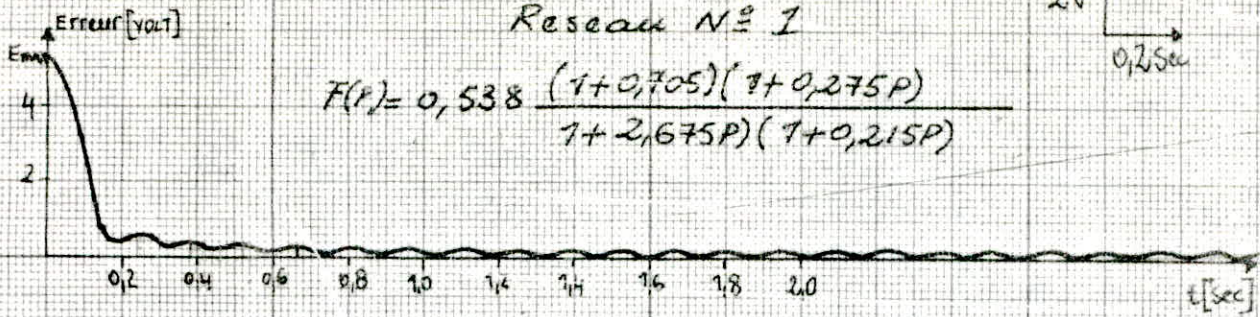
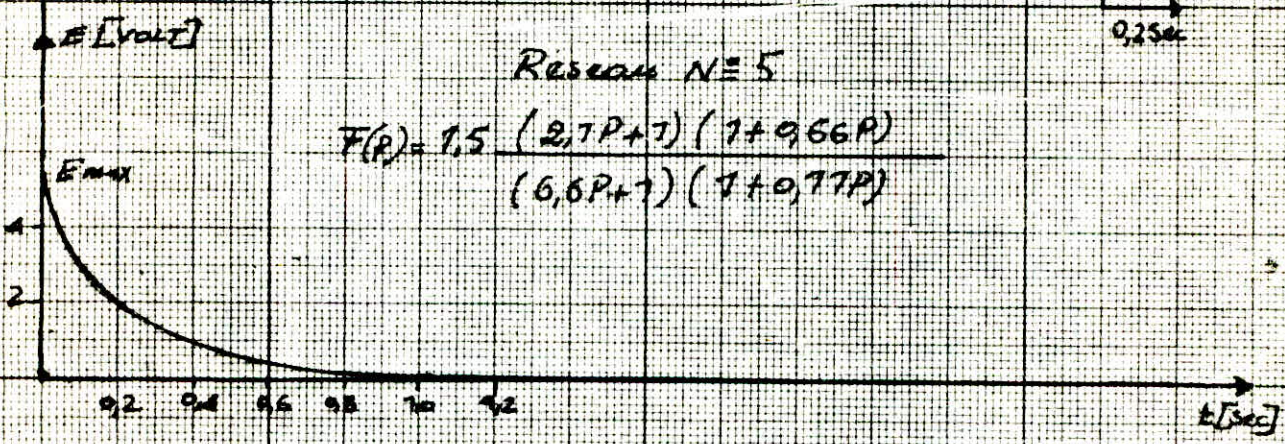
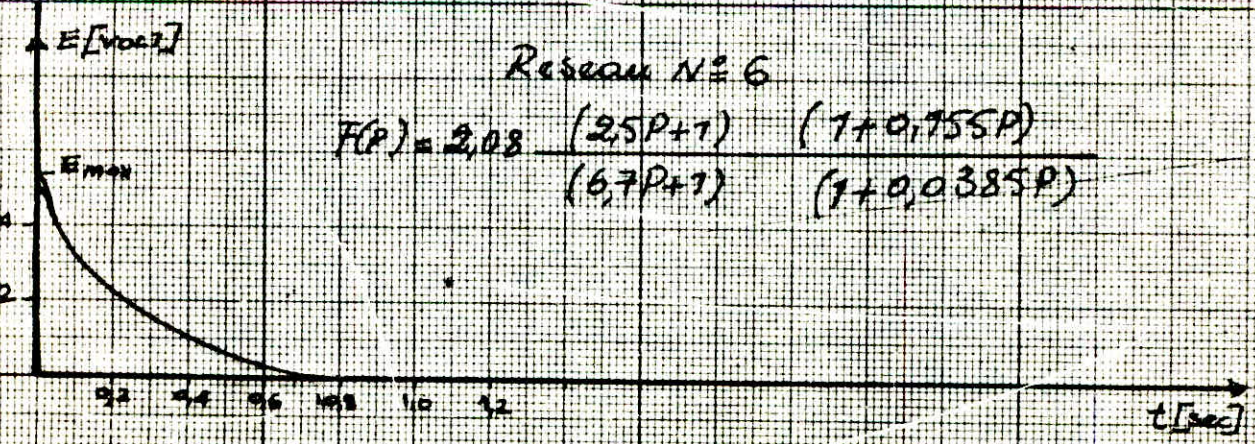


fig 3.3.2 - Reponses indicielles du systeme
 Corrigé par des reseaux à avance-retard
 de phase.



Réseau N° 5

$$F(p) = 1,5 \frac{(2,1p+1)(1+0,66p)}{(6,6p+1)(1+0,77p)}$$



Réseau N° 6

$$F(p) = 2,08 \frac{(2,5p+1)(1+0,155p)}{(6,7p+1)(1+0,0385p)}$$

Fig. 3.3.3 - Réponses indirectes du système.
 Corrigé à retard-avance de phase.

est instable car le déphasage du réseau dans le domaine de pulsation du système étant nulle. Mais ayant une bonne précision car les réseaux ont un gain élevé. voir fig (3.3.4)

Dans la réponse "3,4" c'est totalement le contraire, stable car le déphasage du réseau dans le domaine de pulsation du système étant égale respectivement à 46,44 degré, ce qui résulte une compensation de l'instabilité et les perturbations qui sont introduites intentionnellement dans le système. Néanmoins la précision est mauvaise ce qui reflète que le gain effectif est faible.

Mais dans la réponse "5" le système est complètement stable et précis.

3.3-7 CONCLUSION

Les réseaux de compensation introduits doivent obligatoirement avoir un gain élevé pour obtenir une bonne précision, et un déphasage convenable dans le domaine de pulsation du système soit en basses et hautes fréquences.

Le réseau retard-avance idéal agit, comme l'ensemble de deux correcteurs à avance et à retard de phase, il permet d'augmenter le gain K .

CHAPITRE 4

PARTIE THEORIQUE

ECHANTILLONNAGE

4-1-1 INTRODUCTION

La technique des systèmes échantillonnés se développe considérablement. D'en voici quelques exemples.

4-1-1-A Premier exemple.

Un opérateur radar à bord d'un navire recevra des informations sur la position d'un autre navire A, chaque fois que le faisceau de l'antenne tournante traverse le navire A. L'information de position de l'objectif est donc disponible par échantillonnage, avec une période qui est celle de la rotation de l'antenne.

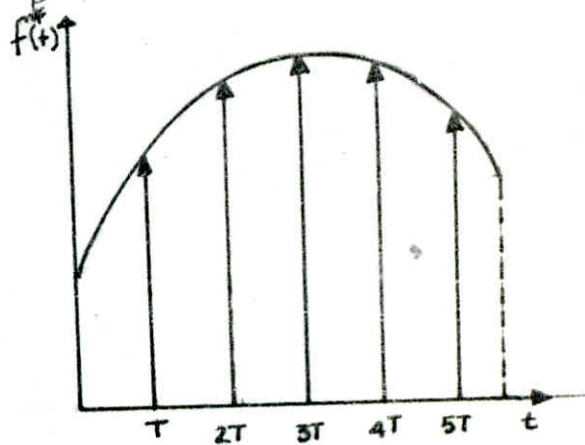
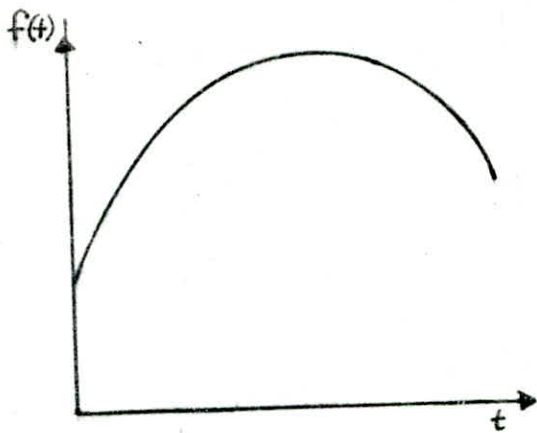
4-1-1-B Deuxième exemple.

Soit un régulateur de température associé à plusieurs identiques dont les constantes de temps est assez grande. Le régulateur fonctionnant alors suivant la technique d'échantillonnage car est connecté cycliquement aux différents fours.

4-1-2 ECHANTILLONNAGE IDEALE

L'échantillonnage d'une fonction donnée du temps $f(t)$ consiste à remplacer cette fonction par la suite discontinue de ses valeurs $f(nT)$ aux instants respectifs d'échantillonnage.

$t = nT$ ($n=0,1,2,3,4,\dots$), on dit qu'un échantillonnage est idéal lorsque les valeurs $f(nT)$ sont représentées par des impulsions d'aires respectivement égales à $f(nT)$ aux instants $t = nT$ ($n=0,1,\dots$) où ces impulsions schématisé par le diagramme ci-dessous



$$\text{où } f^*(t) = f(t) \cdot i(t)$$

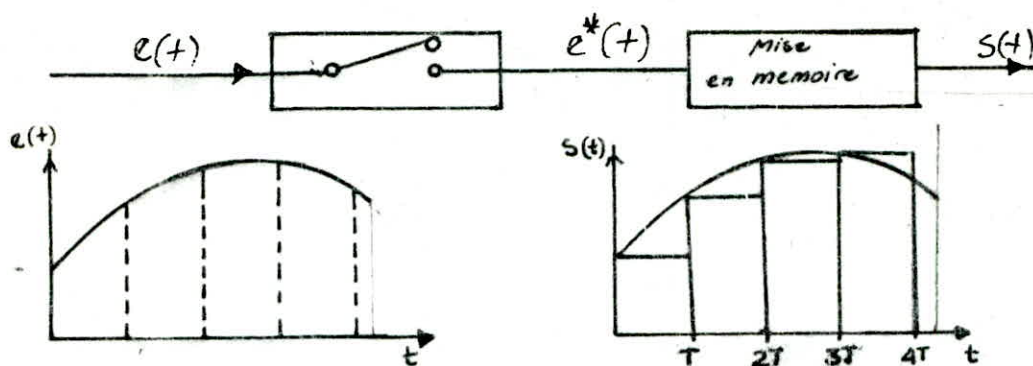
4-1-1

$$\text{où } i(t) = \delta(t) + \delta(t-T) + \delta(t-2T) + \delta(t-3T) + \dots + \delta(t-nT) + \dots$$

4-1-3 SYSTEME PULSE A MEMOIRE

Supposons que la valeur d'une grandeur physique soit mesurée par prélèvement périodique, le dispositif de mesure ne donnant aucun renseignement entre les instants d'échantillonnage. La façon la plus rudimentaire d'estimer la valeur réelle de $f(t)$ est la, conserver entre deux instants d'échantillonnage, c'est ce qu'on appelle mettre en mémoire d'où $f_i(t) = f(nT)$ pour $nT < t < (n+1)T$.

d'où le schéma est représenté comme suivant :



La sortie $s(t)$ est définie par :

$$s(t) = e(nT) \text{ pour } nT \leq t \leq (n+1)T$$

d'où on déduit :

$$s(t) = \sum u(t-nT) - u[t-(n+1)T] e(nT) \quad (4-1-2)$$

La transformée de Laplace de $s(t)$ est :

$$S(p) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1 - e^{-TP}}{p} e^{-nTP} e(nT) = \frac{1 - e^{-TP}}{p} \sum_{n=0}^{\infty} e(nT) e^{-nTP}$$

Par définition :

$$\sum e(nT) e^{-nTP} = E^*(p)$$

où $E^*(p)$ est la transformée de Laplace échantillonnée associée à $e(t)$. Donc

$$S(p) = \frac{1 - e^{-TP}}{p} E^*(p) \quad (4-1-3)$$

donc le système à mémoire est un système pulsé linéaire dont

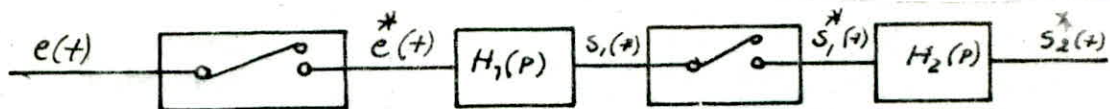
la fonction de transfert $H(p)$ est :

$$H(p) = \frac{1 - e^{-TP}}{p} \quad (4-1-4)$$

4-1-3.A Différentes Combinaisons en cascade

Si on introduit deux échantillonneurs qui separent deux

Systemes $H_1(P)$ et $H_2(P)$.

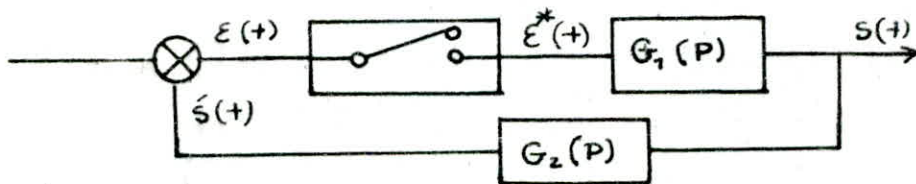


La transformée échantillonnée $S_2^*(P)$ associée à $s_2(t)$ est alors

$$S_2^*(P) = H_2^*(P) \cdot S_1^*(P).$$

$$S_2^*(P) = E^* \cdot H_1^*(P) \cdot H_2^*(P). \quad (4-1-5)$$

* Soit un système à retour unitaire dans lequel le signal d'erreur est échantillonné.



$$S(P)^* = E^*(P) \cdot G_1(P). \quad (4-1-6)$$

$$S(P) = E^*(P) \cdot G_1 \cdot G_2^*(P) \quad (4-1-7)$$

De l'équation : $E(t) = e(t) - s(t)$

$$e^*(t) = e^*(t) - s^*(t)$$

$$E^*(P) = E^*(P) - S^*(P).$$

on tire

$$S(P)^* = \frac{G_1(P)}{1 + G_1 G_2^*(P)} E^*(P).$$

La transformée échantillonnée de Laplace est:

$$S^*(P) = \left[G_1(P) \cdot \frac{E^*(P)}{1 + G_1 G_2^*(P)} \right]^*$$

donc finalement

$$S^*(P) = \frac{G_1^*(P)}{1 + G_1 G_2^*(P)}. \quad (4-1-9)$$

4.1.4 TRANSFORMATION "Z"

La transformée échantillonnée $E^*(P)$ ne dépend de p que par le facteur e^{-TP}

Posons $z = e^{-TP}$ 4.1.10

Par cette transformée, $E^*(P)$ devient une fonction de z , on obtient

$$E(z) = e(0) + e(T)z + e(2T)z^2 + \dots + e(nT)z^n \quad (4.1.11)$$

* Transformée en z d'un échelon unitaire $F(t) = u(t)$

$$U(z) = u(0) + u(T)z + u(2T)z^2 + \dots + u(nT)z^n + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} z^n$$

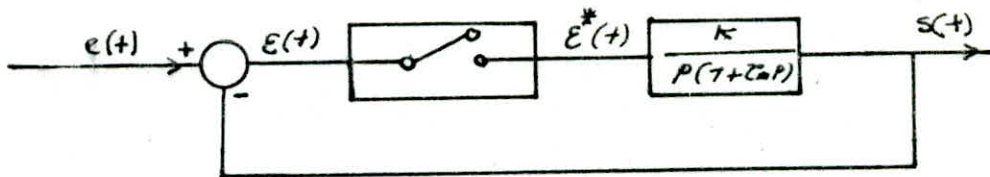
* Transformée z de $h(p) = \frac{1}{1+Tp}$

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{1}{1+Tp} \right) = \frac{1}{T} \cdot e^{-t/T}$$

d'où $H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(nT)z^n = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-nT/T} \cdot z^n = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{1 - e^{-T/T} \cdot z}$

- Exemple.

Comme le système étudié précédemment est de type d'un asservissement de position du 2^{ème} ordre, on le prend comme exemple



Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont:

$$G(P) = \frac{1}{P} - \frac{z}{1+TP} \quad ; \quad G(z) = \frac{1}{1-z} - \frac{1}{1-\lambda z} = \frac{(1-\lambda)z}{(1-z)(1-\lambda z)}$$

et la transformée de transfert en z en boucle fermée s'écrit

$$H(\gamma) = \frac{k(1-\lambda)\gamma}{1 + \gamma[k(1-\lambda) - (1+\lambda)] + \lambda\gamma^2} \quad 4.1.12$$

Étudions maintenant la stabilité du système.

Le système est dit stable (aux instants d'échantillonnage) si les racines del dénominateur égale à zéro ont un module supérieur à l'unité d'où :

$$1 + \gamma[k(1-\lambda) - (1+\lambda)] + \lambda\gamma^2 = 0 \quad 4.1.13$$

d'où le discriminant de cette équation.

$$\Delta = (1-\lambda)[k^2(1-\lambda) - 2k(1+\lambda) + (1-\lambda)] \quad 4.1.14$$

Comme $0 < \lambda < 1$ et donc pour $\Delta > 0 \Rightarrow$

pour $\lambda < \left(\frac{k-1}{k+1}\right)^2$ les racines sont réelles

pour $\lambda > \left(\frac{k-1}{k+1}\right)^2$ les racines sont complexes conjuguées

donc ont même module R d'où $R = \frac{1}{\lambda} > 1$ donc le système est stable.

Mais pour les systèmes où les racines sont réelles. on voit que leur produit est égale à $1/\lambda = e^{T/\tau} > 1$ donc les deux racines sont de même signe d'où il sont hors $[-1, +1]$, d'autre part le dénominateur $\rightarrow +\infty$ si $\gamma \rightarrow \pm\infty$ d'où pour les deux systèmes sont à l'extérieur de l'intervalle $[-1, +1]$ il suffit que $f(-1), f(+1)$ soient positive

$$f(+1) = k(1-\lambda) > 0, \quad f(-1) = 2(1+\lambda) - k(1-\lambda) > 0$$

Où nous retrouvons que le système est stable pour : q

$$0 < k < 2 \frac{1+\lambda}{1-\lambda} = \frac{2}{1 - e^{-T/\tau}}$$

REGULATION P.I.D

Comme nous l'avons déjà étudié qu'un système de régulation est caractérisé par l'utilisation d'un signal d'écart pour réduire la valeur d'erreur à une valeur très très faible, où pour que le terme régulation soit accompli.

Afin de réduire l'écart nous appliquons une méthode appelée un système de régulation proportionnelle qui sert à appliquer une correction proportionnelle à l'écart. Mais en augmentant le gain l'écart peut être réduit mais à mesure que le gain augmente le système a tendance à osciller à cet effet nous devons diminuer le gain, mais l'écart aura tendance à augmenter. Donc nous devons prendre d'autre mesure pour diminuer l'écart sans que les oscillations n'apparaissent. Ce type de mesure s'appelle régulation intégrale

4-2-1 REGULATION INTEGRALE

Ce moyen consiste à générer un signal supplémentaire de correction dont la direction change constamment pour corriger tant que cet écart persiste. Pour avoir ce signal, il suffit d'intégrer le signal d'écart.

$$Y_m = K_c E + M \int_0^t E dt \quad 4-2-1$$

En chaîne ouverte la transmittance a pour valeur

$$T(P) = \frac{\Theta_s(P)}{E(P)} = \frac{K_c + M/P}{P(F+JP)} = \left(1 + \frac{1}{\tau_i P}\right) \cdot \frac{K}{P(1+\tau P)}$$

où $K = K_c / P$, $\tau_i = K_c / M$.

Alors on peut vérifier que l'erreur de position.

$$K_p = \lim_{P \rightarrow 0} KG(P) = \lim_{P \rightarrow 0} \frac{K(1 + \tau_i P)}{\tau_i P^2 (1 + \tau_i P)} = \infty$$

$$K_v = \lim_{P \rightarrow 0} P KG(P) = \lim_{P \rightarrow 0} \frac{K(1 + \tau_i P)}{\tau_i P (1 + \tau_i P)} = \infty$$

d'où $\epsilon_p = \frac{\theta}{K_p} = 0$ $\epsilon_v = \frac{\omega_s}{K_v} = 0$

Le système sera stable si la condition suivant est satisfaisante.

$$\tau_i > \tau$$

L'action correctrice peut être lente ou elle peut amener le système à un écart nul à une vitesse tel qu'il y a dépassement.

4-2-2 REGULATEUR PROPORTIONNEL DERIVE

Pour réduire la tendance au dépassement, on introduit un signal de correction. il s'agit de la régulation dérivée qui utilise un signal proportionnel à la vitesse de variation de l'écart en fonction du temps dans un système qui provoque les dépassements. tel que ce contrôle ayant pour expression:

$$J_m = K_c \cdot \epsilon + L \frac{d\epsilon}{dt} \quad 4-2-2$$

Étudions la nouvelle performance du système

$$\frac{\theta_s(P)}{\epsilon} = \frac{K_c + LP}{P(f + JP)} = \frac{K(1 + \tau_d P)}{P(1 + \tau P)} \quad , \text{ tel que } K = K_c / P, \tau_d = L / K_c$$

En étudiant le système en boucle fermée on constate que la pulsation naturelle n'a pas changé tandis que le coefficient d'amortissement a augmenté

On peut également calculer l'erreur de position en appliquant un échelon de unité et l'erreur de vitesse en appliquant un signal rampe.

$$K_p = \lim_{p \rightarrow 0} T(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{K(1 + \tau_d p)}{P(1 + \tau_p p)} = \infty \Rightarrow \varepsilon_p = \frac{\theta_1}{K_p} = 0$$

$$K_v = \lim_{p \rightarrow 0} pT(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{K(1 + \tau_d p)}{1 + \tau_p p} = K \Rightarrow \varepsilon_v = \frac{\dot{\theta}}{K_v} = \frac{\omega_1 p}{K_c}$$

4.2.3 REGULATEUR PROPORTIONNEL INTEGRAL DERIVE

Le contrôle P.I qui a l'avantage de supprimer l'erreur de trainage. mais comme il tend à déstabiliser le système. En revanche il devient intéressant quand on l'associe au contrôle dérivé

d'où on a :
$$Y_m = K_c \cdot \varepsilon + L \frac{d\varepsilon}{dt} + M \int_0^t \varepsilon dt \quad (4.2.3)$$

$$Y(p) = K_c \left(1 + \tau_d + \frac{1}{\tau_i p} \right)$$

sont en écriture opérationnelle :

$$T(p) = \frac{K_c + Lp + M/p}{P(1 + \tau_p p)} = \left(1 + \tau_d p + \frac{1}{\tau_i p} \right) K \frac{1}{P(1 + \tau_p p)} \quad (4.2.4)$$

d'où on déduit que
$$K_p = \lim_{p \rightarrow 0} T(p) = \infty, \quad \varepsilon_p = 0$$

$$K_v = \lim_{p \rightarrow 0} pT(p) = \infty, \quad \varepsilon_v = 0$$

CONCLUSION

L'étude des systèmes asservis est un domaine très étendu qui ne peut être couvert totalement par les MS150 de feedback. Néanmoins cet équipement permet d'illustrer de nombreuses notions très intéressantes.

C'est ainsi de ces études précieuses qu'on a constaté que la pratique et la théorie se concordent.

Nous espérons que d'autres étudiants poursuivront ce travail avec le complément de matériel concernant les systèmes échantillonnés et la régulation P.I.D.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] - A. ZERGUERRAS : Cours de Fen 153
- [2] - MANUELS DE LA FIRME FEEDBACK Ltd : 1^{ere}, 2^{eme}, 3^{eme}
4^{eme} et 5^{eme} partie "Feedback".
- [7] - F. MILSANT : "Asservissements Lineaires"
(Tome : I et II) EYROLLES
- [8] - C. FOULARD : "Asservissements Lineaires et Continus"
DUNOD
- [9] - P. NASLIN : "Technologie et Calcul pratique des
systemes asservis" DUNOD
- [10] - D. MAINGUENAUD : "Cours d'automatique"
(Tome : I et II) MASSON
- [11] - J.C. GILE : "Theorie et Calcul des asservissements"
DUNOD
- [12] - J.J. DI STEFANO : "Systemes asservis" (Tome : I et II)
SCHAUM.

