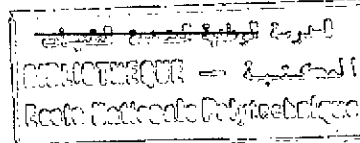


6/93

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT:

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**MODELISATION NON LINEAIRE ET
COMMANDE
NEURO-LINGUISTIQUE ET PAR REGIMES GLISSANTS
DE LA MACHINE SYNCHROME EN MONOVARIABLE**

Proposé par:

M.E. AGGOUNE
M.C. SOUAMI
F. BOUDJEMA
A. BENSENOUCI
A. HELLAL

Etudié par:

A.N. BOUDAUD
T. BOUKHOBZA

Dirigé par:

M.C. SOUAMI
A. BENSENOUCI
F. BOUDJEMA

PROMOTION

Juin 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - Alger

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT:

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**MODELISATION NON LINEAIRE ET
COMMANDE
NEURO-LINGUISTIQUE ET PAR REGIMES GLISSANTS
DE LA MACHINE SYNCHROME EN MONOVARIABLE**

Proposé par:

M.E. AGGOUNE
M.C. SOUAMI
F. BOUDJEMA
A. BENSENOUCI
A. IELLAL

Etudié par:

A. N. BOUDAUD
T. BOUKHOBZA

Dirigé par:

M.C. SOUAMI
A. BENSENOUCI
F. BOUDJEMA

PROMOTION

Juin 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi El-Harrach - Alger

DEDICACES

Nous dédions ce mémoire au défunt président Mohamed BOUDIAF

A la mémoire de mon père

A la mémoire de mes grands parents

A ma mère

A mes parents

A Hasna, Jalil, Djelloul, Nora et Naziha

A Karima, Farah et Idir

A ma Nadia

A mes tantes Farida et Djamila

A mes oncles

A ma chère Souaad

Jaha

Nassim



A tous nos copains.



REMERCIEMENTS

Pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de nous encadrer, pour l'intérêt constant avec lequel il a suivi la progression de ce mémoire, pour sa disponibilité, pour son soutien moral et pour ses précieux conseils, que Mr M.C. Souami reçoive le témoignage de notre sincère reconnaissance.

Que Mr Tadjeddine trouve ici l'expression de notre profonde gratitude pour nous avoir envoyé une précieuse documentation et nous avoir aidé dans l'élaboration de cette thèse.

Nous tenons à remercier Mr Hadj Sadok pour son aide précieuse dont il a fait preuve à notre égard.

Nous remercions aussi Mr Hamdi pour nous avoir aidé dans notre recherche bibliographique.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Mr Djouzi et Mr Zaouidi pour avoir mis à notre disposition des outils de calculs.

Que tous ceux qui de près ou de loin nous ont soutenu moralement et contribué à l'élaboration de ce mémoire, reçoivent nos remerciements.

Nos remerciements s'adressent aussi à tous les membres du jury pour nous avoir honorés en acceptant de juger notre travail.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	4
----------------------------	---

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE CONNECTEE A UN BUS INFINI AVEC CHARGE LOCALE	4
--	---

I. Introduction	4
II. Etude de la machine	4
II.1 Equations électriques	5
II.2 Equations mécaniques	10
III. Connection à un bus infini avec charge locale	12
IV. Simulation et résultats	15
V. Modélisation de la saturation de la tension d'excitation	16
VI. Conclusions	17

CHAPITRE II

COMMANDE PAR REGIMES GLISSANTS.....	28
-------------------------------------	----

I. Introduction	28
II. Généralités sur les régimes glissants	28
II.1 Conditions d'existances du régime glissant	29
II.2 Notion de degré relatif	30
III. Régimes glissants appliqués au cas linéaire	30
IV. Régimes glissants appliqués au cas non linéaire	32

IV.1 Linéarisation exacte par retour d'état	32
V. Application de la technique à la machine synchrone	36
V.1 Calcul du degré relatif	38
V.2 Transformation normale de base	38
V.3 Placement de pôles	39
VI. Simulation et résultats	40
*1er Test	42
*2ème Test	43
*Robustesse	43
V. Conclusions	45

CHAPITRE III

COMMANDE NEURO-LINGUISTIQUE.....	77
I. Introduction	77
II. Structure du neurone biologique	77
III. Modélisation mathématique du neurone	78
IV. Réseau de neurones	78
V. Apprentissage	80
V.1 Entraînement du réseau	81
V.2 Rétro-Propagation	81
V.3 Méthode d'optimisation aléatoire	83
VI. Contrôle par réseau de neurones Artificiels	84
VI.1 Introduction	84
VI.2 Commande linguistique	85
VII Application au système	86

VII.1 Tableau d'entraînement	86
VII.2 Choix de l'algorithme	87
VIII. Simulations et résultats	89
a-Réponses à un changement de consigne	89
b-Test de robustesse	91
*Réalisation pratique	93
IX. Conclusions	94
CONCLUSION GENERALE	125
REFERENCES	130
ANNEXES	133
Annexe-1-	134
Annexe-2-	139
Annexe-3-	143

Notations

Symbole	Signification
$i_a, i_b, i_c, i_D, i_F, i_Q$	courants dans les enroulements respectif a, b, c, D, F, Q
i_d, i_q, i_{td}, i_{tq}	courants ramenés de la machine (d, q) et courant ramenés (par la transf de Park) de la ligne (td, tq)
k_F, k_D, k_Q	coefficients ramenant les grandeurs rotoriques au stator
L_s, L_m	inductances spécifiques à la machine
L_{ii}	inductances de l'enroulement i
L_D, L_F, L_Q	inductances respectives de l'amortisseur D, Q et inductance de l'enroulement exciteur F
M_F, M_D, M_Q	mutuelles rotor-stator
M_s	mutuelle spécifique à la machine
P_{out}	Puissance active
T_{eb}	couple électromagnétique
T_m	couple mécanique
$V_a, V_b, V_c, V_D, V_F, V_Q$	tensions respectivement aux bornes des enroulements a, b, c, D, F, Q
V_d, V_q	tensions statoriques ramenés (par P)
V_{oo}	tension aux bornes du bus infini
ω	vitesse angulaire
δ	angle interne de la machine
β	déphasage entre tension de ligne et tension de bus
α	déphasage de la tension de bus par rapport à 0
$L_h(X)$	Opérateur de Lie (Cf chap II)

Résumé

La machine synchrone est la machine la plus utilisée dans la production d'énergie électrique à moyenne et grande échelle.

Cette machine présente de fortes non linéarités et son étude nécessite une modélisation de toutes ces non linéarités. Le modèle obtenu permet de faire des simulations avec de fortes perturbations. Les résultats obtenus sont plus proches de la réalité.

On propose de commander cette machine par deux techniques de régulation:

-Régimes glissants.

-Neuro-linguistique.

Dans la première technique, la synthèse de la loi de commande et de la surface de glissement a nécessité l'utilisation de l'exacte linéarisation par retour d'état. Différents essais de placement de pôles et de dimensionnements du convertisseur de commande ont été conduits. Les résultats obtenus montrent que le contrôleur est rapide, précis, robuste aux variations des paramètres internes au système et insensible au bruit.

La commande Neuro-linguistique nécessite un bon choix des classes et de leurs largeurs. L'étude de l'entraînement du réseau a montré que la technique de rétro-propagation est lente et n'atteint pas forcément un minimum global contrairement à la 2ème méthode étudiée. Celle-ci basée sur la méthode d'optimisation aléatoire converge plus rapidement vers le minimum global. L'implémentation d'un contrôleur Neuro-linguistique ne nécessite pas la connaissance du modèle mathématique du système mais seulement quelques mesures. Ce régulateur est rapide, précis et robuste; il est cependant très sensible au bruit

Une étude comparative entre les performances des deux contrôleurs nous conduit à dire que mis à part la sensibilité au bruit, le neuro-contrôleur est meilleur du point de vue coût, implémentation (informations sur le système), temps de calcul, rapidité, précision et robustesse.

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, et partout dans le monde, l'électricité est la forme d'énergie la plus utilisée à cause de son rapport coût/ efficacité, de sa transportabilité et de la maîtrise des techniques de sa production. En effet, cette dernière consiste à transformer en électricité une autre forme d'énergie qui est en général, d'origine mécanique pour les grandes puissances (ex: turbines à vapeur, barrages etc..). Cette transformation d'énergie se fait à l'aide de génératrices qui sont de trois types: la génératrice à courant continu, la génératrice asynchrone et la génératrice synchrone. Cette dernière sert à fabriquer la majeure partie de l'électricité à grande et moyenne échelle.

Pour répondre efficacement aux besoins des usagers en énergie, le contrôle des paramètres telles que la fréquence du réseau électrique (50Hz ou 60 Hz), la tension de ligne, les puissances fournies (active et réactive) est nécessaire. Ces grandeurs sont très sensibles aux perturbations dues à la ligne, à la charge locale, au couple mécanique ou tout simplement à la demande variable des usagers .

Les besoins d'énergie toujours croissants que génère le progrès économique et social font que les réseaux de production et de distribution deviennent de plus en plus complexes. Cela rend plus difficile l'asservissement de la puissance. Les méthodes classiques de commande sont souvent inefficaces et très limitées dans leurs capacités à obtenir une distribution stable, robuste et satisfaisante (limitées sur les valeurs de perturbations admissibles, sur la rapidité etc..).

De nouvelles méthodes plus adaptées à la résolution de ces problèmes existent et donnent de meilleures régulations. Dans ce qui suit nous nous proposons d'en étudier deux: La première méthode, connue pour sa robustesse face à différentes perturbations, est la commande par régimes glissants[2],[4]; la seconde est une technique dérivée des techniques de l'intelligence artificielle qui est la commande neuro-linguistique.

PRESENTATION DU TRAVAIL

Notre étude porte sur la commande d'une machine synchrone, connectée au réseau, avec charge locale, par deux techniques: Les régimes glissants et la commande neuro-linguistique.

Le présent travail est composé de quatre parties organisées comme suit:

Dans la première partie, une modélisation complète de la machine synchrone reliée à un bus infini par une impédance de ligne, comprenant une charge locale d'impédance elle aussi connue, sera proposé. Le modèle non linéaire ainsi défini sera utilisé pour construire une représentation plus fidèle et plus exacte, permettant l'application au modèle de simulation de la machine de fortes perturbations

Dans la seconde partie, nous aborderons la première technique de commande: les régimes glissants. La difficulté de trouver une surface de glissement avec un modèle non linéaire, nous amènera à utiliser une linéarisation exacte par retour d'état. Le modèle sera subdivisé en deux blocs:

-Le premier bloc linéaire et à variables d'état indépendantes du second bloc et comportant la sortie

-Un second bloc non linéaire et ne comportant pas explicitement le terme de la commande.

Après avoir formé une surface de glissement avec les états du premier bloc, ces résultats seront rapportés au modèle d'origine par une transformation adéquate, réalisant ainsi le glissement sur le modèle non linéaire.

La troisième partie de ce travail comportera une introduction aux réseaux neuronaux artificiels et leurs capacités. Nous appliquerons la commande neuro-linguistique au système. la commande linguistique consiste à faire correspondre à chaque classe d'erreur une classe de commande. Ayant appris à générer cette commande, le réseau de neurones sera ensuite intégré au système comme contrôleur.

INTRODUCTION GENERALE

Dans la dernière partie, nous ferons une synthèse et une étude comparative des deux méthodes et nous conclurons au vu des résultats obtenus quant à la robustesse, le coût et les performances de chaque technique et son applicabilité au problème.

CHAPITRE I**MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE
CONNECTEE A UN BUS INFINI AVEC CHARGE
LOCALE****I. INTRODUCTION:**

Le but de cette partie est de mettre le système sous forme d'équations d'état; ie sous la forme:

$$\dot{X} = f(x, u, t) \quad (1.1)$$

où

x est le vecteur d'état

u est le vecteur commande

t est le temps

II. ETUDE DE LA MACHINE SYNCHRONNE:

La machine synchrone est représentée sur la fig 1.1. Elle est constituée de trois enroulements statoriques, d'un enroulement d'excitation et de deux enroulements amortisseurs caractérisant les pertes Fer et celles dues aux courants de Foucault.

Les enroulements sont magnétiquement couplés en fonction de la position du rotor; le flux induit par chaque enroulement est aussi fonction de l'angle de rotation.

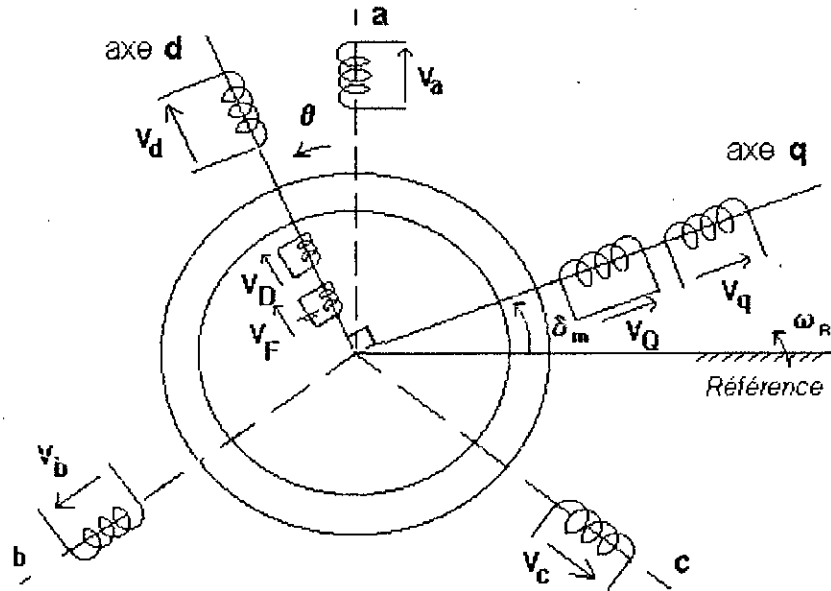


Fig.1.1:Représentation de la machine.

II.1 Equations électriques[1]:

En appliquant la loi des mailles, les équations électriques régissant la machine synchrone sont:

$$v_a = -r_a i_a - \dot{\lambda}_a \quad (1.2)$$

$$v_b = -r_b i_b - \dot{\lambda}_b \quad (1.3)$$

$$v_c = -r_c i_c - \dot{\lambda}_c \quad (1.4)$$

$$v_F = -r_F i_F - \dot{\lambda}_F \quad (1.5)$$

$$v_D = 0 = -r_D i_D - \dot{\lambda}_D \quad (1.6)$$

$$v_Q = 0 = -r_Q i_Q - \dot{\lambda}_Q \quad (1.7)$$

Les flux issus des différents enroulements en fonction des courants sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où

L_{ii} sont les self(inductances).

L_{ijk} sont les mutuelles entre l'enroulement i et l'enroulement k .

Les inductances statoriques sont données par :

$$L_{aa} = L_s + L_m \cos 2\theta \quad (1.9)$$

$$L_{bb} = L_s + L_m \cos (2\theta - 2\pi/3) \quad (1.10)$$

$$L_{cc} = L_s + L_m \cos (2\theta + 2\pi/3) \quad (1.11)$$

Où $L_s > L_m$ sont des inductances constantes spécifiques à la machine.

Les inductances rotoriques sont données par :

$$L_{FF} = L_F ; L_{DD} = L_D ; L_{QQ} = L_Q \quad (1.12)$$

Les mutuelles statoriques sont données par:

$$L_{ab} = L_{ba} = -M_s - L_m \cos 2(\theta + \pi/6) \quad (1.13)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -M_s - L_m \cos 2(\theta - \pi/2) \quad (1.14)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -M_s - L_m \cos 2(\theta + 5\pi/6) \quad (1.15)$$

Les mutuelles rotoriques sont données par:

$$L_{FD} = L_{DF} = M_R ; L_{FQ} = L_{QF} = 0 ; L_{DQ} = L_{QD} = 0 \quad (1.16)$$

Les mutuelles rotoriques-statoriques sont données par:

$$L_{aF} = L_{Fa} = M_F \cos \theta \quad (1.17)$$

$$L_{bF} = L_{Fb} = M_F \cos(\theta - 2\pi/3) \quad (1.18)$$

$$L_{cF} = L_{Fc} = M_F \cos(\theta + 2\pi/3) \quad (1.19)$$

$$L_{aD} = L_{Da} = M_D \cos \theta \quad (1.20)$$

$$L_{bD} = L_{Db} = M_D \cos(\theta - 2\pi/3) \quad (1.21)$$

$$L_{cD} = L_{Dc} = M_D \cos(\theta + 2\pi/3) \quad (1.22)$$

$$L_{aQ} = L_{Qa} = M_Q \sin \theta \quad (1.23)$$

$$L_{bQ} = L_{Qb} = M_Q \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (1.24)$$

$$L_{cQ} = L_{Qc} = M_Q \sin(\theta + 2\pi/3) \quad (1.25)$$

Où $M_s > L_{in}$ sont spécifiques à la machine.

Étant donné que les inductances dépendent de l'angle de rotation θ , les équations précédentes sont difficilement exploitables. Afin d'éliminer ce problème, on effectue alors un changement de base en utilisant la transformation de Park [Annexe 1], ceci a pour effet de ramener toutes les grandeurs statoriques des phases (a,b,c) dans un repère (o,d,q) lié au rotor.

En effectuant ce changement de base sur les grandeurs statoriques (tensions, courants, flux) on obtient:

$$V_{odq} = P V_{abc} \quad (1.26)$$

$$i_{odq} = P i_{abc} \quad (1.27)$$

$$\lambda_{odq} = P \lambda_{abc} \quad (1.28)$$

D'où

$$\lambda_{odq} = P \lambda_{abc} + I \dot{\lambda}_{abc} \quad (1.29)$$

Les nouvelles composantes (tension, courant et flux) sont données dans le repère mobile défini par les axes (d,q).

Or

$$PP^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(I.30)

D'où

$$P \lambda_{abc} = \lambda_{odq} - \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega\lambda_q \\ \omega\lambda_d \end{bmatrix}$$

(I.31)

Les équations électriques deviennent alors:

$$\begin{bmatrix} v_{odq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_{odq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} s \\ 0 \end{bmatrix}$$

(I.32)

Avec

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \quad s = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega\lambda_q \\ \omega\lambda_d \end{bmatrix}$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_F & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

Le système étant équilibré la composante homopolaire est nulle.

L'application de la transformation de Park donne l'expression suivante de la relation entre flux et courants:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \tag{1.33}$$

On en déduit en remplaçant cette expression dans(1.32) le système suivant:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_F \\ 0 \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & \omega L_q & \omega kM_Q \\ 0 & r_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ -\omega L_d & -\omega kM_F & -\omega kM_D & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{1.34}$$

Où $L_d=L_s+M_s+(3/2)L_m$, $L_q=L_s+M_s-(3/2)L_m$.

La figure 1.2 illustre la représentation de la machine dans le repère mobile (d,q)

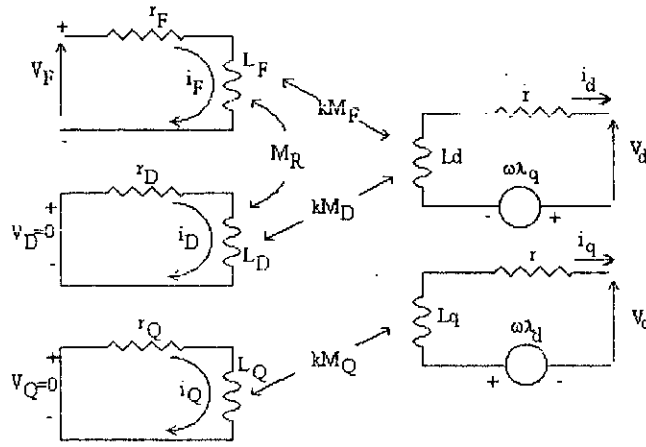


Fig.1.2:Schéma equivalent de la machine synchrone.

II.2 Equations mécaniques [1]:

Les équations mécaniques du système sont exprimées par:

$$J \ddot{\theta} = 2 \frac{J}{p} \dot{\omega} = T_a$$

(I.35)

Où

p est le nombre de pôles .

ω est la vitesse angulaire en rd/s

T_a est le couple d'accélération

Le couple d'accélération est donné par la relation:

$$T_a = T_m - T_{c\phi} - T_d$$

(I.36)

Où

T_m: couple mécanique.

T_c: couple électromagnétique.

T_d=D ω : couple d'amortissement (D constante d'amortissement).

La puissance totale des 3 phases est définie par:

$$P_{out} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = V_{abc} i_{abc} \quad (1.37)$$

Elle est exprimée dans le repère (o,d,q) par:

$$P_{out} = v_d i_d + v_q i_q = (i_d \dot{\lambda}_d + i_q \dot{\lambda}_q) + (i_q \lambda_d + i_d \lambda_q) \omega - (i_d^2 + i_q^2) \quad (1.38)$$

La puissance transférée du rotor vers le stator est celle dépendante du terme en ω ; celui-ci donne naissance au couple électromagnétique défini par:

$$T_{e\phi} = \frac{\partial p}{\partial \omega} = \frac{\partial ((i_q \lambda_d + i_d \lambda_q) \omega)}{\partial \omega} = i_q \lambda_d + i_d \lambda_q \quad (1.39)$$

Sachant que les flux s'expriment en fonction des courants (1.33), on a:

$$\lambda_d = L_d i_d + kM_F i_F + kM_D i_D; \quad \lambda_q = L_q i_q + kM_Q i_Q \quad (1.40)$$

On aboutit à l'équation suivante :

$$T_{e\phi} = \begin{bmatrix} L_d i_q & kM_F i_q & kM_D i_q & -L_q i_d & -kM_Q i_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

L'équation mécanique s'écrit donc:

$$\dot{\omega} = \frac{T_m}{\tau} + \frac{1}{3\tau} \begin{bmatrix} -L_d i_q & -kM_F i_q & -kM_D i_q & L_q i_d & kM_Q i_d & -D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \\ \omega \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

$$V_{abc} = \frac{V_{abc}}{RC} + \frac{i_{abc} - i_{tabc}}{C}$$

$$i_{abc} = \frac{V_{abc}}{L_e} - \frac{R_e}{L_e} - V_{\infty abc} / L_e$$

(1.45)

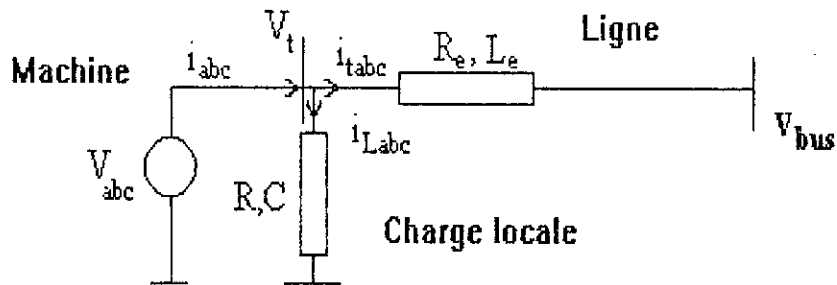


Fig.1.3: Représentation machine-charge locale-bus infini.

Où

R, C sont les paramètres modélisant la charge locale.

Le réseau infini est représenté par une source de fréquence et tension constante en module et argument défini par:

$$V_{\infty abc} = \sqrt{2} V_{\infty} \begin{bmatrix} \cos(\omega_R t + \alpha) \\ \cos(\omega_R t + \alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_R t + \alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

(1.46)

Où $V_{\infty abc}$ représente la tension aux bornes du réseau (bus infini).

En appliquant la transformation de Park, en utilisant (1.26) et [1]:

$$P V_{\omega abc} = \sqrt{3} V_{\omega} \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.47)$$

De même que:

$$P \overset{\circ}{i}_{abc} = \overset{\circ}{i}_{dq} - P P^{-1} \overset{\circ}{i}_{dq} \quad (I.48)$$

et

$$P \overset{\circ}{V}_{abc} = \overset{\circ}{V}_{dq} - P P^{-1} \overset{\circ}{V}_{dq} \quad (I.49)$$

D'où les équations données dans le repère (d,q):

$$\begin{aligned} \dot{v}_d &= -\omega v_q - \frac{v_d}{RC} + \frac{i_d - i_{td}}{C} \\ \dot{v}_q &= \omega v_d - \frac{v_q}{RC} + \frac{i_q - i_{tq}}{C} \\ \dot{i}_{td} &= -\omega i_{tq} - \frac{R_e}{L_e} i_{td} + \frac{v_d}{L_e} + \frac{V_{\omega}}{L_e} \sqrt{3} \sin(\delta - \alpha) \\ \dot{i}_{tq} &= \omega i_{td} - \frac{R_e}{L_e} i_{tq} + \frac{v_q}{L_e} - \frac{V_{\omega}}{L_e} \sqrt{3} \cos(\delta - \alpha) \end{aligned} \quad (I.50)$$

Le modèle complet de la machine synchrone avec charge locale connectée au bus infini aura donc 4 variables d'état supplémentaires définies ci-dessus.

La tension aux bornes de la machine est définie par V_t , avec:

$$V_t = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (I.51)$$

Les variables d'état représentant le système complet* sont donc:

$$X^T = (i_d \ i_f \ i_D \ i_q \ i_Q \ \omega \ \delta \ v_d \ v_q \ i_{td} \ i_{tq}),$$

* Le modèle complet est présenté en annexe -1-

La commande

$$U=(V_f, T_m)$$

La sortie à laquelle on s'intéresse est la tension V_t aux bornes de la machine.

IV. SIMULATION ET RESULTATS:

Le modèle précédemment établi est soumis à de fortes perturbations sur la tension d'excitation V_f et sur le couple mécanique T_m , pour différents points de fonctionnement; on s'intéressera aux sorties V_t , ω et δ .

Les points initiaux du régime permanent sont calculés en mettant toutes les dérivées des variables d'état à zéro, et en fixant la puissance active P fournie par la machine ainsi que la tension efficace à ses bornes.

Nous avons, dans notre étude, défini trois points de fonctionnement(**) correspondants à trois puissances différentes tout en gardant V_t égale à 1.17 (pu) et le facteur de puissance $\cos\phi$ égal à 0.85.

$P=1.0$ (pu) correspondant au régime nominal.

$P=0.8$ (pu) en dessous du régime nominal.

$P=1.2$ (pu) en dessus du régime nominal.

Il est à noter que les différents points de fonctionnement ont été calculés à l'aide du logiciel Matlab, et la simulation a été effectuée grâce à un programme que nous avons développé en se basant sur l'algorithme de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre.

En appliquant des perturbations sur V_f de 10 et 30% (voir planche I.1 et I.2)) V_t et δ ont des dynamiques proches du premier ordre, la pulsation ω présente des oscillations dont l'amplitude est d'autant plus grande que l'est la puissance active que fournit la machine. Il apparaît clairement que l'instabilité de la machine s'accroît aux fortes puissances.

(**) Les états en régime permanent au différents points de fonctionnements sont définis en annexe-1-

Les perturbations de 10% et 30% sur T_m (voir planche I.3) donnent pour la vitesse de rotation ω ainsi que pour l'angle interne δ des réponses oscillatoires dont l'amplitude est d'autant plus grande que l'est la puissance active au point initial. Pour V_t la réponse reste globalement du premier ordre. Il est à noter que le système devient instable pour les perturbations du couple (30%) entraînant des valeurs de l'angle interne δ supérieur à $\pi/2$ [2]. Les résultats obtenus par la simulation pour le régime nominal pour de faibles perturbations (<10%) nous ont permis de valider notre modèle en les comparant avec ceux de [1].

V. MODÉLISATION DE LA SATURATION DE LA TENSION D'EXCITATION:

Les limitations physiques de la machine font que la tension d'excitation ne peut dépasser la valeur de 500 v (dans notre cas) et pour des raisons de stabilité[2], elle ne peut être inférieure à zéro.

On modélise cette limitation (Fig I.4) dans nos simulations par une fonction saturation à la sortie du contrôleur.

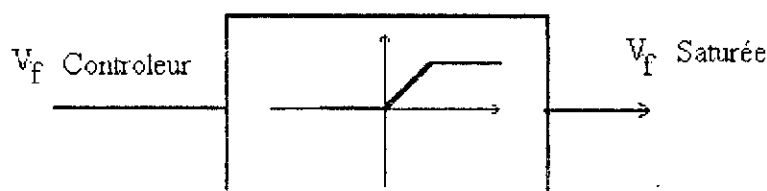


Fig I.4: Modélisation de la saturation

La conséquence de cette saturation est la limitation de la plage de variation de la consigne, car comme le montre le graphe de la simulation en boucle ouverte en maintenant la tension d'excitation à son maximum, on ne peut dépasser une consigne de 1.58 pu, soit une variation de 35% par rapport à la valeur nominale.

VI. CONCLUSION:

On a obtenu une représentation d'état non linéaire complète du système machine-bus-charge locale nous permettant la simulation de larges gammes de variations de toutes les grandeurs de perturbations et autour de n'importe quel point de fonctionnement. (notre modèle restant toujours valable).

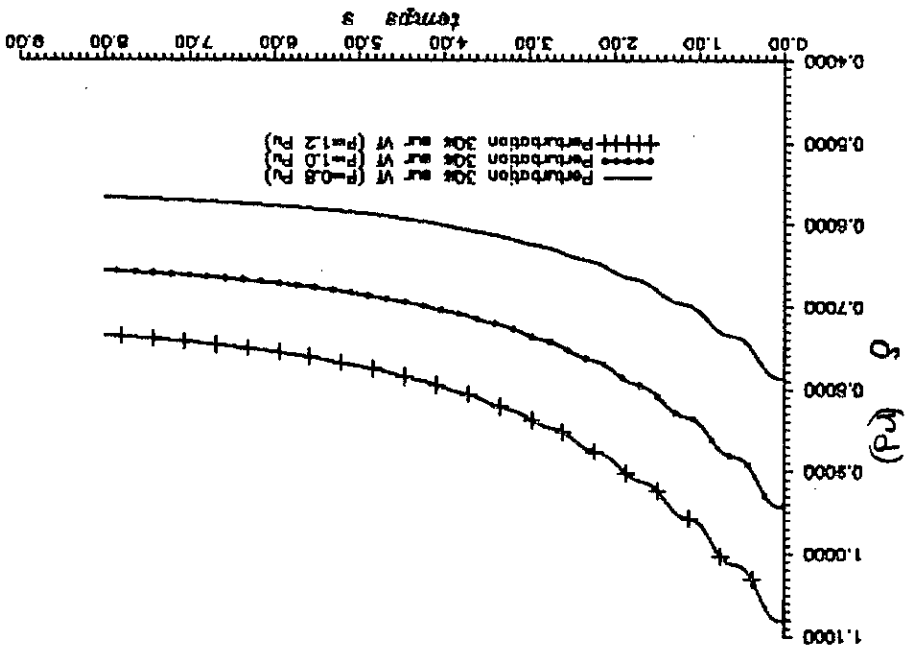
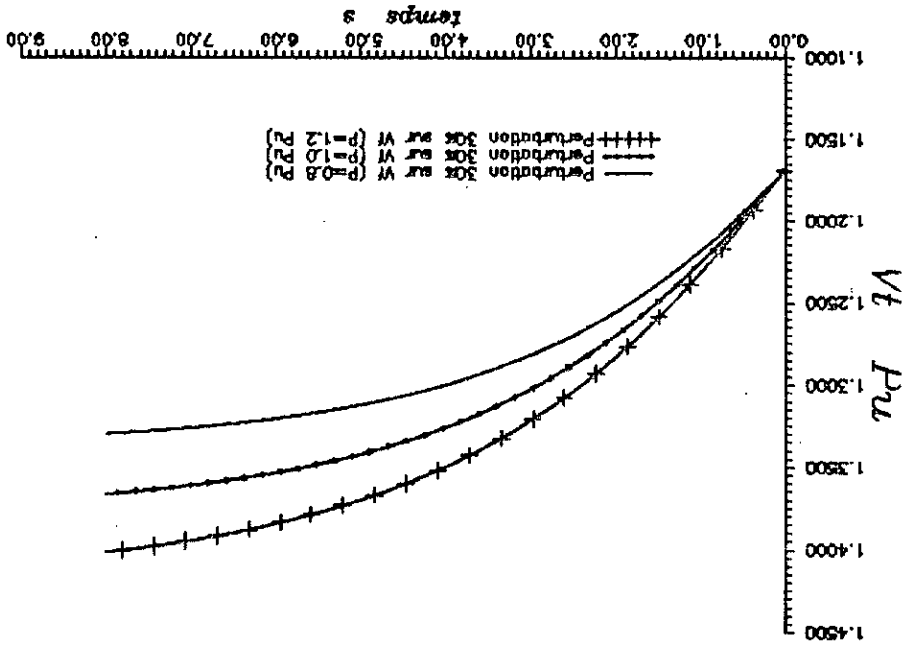
Grâce au modèle obtenu, nous pouvons maintenant appliquer différentes techniques de commande telles que:

- Commande adaptative (MRAC)
- Commande à structure variable
- Commande neuro-linguistique.

Ce modèle permet des simulations plus proches de la réalité puisqu'incluant toutes les non-linéarités.

d'excitation

Planche I.1.a: Variation de 30% sur la tension de référence



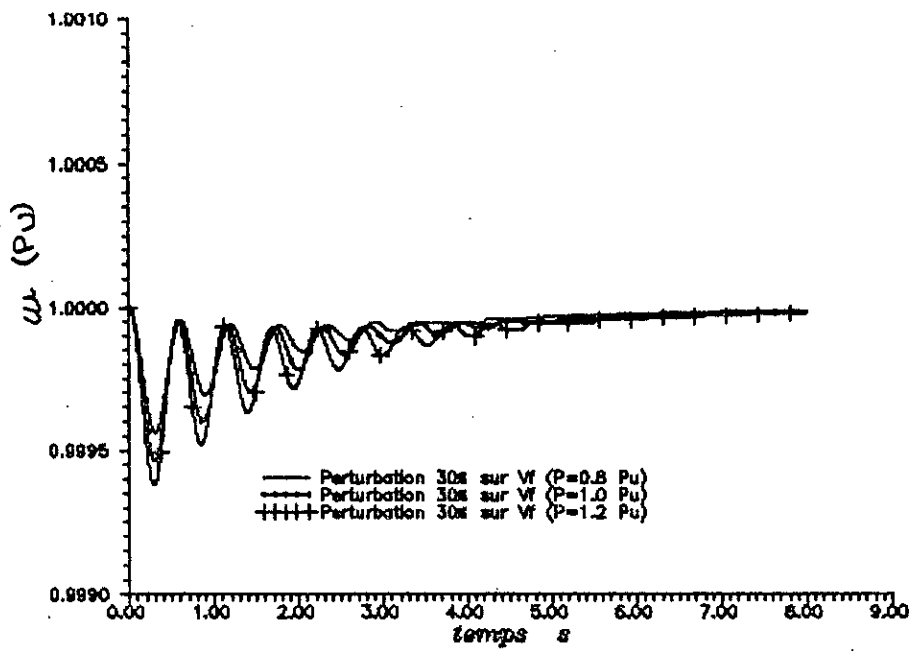


Planche.I.1.b:Variation de 30% sur la tension de référence

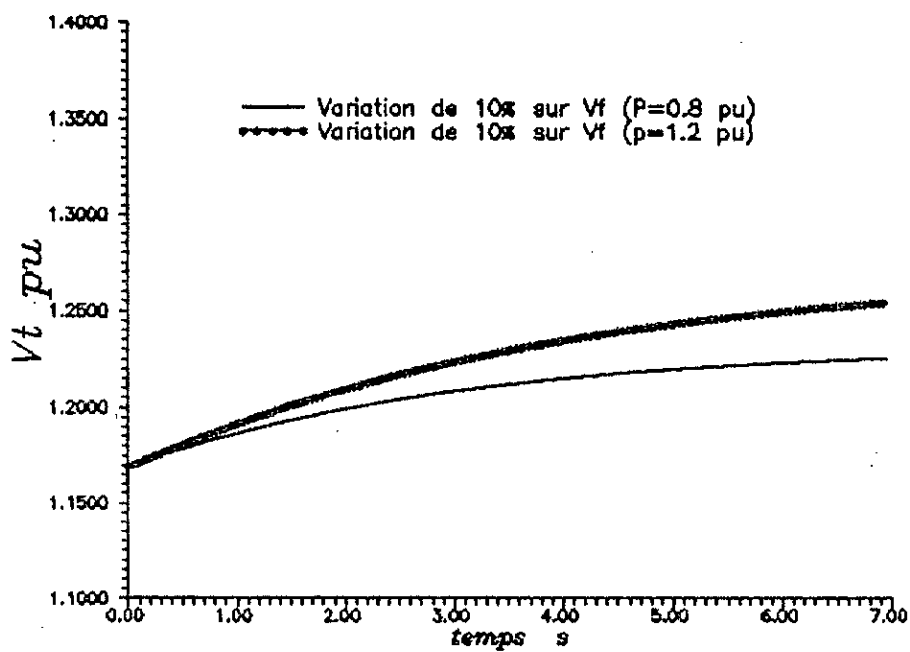
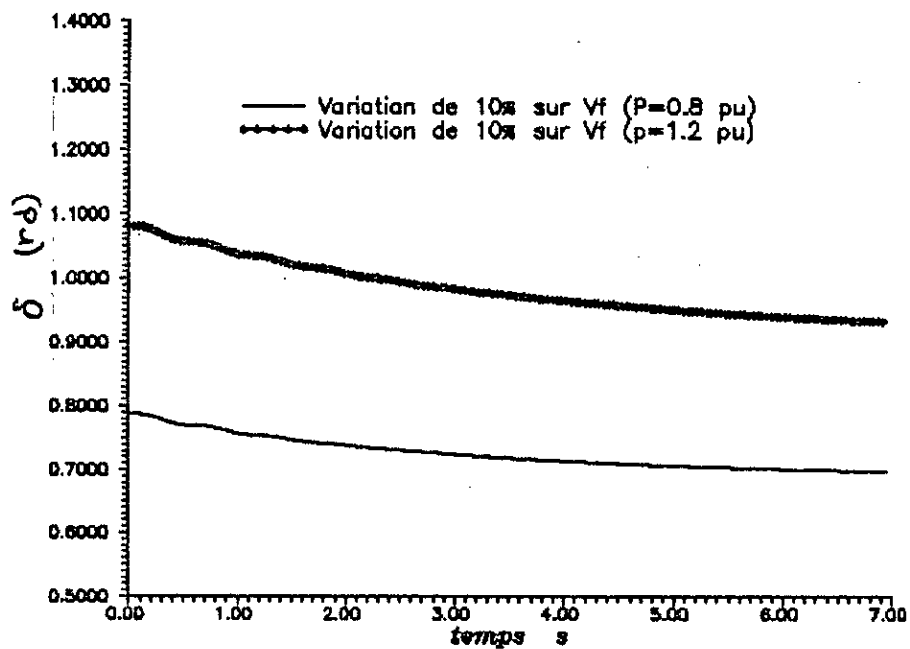


Planche.I.2.a:Variation de 10% sur la tension de référence

CHAPITRE II***COMMANDE PAR REGIMES GLISSANTS*****I. INTRODUCTION:**

Réputée pour sa robustesse, la régulation par régimes glissants est la première méthode que nous allons proposer pour asservir la machine synchrone.

II. GENERALITES SUR LES REGIMES GLISSANTS:

Soit le système physique (non linéaire) sous la forme:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= Y(X,u) = f(X) + g(X)u \\ y &= h(X) \end{aligned} \quad (II.1)$$

Défini dans un intervalle O de R^n , u et $h(X)$ étant des fonctions scalaires (cas monovariante).

La loi de commande d'un système à structure variable est obtenue en définissant une commande discontinue u prenant l'une des valeurs U^+ , U^- [4].

$$u = \{U^+(X), U^-(X)\} \quad / U^+(X) > U^-(X)$$

Tel que:

$$u = U^+ \quad \text{si} \quad h(x) < 0$$

$$u = U^- \quad \text{si} \quad h(x) > 0$$

les commandes U^+ et U^- sont généralement fixes.

II.1 Conditions d'existence du régime glissant [4]:Définition 1 [4]:

Le niveau zéro définit tout vecteur d'état X vérifiant: $h^{-1}(0) = \{X \in O / h(X) = 0\}$, [4].

Un régime glissant existe au voisinage du niveau zéro (ie $h^{-1}(0)$) si :

$$\lim_{h \rightarrow 0^+} L_f h(X) + U^+ L_g h(X) = \lim_{h \rightarrow 0^+} \langle dh, Y(X, U^+) \rangle > 0 \quad (II.2)$$

$$\lim_{h \rightarrow 0^-} L_f h(X) + U^- L_g h(X) = \lim_{h \rightarrow 0^-} \langle dh, Y(X, U^-) \rangle < 0 \quad (II.3)$$

L est l'opérateur de Lie (voir annexes).

Théorème 1:[4]

Un régime glissant existe au voisinage du niveau zéro si et seulement si le système a un degré relatif égal à 1.

Pour tout les états initiaux définis au voisinage $h^{-1}(0)$, U_{eq} est l'unique loi de commande qui contraint le système à se maintenir dans ce voisinage constituant la région du glissement.

U_{eq} doit donc satisfaire la condition :

$$L_f h(X) + U_{eq} L_g h(X) = 0 \quad (II.4)$$

Elle représente la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation entre U^+ et U^- , ou encore la commande équivalente en régime continu.

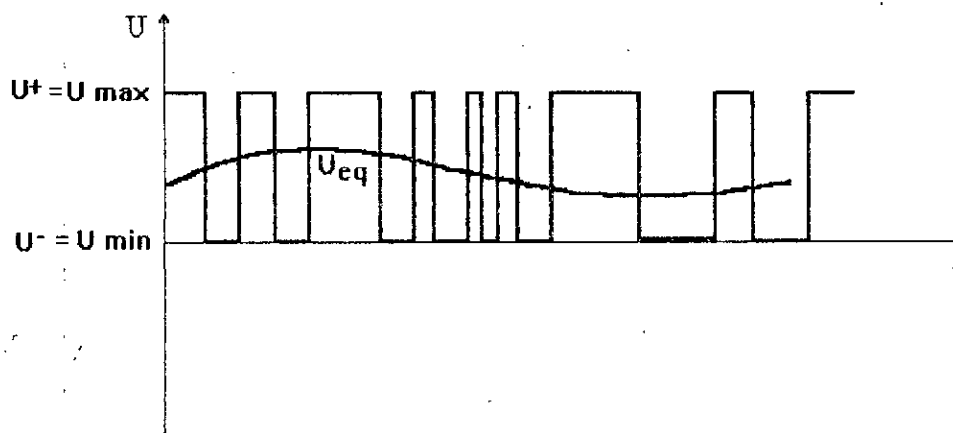


Fig.II.1: Commande équivalente.

Théorème 2 [4]:

La condition nécessaire d'existence du régime glissant au voisinage $h^{-1}(0)$ est:

$$U^- < U_{eq} < U^+$$

II.2 Notions de degré relatif:

Le système (II.1) est de degré relatif r si:

$$L_g L_f^i h(X) = 0 \quad i < r-1 \quad (II.5)$$

$$L_g L_f^{r-1} h(X) \neq 0 \quad (II.6)$$

L désignant l'opérateur de Lie.

Le degré relatif est le nombre de fois que la sortie y doit être dérivée par rapport au temps pour voir apparaître les dérivées de y dépendantes explicitement de la commande u .

A noter que si $y^{(k)}$ ($0 \leq k \leq r$) est dépendante de u alors $\partial y^{(k)} / \partial u \neq 0$. [4]

Dans le cas où le système présente un degré relatif $r > 1$ et d'après le Théorème 1, la condition de glissement n'est pas vérifiée. On choisit une sortie auxiliaire $k(X)$ [4] connue sous le nom de surface de glissement telle que le degré relatif associé au système soit égal à 1

ie:

$$L_g k(X) \neq 0 \quad (II.7)$$

III. REGIMES GLISSANTS APPLIQUES AU CAS LINEAIRE:

Soit le système linéaire sous forme compagne de commande:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (II.8)$$

Où U est la commande.

A : est matrice de transition sous forme compagne de commande^(*).

dynamique

(*) voir annexe 2

B: vecteur commande sous forme compagne de commande.

Il est judicieux[4] de choisir une loi de commutation $S(x)$ sous forme de retour d'état soit:

$$S(x) = -K^T X + K_w W \quad (II.9)$$

Où

W est la consigne à suivre.

La condition de glissement ($r=1$) est vérifiée:

$$L_{13} S(X) \neq 0 \quad (II.10)$$

De la condition (II.4) On déduit que:

$$U_{eq} = (-K^T (AX) + K_w \dot{W}) / K^T B \quad (II.11)$$

Et on doit avoir:

$$U^- < U_{eq} < U^+ \quad (II.12)$$

Remarques:

Pour un système du second ordre (2 variables d'état) la surface de glissement est une droite, la commande U amène la trajectoire d'état à osciller autour de cette surface (voir figure).

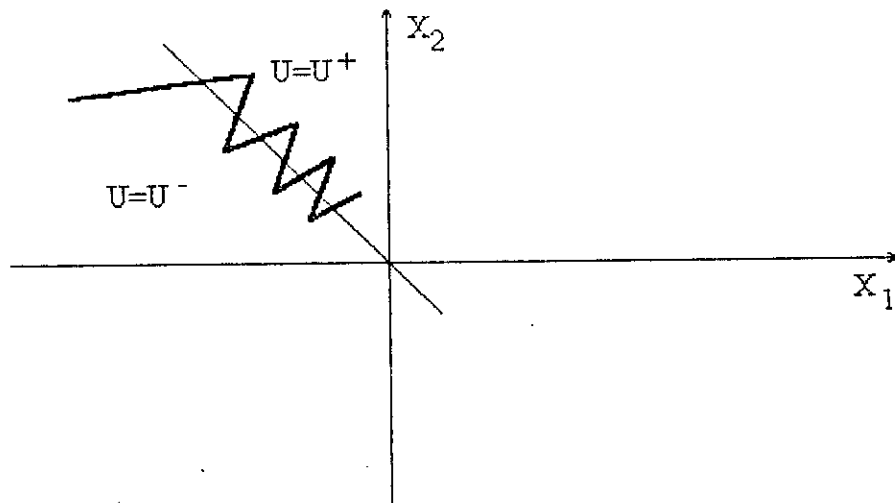


Fig II.2: Trajectoire d'état dans le cas où la surface est une droite.

Pour trouver le vecteur K , on procède comme pour un retour d'état classique [5], en fixant la dynamique du système en boucle fermée par un placement de pôles [5].

IV. REGIMES GLISSANTS APPLIQUES AU CAS NON LINEAIRE:

Dans le cas où le modèle est non linéaire, la recherche d'une surface de glissements vérifiant la condition (II.7) est fastidieuse (équations aux dérivées partielles non linéaires à résoudre).

On contourne ce problème en utilisant l'idée développée par [3] qui est la Linéarisation Exacte par Retour d'Etat.

IV.1 Linéarisation exacte par retour d'état: (LERE)

Cette technique consiste à linéariser partiellement le modèle mathématique sans faire d'approximations. La LERE consiste à diviser le modèle non linéaire en deux blocs [3]: Le premier (contenant la sortie) linéaire et le second non linéaire, ne contenant pas explicitement la grandeur de commande. Il est important que les variables du premier bloc soient totalement indépendantes des variables d'état du second. On obtient alors une sortie dont la dynamique est linéaire.

Partant du système:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + g(X) U \\ y &= h(X) \end{aligned}$$

On cherche à le linéariser partiellement en faisant un changement de base $z = \phi(X)$.

Nous remarquons que pour un système de degrés relatif r un changement de base (normale) $z = \phi(X)$ tel que:

$$\phi(X) = \begin{bmatrix} h(X) \\ L_f h(X) \\ \vdots \\ L_f^{r-1} h(X) \\ \phi_r(X) \\ \vdots \\ \phi_n(X) \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Où $\phi_i(X)$ ($r-1 < i \leq n$) indépendants [3], sont définis tels que:

$$L_g \phi_i(X) = 0 \quad r-1 < i \leq n \tag{II.14}$$

Aboutit au système en z sous forme normale suivant:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= L_f^r h(\phi^{-1}(z)) + L_g L_f^{r-1} (h(\phi^{-1}(z))) U(t) = V \\ \dot{z}_i &= q_i(z) \end{aligned} \tag{II.15}$$

$$y = z_1$$

La condition (II.14) impose la résolution de $(n-r)$ E.D.P.

Il est à noter que les z_i ($r < i \leq n$) sont indépendants de la commande u , explicitement du moins (la matrice Jacobienne $\phi(x)$ doit être non singulière[3]) car on a choisi $\phi_i(x)$ tels que:

$$L_g \phi_i(x) = 0 \quad r < i \leq n \tag{II.16}$$

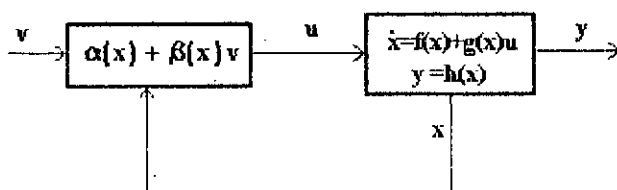
En posant $\eta = (z_{r+1}, \dots, z_n)$, on définit la dynamique zéro comme suit[3][4]:

$$\dot{\eta} = q_0(\eta) \tag{II.17}$$

Le comportement dynamique du système au niveau zéro (ie $h^{-1}(0)$ ou $z_1 = z_2 = \dots = z_r = 0$) est gouverné par la dynamique zéro. En d'autres termes le système est à phase minimale si les $n-r$

états (ie η) sont stables. Dans toute l'étude on supposera que $h(x)$ est choisi de manière à rendre le système à phase minimale. [4]

Le schéma adopté est donc:



Où $u = \alpha(x) + \beta(x)v$

On pose: [3]

$$V = z_r = b(z) + a(z) u \quad (II.18)$$

$$U = (-b(z) + V) / a(z) = \alpha[\phi^{-1}(z)] + \beta[\phi^{-1}(z)]v \quad (II.19)$$

Où

$$a(z) = L_r L_f^{r-1} h[\phi^{-1}(z)] \text{ et } b(z) = L_f^r h[\phi^{-1}(z)]$$

En considérant le retour d'état sur le bloc linéaire on définit V:

$$V = \sum_{i=0}^{r-1} c_i z_i \quad (II.20)$$

La dynamique désirée est obtenue en fixant les coefficients c_i du polynôme caractéristique.

Après avoir partiellement linéarisé le système, nous pouvons aisément synthétiser la surface de glissement en appliquant les techniques relatives aux systèmes linéaires [4]:

$$W = k(z) = c_0 z_1 + c_1 z_2 + \dots + c_{r-2} z_{r-1} + z_r \quad (II.21)$$

Ou dans le domaine des X:

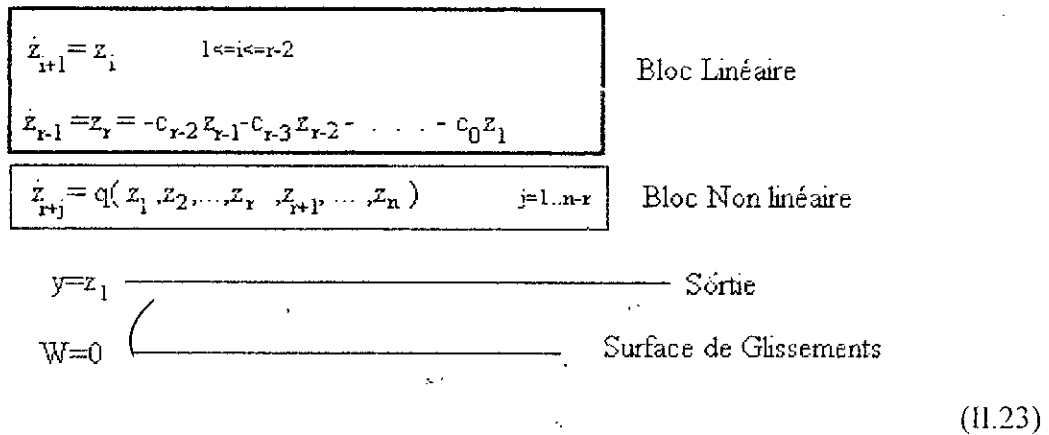
$$W=k(X)=c_0h(X)+c_1 L_f h(X)+ \dots +c_{r-2} L_f^{r-2} h(X)+ L_f^{r-1} h(X) \tag{II.22}$$

On vérifie aisément que:

$$L_g k(X) \neq 0 \text{ (car II.2 II.3 sont vérifiées, le degré relatif est } r \text{)}$$

Le système II.1 associé à la sortie auxiliaire $k(X)$ a un degré relatif égal à 1. Le glissement existe alors au voisinage du niveau zéro $k^{-1}(0)$ sur la surface $W=0$.

Le système sous forme normale associé au glissement idéal sur $k^{-1}(0)$ s'écrit:



La commande U_{eq} satisfaisant (II.10):

$$U_{eq} = -L_f k(X) / L_g k(X) = [-c_0 L_f h(X) - c_1 L_f^2 h(X) - \dots - c_{r-2} L_f^{r-1} h(X) - L_f^r h(X)] / L_g L_f^{r-1} h(X) \tag{II.24}$$

N.B: Au vu de (II.24), en pratique la commande par commutation: $\{U^+, U\}$ est plus facile (temps de calcul) à générer que U_{eq} .

Dans la base normale pour le sous système linéaire la commande équivalente s'écrit:

$$V_{eq} = (c_{n-2}^2 - c_{n-3})z_{n-1} + (c_{n-2}c_{n-3} - c_{n-4})z_{n-2} + \dots + (c_{n-2}c_1 - c_0)z_2 + c_{n-2}c_0z_1 \tag{II.25}$$

V.APPLICATION DE LA TECHNIQUE A LA MACHINE SYNCHROME:

On utilise un commutateur pour faire passer la commande de U^+ à U^- , et un comparateur pour tester la valeur de $k(X)$. Dans notre cas u peut prendre comme valeurs 0 ou 1.

Le commutateur utilisé est donné par la figure II.1' :

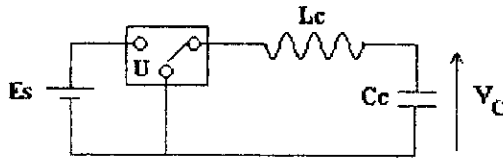


Fig II.1' : Schéma de l'organe de commande.

La structure de réglage adoptée est donnée sur la figure ci-dessous :

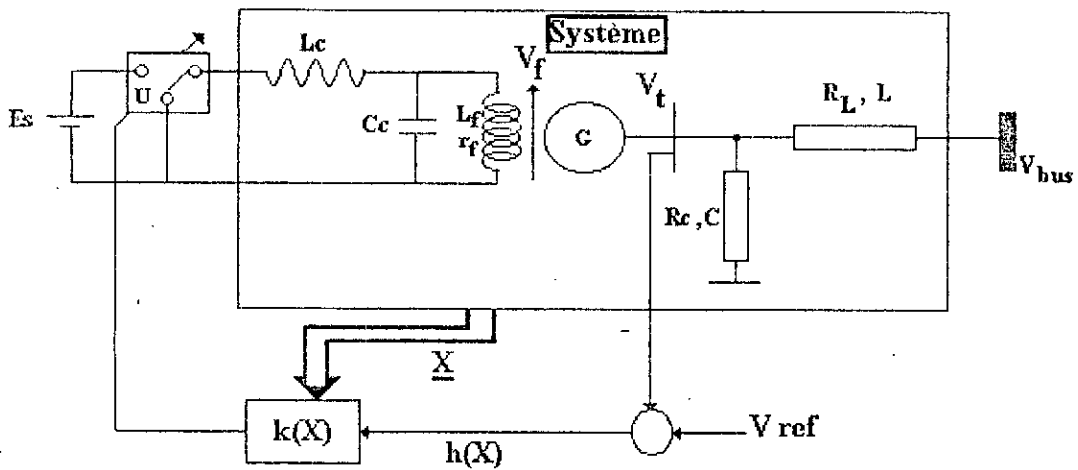


Fig II.2 : Schéma du système étudié avec la structure de réglage

Les équations du modèle étant (cf annexes) :

$$\dot{x}_1 = l_{11}x_1 + l_{12}x_2 + l_{13}x_3 + l_{14}x_4x_6 + l_{15}x_5x_6 + L_{11}x_8 - L_{12}x_{13} = f_1(X)$$

$$\dot{x}_2 = l_{21}x_1 + l_{22}x_2 + l_{23}x_3 + l_{24}x_4x_6 + l_{25}x_5x_6 + L_{21}x_8 - L_{12}x_{13} = f_2(X)$$

$$\dot{x}_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + l_{34}x_4x_6 + l_{35}x_5x_6 + l_{31}x_8 - L_{12}x_{13} = f_3(X)$$

$$\dot{x}_4 = l_{41}x_1x_6 + l_{42}x_2x_6 + l_{43}x_3x_6 + l_{44}x_4 + l_{45}x_5 + L_{44}x_9 = f_4(X)$$

$$\dot{x}_5 = l_{51}x_1x_6 + l_{52}x_2x_6 + l_{53}x_3x_6 + l_{54}x_4 + l_{55}x_5 + L_{54}x_9 = f_5(X)$$

$$\dot{x}_6 = l_{61}x_1x_4 + l_{62}x_2x_4 + l_{63}x_3x_4 + l_{64}x_4x_1 + l_{65}x_5x_1 + l_{66}x_6 + T_m/\tau = f_6(X)$$

$$\dot{x}_7 = x_6 - 1 = f_7(X)$$

$$\dot{x}_8 = -x_6x_9 - x_8/(RC) + (x_1 - x_{10})/C = f_8(X)$$

$$\dot{x}_9 = x_6x_8 - x_9/(RC) + (x_4 - x_{11})/C = f_9(X)$$

$$\dot{x}_{10} = -x_6x_{11} - R_c x_{10}/L_e + x_8/L_c + V\infty\sqrt{3}/L_c \sin(x_7 - \delta) = f_{10}(X)$$

$$\dot{x}_{11} = x_6x_{10} - R_c x_{11}/L_e + x_9/L_c - V\infty\sqrt{3}/L_c \cos(x_7 - \delta) = f_{11}(X)$$

En considérant les équations du circuit de commutation deux équations d'état sont ajoutées au modèle initial:

$$\dot{x}_{12} = -x_{13}/L_c + E U /L_c = f_{12}(X) + E U /L_c$$

$$\dot{x}_{13} = (x_{12} - x_2)/C = f_{13}(X)$$

Avec $x_{13} = V_f$ et $x_{12} = i_1$ (courant dans l'inductance L_c)

Ou sous forme compacte:

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u$$

La sortie y est choisie de tel sorte qu'en régime permanent $h(X) = 0$ soit vérifié:

$$y = h(X) = \sqrt{(x_8^2 + x_9^2)}/\sqrt{3} - V_{10} = V_f/\sqrt{3} - V_{10} = v_f - V_{10}$$

V_{10} étant la tension de ligne en régime statique (ie permanent).

Avec $g^t(X) = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ E/L_c \ 0)$

R.A

La sortie du commutateur est la tension d'excitation de la machine synchrone (commande).

L'objectif de l'asservissement est de suivre une consigne en tension : La tension de ligne v_l .

V.1 Calcul du degré relatif:

En appliquant les formules (II.2 et II.3)* :

$$L_g L_f h(X) = 0$$

$$L_g L_f^2 h(X) = 0$$

$$L_g L_f^3 h(X) \neq 0$$

on trouve un degré relatif $r=4$; il y a donc trois pôles à placer[2].

V.2 Transformation normale de base:

La transformation de base $z = \phi(X)$ permet d'écrire le système sous forme pseudo linéaire tel que:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = z_4 = -c_0 z_1 - c_1 z_2 - c_2 z_3$$

$$\dot{z}_i = \phi_i(X) \quad 3 < i < 4$$

Avec $L_g \phi_i(X) = 0$

La surface de glissement $k(z) = k(\phi(X))$ s'exprime en fonction des coefficients du retour d'état $K^t = (c_0 \ c_1 \ c_2)$ tel que:

$$W = k(z) = -c_0 z_1 - c_1 z_2 - c_2 z_3 - z_4$$

Ou en fonction de X:

$$k(X) = -c_0 h(X) - c_1 L_f h(X) - c_2 L_f^2 h(X) - L_f^3 h(X)$$

* Détails voir annexe-2-

NB: Dans cette étude, le contrôle de la tension de ligne et de ses dérivées sera *uniquement considéré, puisque les autres états ne représentent que la dynamique zéro du système*[3].

V.3 Placement des pôles:

La technique de placement de pôles permet le choix de la dynamique du système en mode de glissements. En effet pour garantir un amortissement optimal, on choisit des pôles complexes conjugués dont la partie réelle est égale à la partie imaginaire, ce qui correspond à un amortissement $\xi=0.7$. Dans le cas étudié étant donné que l'on a trois pôles à placer, deux sont complexes conjugués et le troisième réel, l'ensemble appartient donc à la même verticale [5] (Fig II.2).

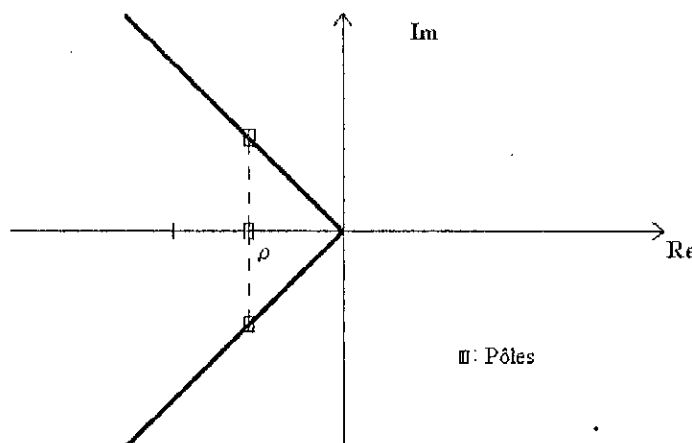


Fig II.2: Placement de pôles.

Après plusieurs essais, la dynamique optimale est obtenue en plaçant les pôles sur la verticale $\rho=-1$ qui correspond à une constante de temps du système régulé égale à 1s. Les coefficients du retour d'état sont donc:

$$C_0=2, C_1=4, C_2=3.$$

· Pour des dynamiques trop rapides, $\rho = -10$ (cf planche II.2') les réponses deviennent oscillatoires et le glissement est perdu.

VI SIMULATION ET RESULTATS:

La simulation a été faite à l'aide de l'algorithme de Runge Kutta du 4ème ordre. Pour pallier aux instabilités numériques le pas a été fixé à 0.00004 s ce qui a rendu le temps d'intégration très élevé vu le nombre d'équations (13 équations) à intégrer.

Les étapes d'intégration sont récapitulées dans l'organigramme ci-contre:

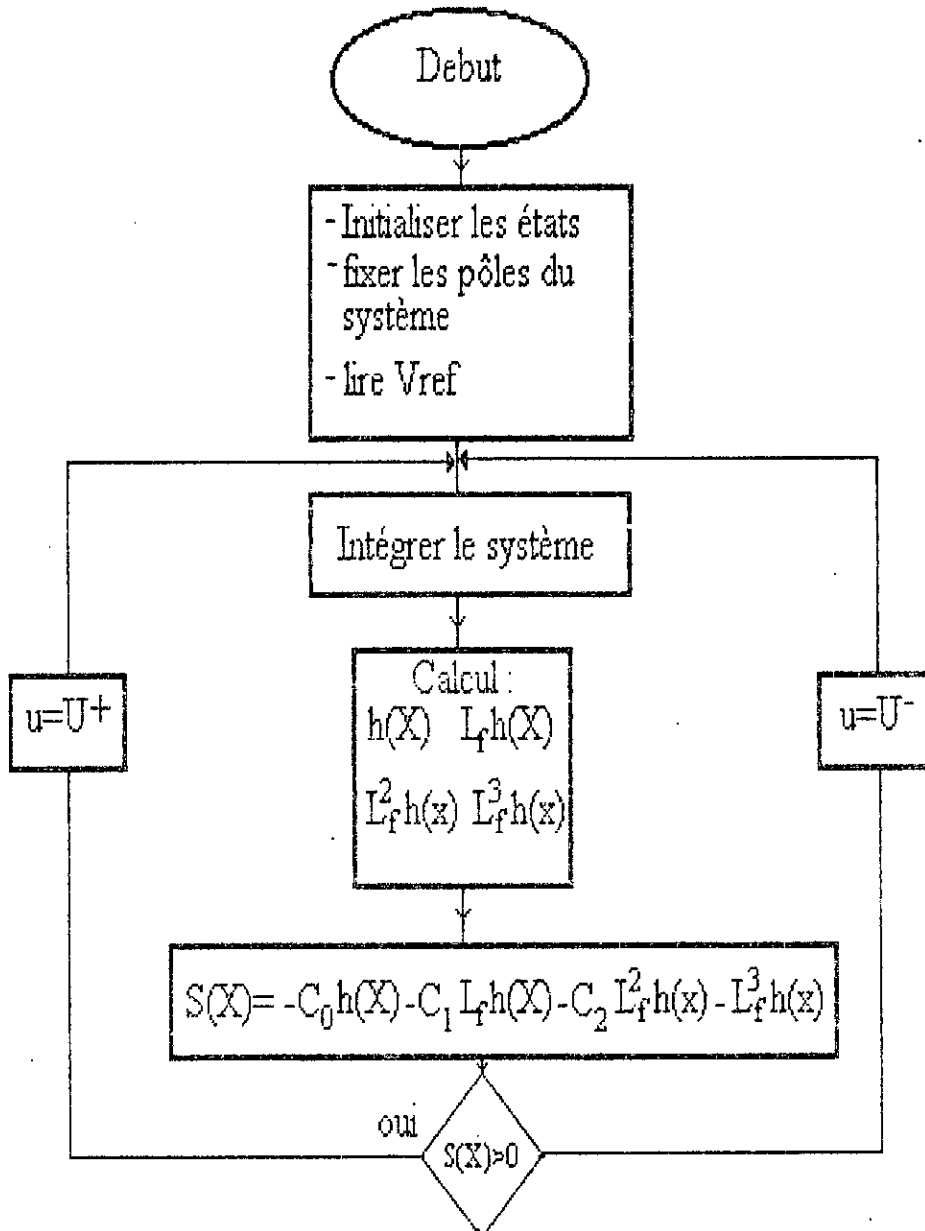


Fig II.3: Organigramme de la synthèse de la commande.

Remarque: La condition (Theorème2) n'a pas été vérifiée car le calcul de U_{eq} est fastidieux. Néanmoins les résultats obtenus montrent que cette condition est remplie.

Le système asservi (fig II.2) par la structure de réglage des régimes glissants est testé par rapports aux différents types de perturbations:

-Variation de consigne

- Variation du couple mécanique
- Variation de la charge locale
- Variation des paramètres internes de la machine.
- Variation des paramètres de la ligne.
- Essai de court circuit sur la tension du bus.
- Bruitage de la consigne

Ces essais permettent de connaître les performances, les capacités et les limites du contrôleur à structure variable.

NB: Les essais ont été faits à partir des données du point de fonctionnement correspondant à $P=1$ pu, $Q=0.62$ pu, $V_t=1.17$ pu.

Le dimensionnement du convertisseur n'étant pas systématique, nous avons fait plusieurs tests pour trouver des valeurs adéquates à L_c et C_c . Nous en exposerons deux:

1^{er} Test: $L_c=5$ mH; $C_c=15$ mF

Le système est soumis à une Variation de consigne de 10%. Les réponses obtenues sont représentées sur les graphes de la planche II.1.

La dynamique de la sortie est proche du second ordre avec un dépassement inférieur à 7%. Cependant on constate des oscillations durant le régime permanent. Ces oscillations sont dues à un mauvais filtrage de la tension d'excitation ou à un mauvais lissage du courant d'excitation.

Pour faire disparaître ces oscillations, on a décidé de redimensionner le convertisseur en augmentant la valeur de L_c .

Remarque: Les réponses des paramètres mécaniques ne présentent aucune oscillation; ceci est dû à l'inertie mécanique.

2^{ème} Test: $L_c=0.5H$; $C_c=15mF$

Les mêmes simulations que précédemment (10% de la tension de référence) permettent de constater que les réponses du système sont stables (Cf planche II.2). La tension V_t a une dynamique du second ordre avec un dépassement inférieur à 7%, un temps de réponse de 1 s, un régime permanent sans oscillations et une erreur permanente quasi nulle.

Le même essai effectué en fixant une dynamique plus rapide $\rho=-10$ (ie constante de temps de 0.1s), met en évidence la perte du glissement, la réponse est oscillante, elle est à la limite de stabilité (Cf planche II.2").

N.B

Nous garderons ce dimensionnement de L_c et C_c pour la suite de l'étude.

Variation de 30% sur la consigne (Cf planche II.2'): On a testé notre contrôleur à la poursuite d'une consigne de 1.52 pu, qui est une valeur proche de la limite permise par la saturation de la tension d'excitation (cf chap I). La réponse obtenue est relativement lente mais satisfaisante. En effet, la tension de sortie suit une dynamique du second ordre avec un temps de réponse de 5 s, un dépassement de 4% et une erreur quasi-nulle. Les autres états qu'on ne contrôle pas explicitement, restent stables.

*** Robustesse:**

Variation du couple mécanique (Cf planche II.3): On soumet le système à des perturbations de 10 à 30% sur le couple mécanique.

Jusqu'à 20% de perturbations, la réponse en tension présente peu d'oscillations, celles-ci disparaissent au bout de 2 s. A partir de 30% le contrôleur n'arrive plus à compenser l'effet de

cette variation, et comme le montre la planche II.3, le glissement est perdu et le système devient instable.

NB: Une augmentation du couple mécanique se traduit par un accroissement de la puissance active fournie.

Variation des paramètres internes de la machine: Les perturbations appliquées aux grandeurs internes de la machine (inductances, résistances et mutuelles), donnent les réponses en simulation (Cf planches II.4 et II.4'). La machine est soumise à des perturbation de 20% allant jusqu'à 100% de la valeur nominale (des résistances et self internes de la machine). Les réponses en tension ainsi obtenues se stabilisent au bout d'environ 1s (cas 20%), allant à 2 s (cas 100%), avec des dépassements inférieurs à 11%. les autres états tels que l'angle interne δ et la vitesse ω ont des dynamiques transitoires oscillatoires se stabilisant au bout de 2 à 3 secondes, suivant l'importance de la perturbation.

Variation des paramètres de la charge locale (Cf planches II.5): Nous avons appliqué une variation de 20% sur les deux paramètres de la charge locale. Le contrôleur arrive très rapidement et aisément à compenser l'effet de ces variations. Les états mécaniques sont insensibles à cette variation.

Variation de 20% sur les paramètres de la ligne (Cf planches II.6): Certes plus le taux de perturbation est élevé plus l'amplitude les oscillations que fait la tension de ligne est élevée. Cependant, ces oscillations sont acceptables ($< 2\%$ de la tension nominale dans le cas de 20% de variation) et l'action de la commande permet de stabiliser rapidement la tension à sa valeur de consigne.

Court circuit sur la tension du bus ($V_{\infty}=0$), (Cf planches II.8, II.9): Nous avons simulé le comportement du système vis à vis d'un court circuit de durée 10 et 100ms. Les résultats

obtenus montrent que pour des court circuits de faible durée (10 ms) la tension de ligne chute jusqu'à 62% de sa valeur durant 1s. Ce n'est qu'à partir de cet instant que l'action du contrôleur intervient. Celui-ci arrive à ramener la tension de ligne V_t à sa valeur de consigne en 3.6s. Pour des court circuits de durée de l'ordre de 100ms, le minimum de la tension est atteint (62 % de sa valeur) au bout de 0.1 s. A partir de cet instant la commande réagit (la surface $k(X)$ change de signe), après une zone transitoire (oscillations $<5\%$ de la valeur nominale) de durée 2.5 s la tension se stabilise à sa valeur initiale. Les grandeurs mécaniques sont frottements perturbées mais se stabilisent au bout de 3.5 s (pour un court circuit de 100 ms).

Bruit blanc^(*) sur la sortie:(Cf planches II.10 et II.11): Les essais effectués par l'application de bruit jusqu'à 2000% de la tension de référence montrent que le régulateur à structure variable filtre bien le bruit. Ceci s'explique par le fait que le contrôleur est en lui même un filtre passe bas.

V. CONCLUSIONS :

La commande **monovariable** de la machine synchrone connectée à un bus infini avec charge locale par la méthode des régimes glissants appliquée au modèle non linéaire nous conduit aux résultats suivants:

-Le dimensionnement de l'organe de commande n'est pas évident. Il faut procéder à plusieurs essais avant de trouver de bons paramètres pour le convertisseur (ces valeurs ne sont en aucun cas uniques).

-La synthèse de la loi de commande à l'aide des régimes glissants nécessite la connaissance du modèle mathématique et d'éléments théorique sur la commande des systèmes non linéaires (Linéarisation par retour d'état, régimes glissants, placement de pôles).

(*) Cf annexe-3-

-Le temps de calcul de la surface non linéaire $k(X)$ est assez important. L'applicabilité de ce contrôleur en temps réel nécessite donc des outils de calcul puissants et rapides.

-La loi de commande est robuste vis à vis des variations de paramètres internes de la machine (inductances, résistances) de la charge locale et de la ligne (R_e, L_e) . Le correcteur est un excellent rejeteur de bruit.

- Cette technique de contrôle présente des limitations pratiques dues à la forte sollicitation de l'organe de commande (fréquence de commutation élevée autour de 20 kHz, courant d'excitation).

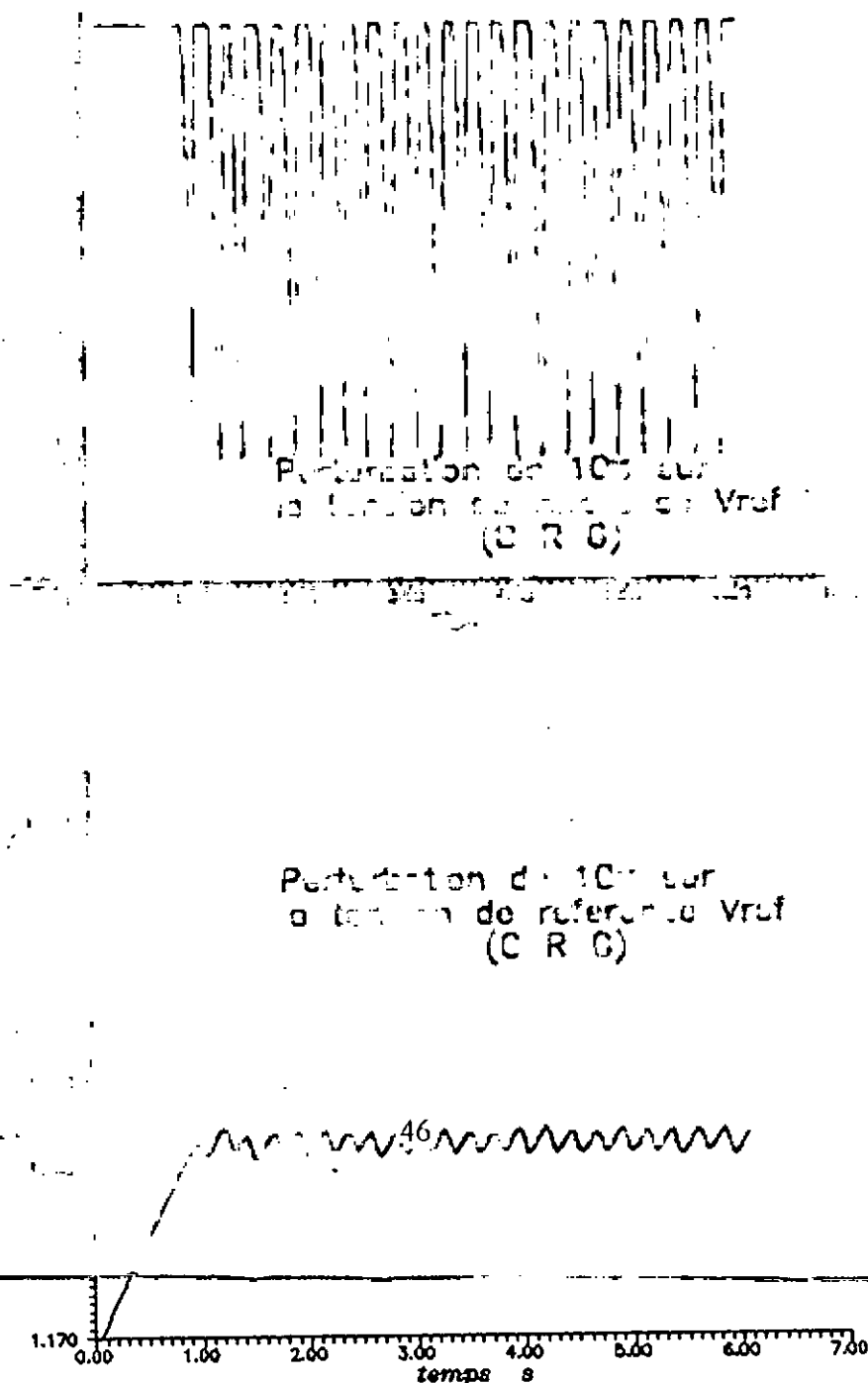


Planche.II.1.a:Variation de 10% de la consigne
 $L_c=5\text{mH}$ $C_c=15\text{mF}$.

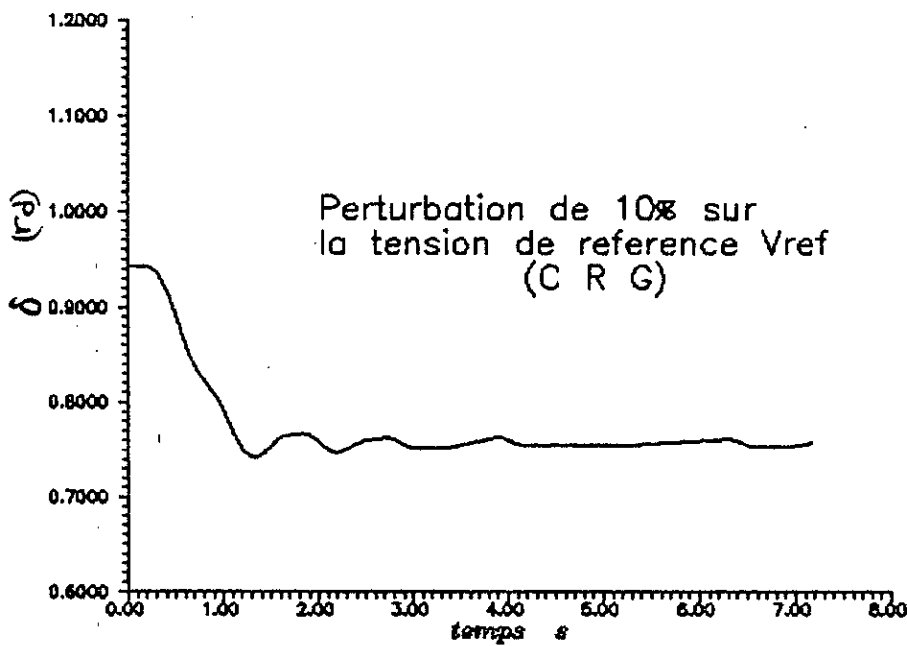
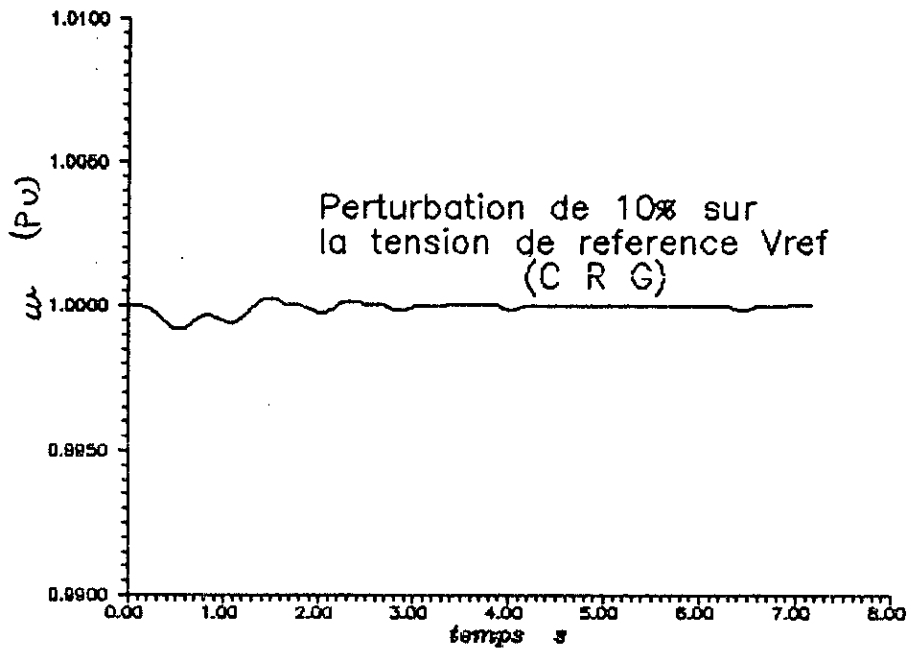


Planche.II.2.b:Variation de 10% de la consigne
Lc=0.5H Cc=15mF.

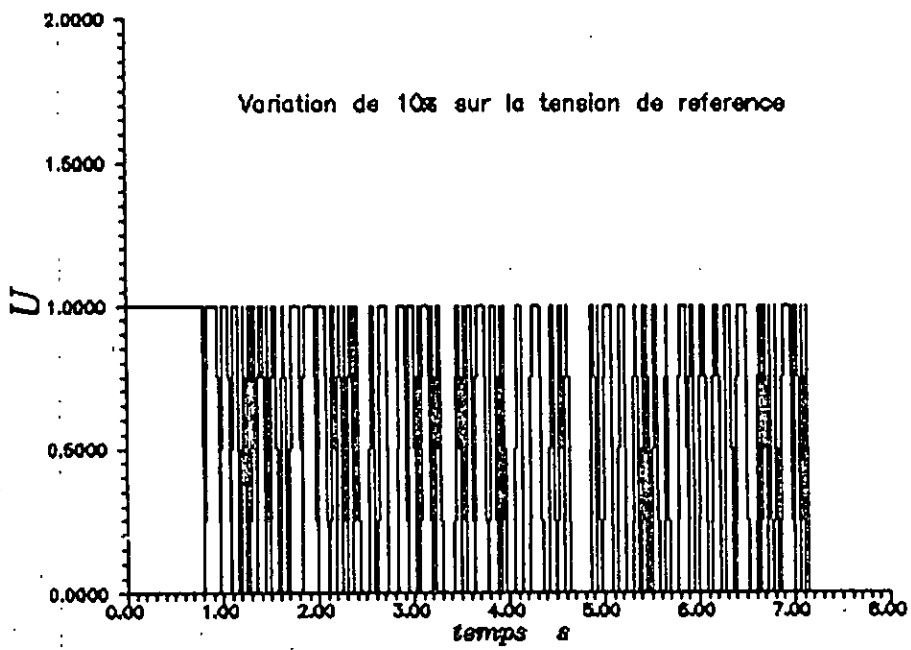


Planche II.2.c: Variation de 10% sur la consigne
 $L_c=0.5H$ $C_c=15mF$.

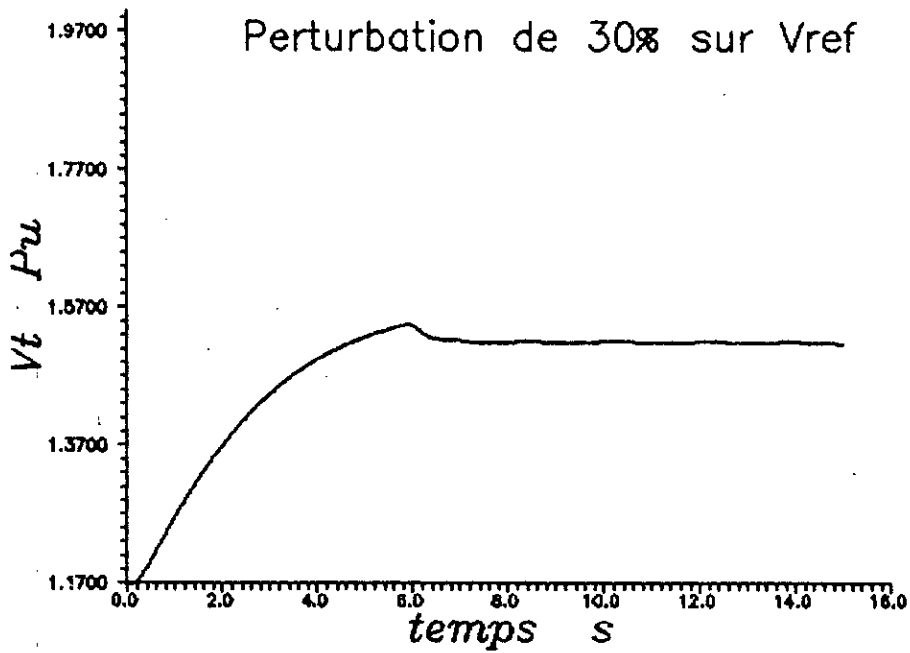
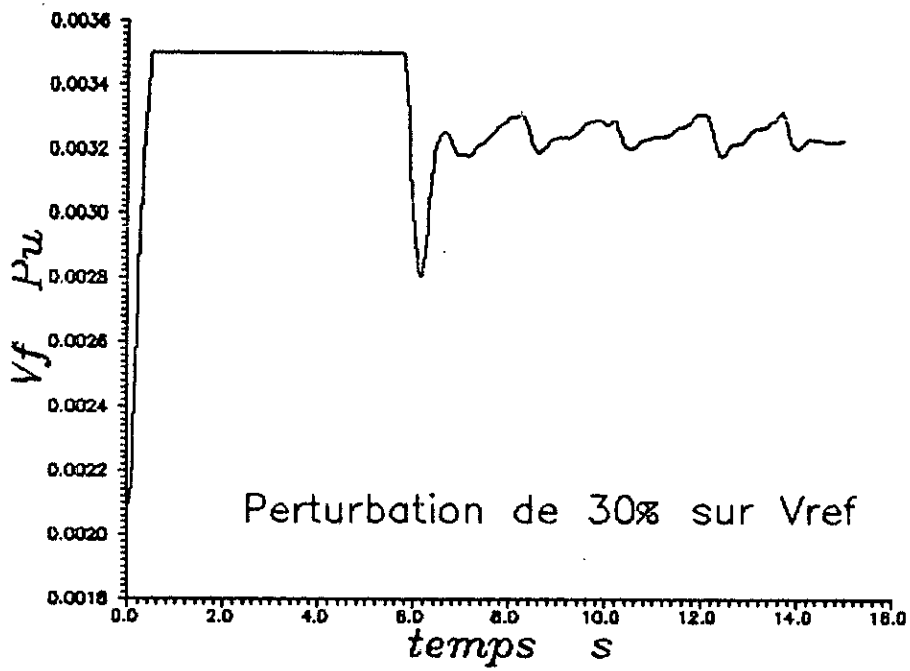


Planche.II.2'.a:Variation de 30% de la consigne

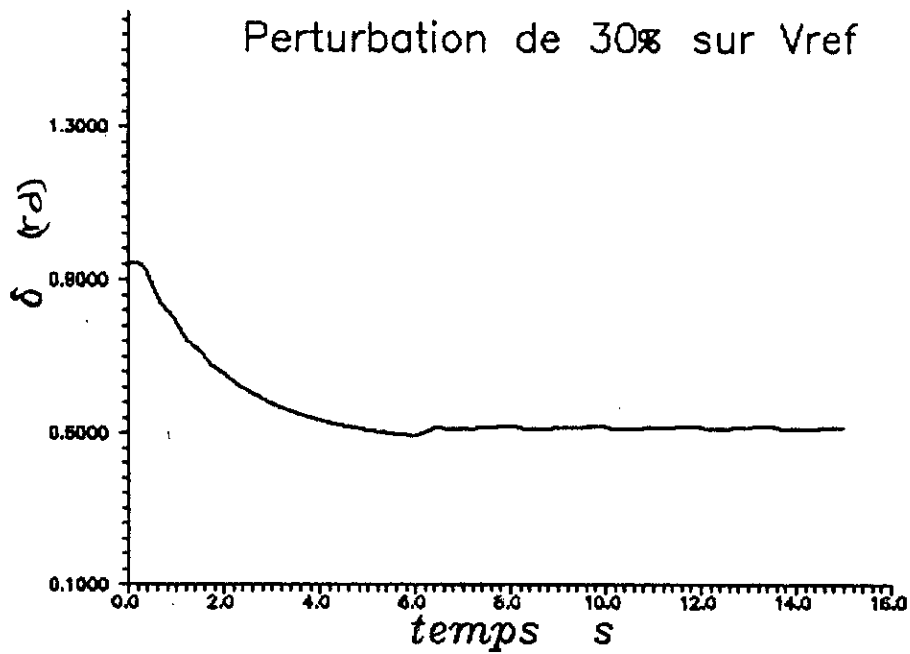
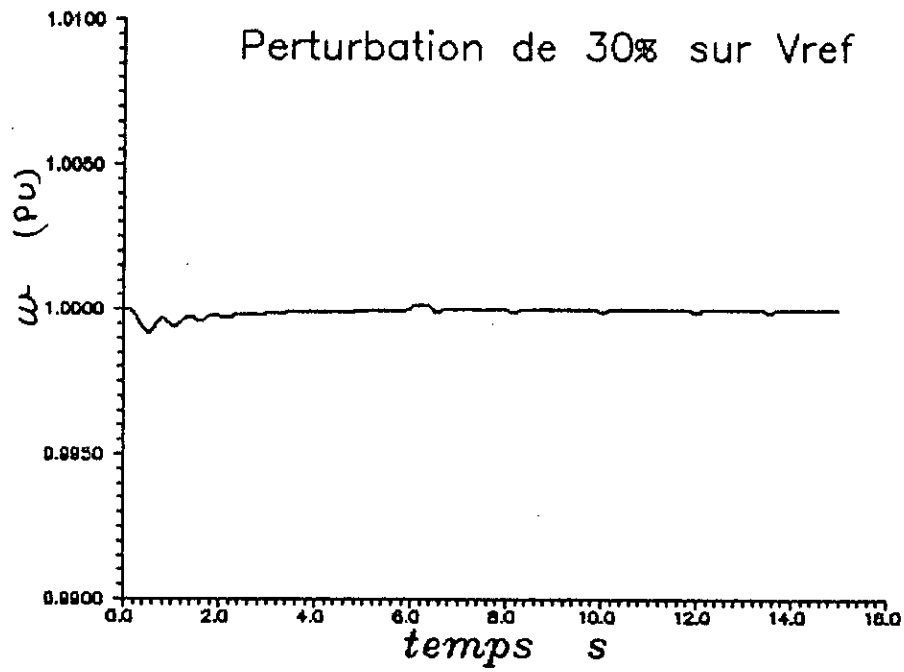


Planche.II.2'.b:Variation de 30% de la consigne

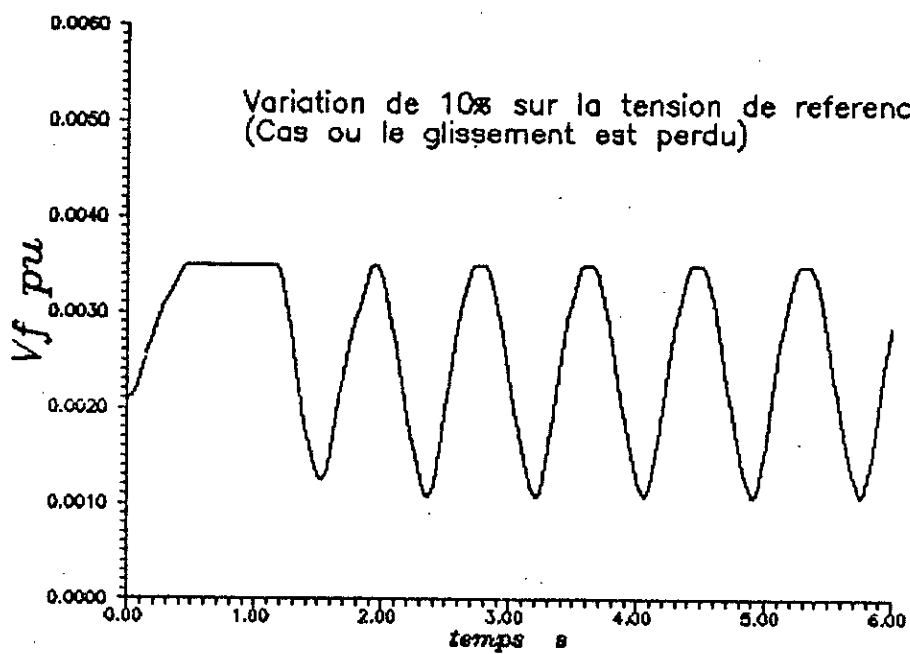
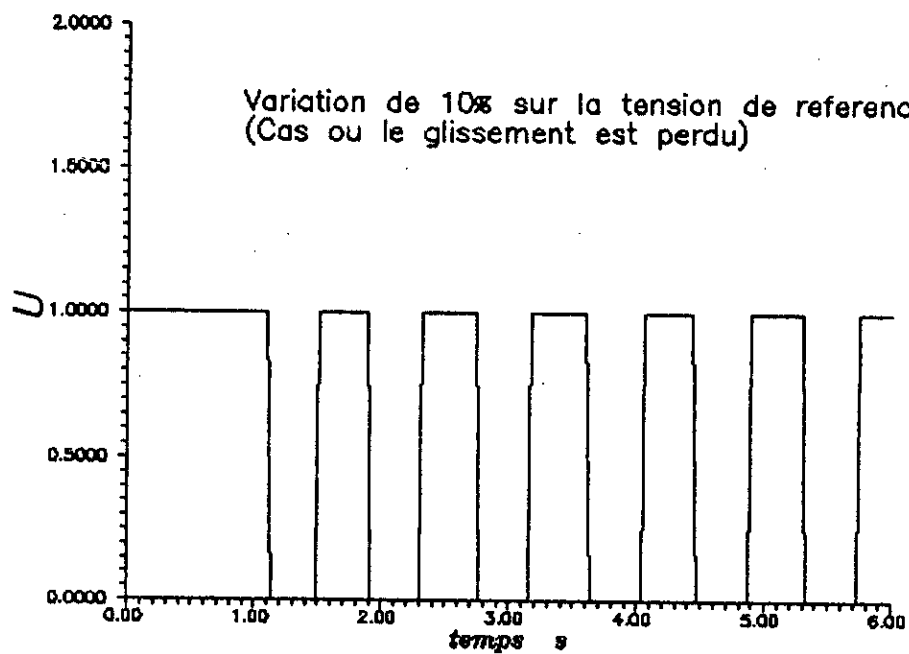


Planche II.2".a: Variation de 10% sur la consigne
(placement de pôles $\rho=-10$)

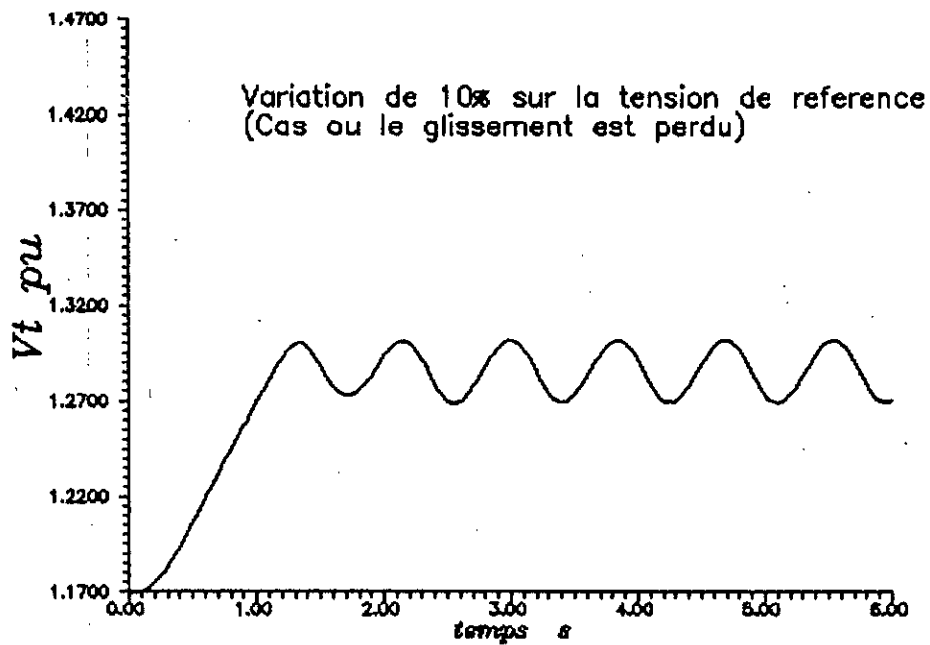
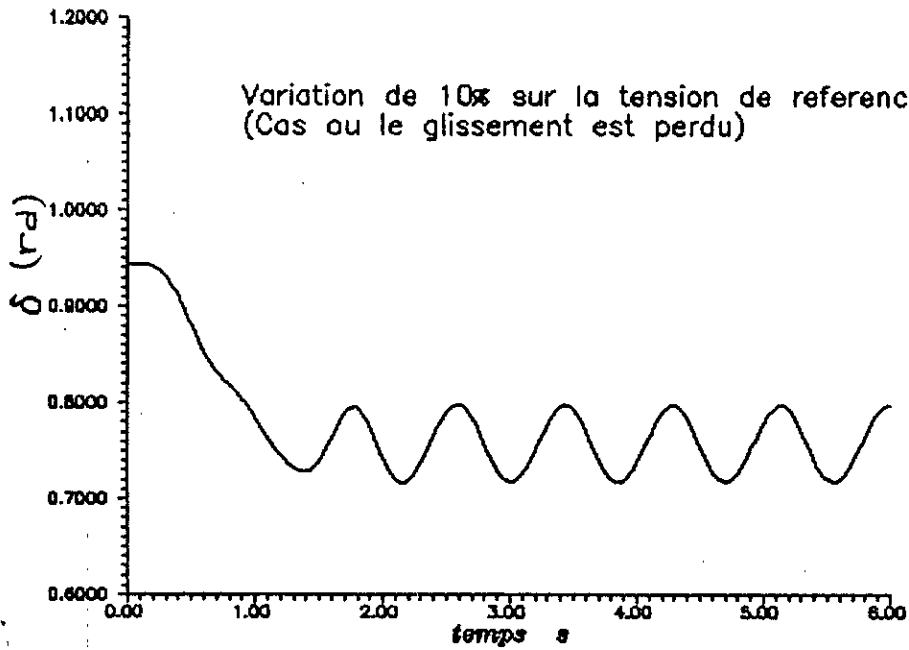


Planche II.2".b: Variation de 10% sur la consigne
(placement de pôles $\rho = -10$)

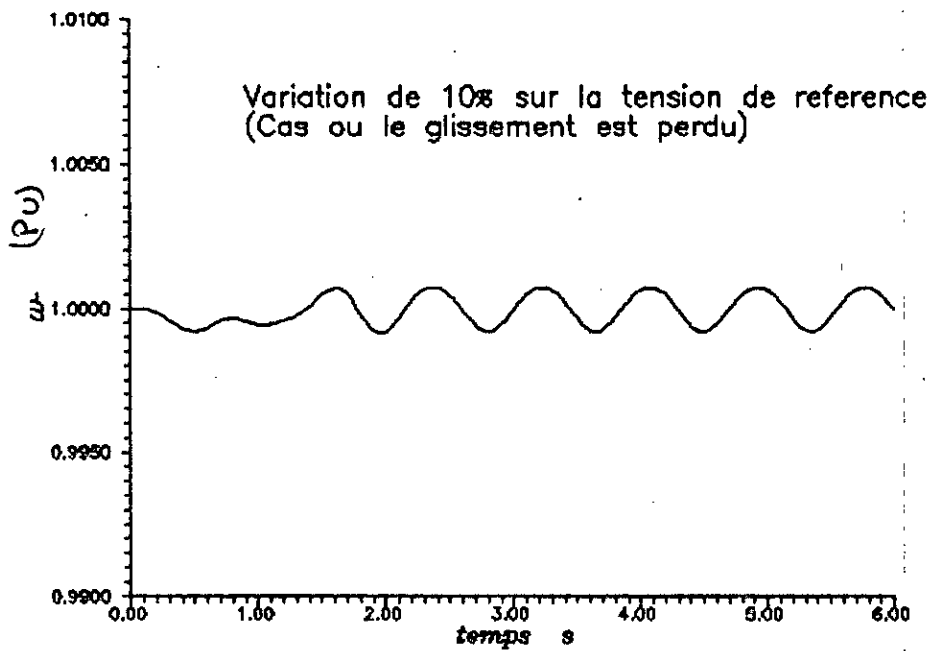


Planche II.2".c: Variation de 10% sur la consigne
(placement de pôles $\rho=-10$)

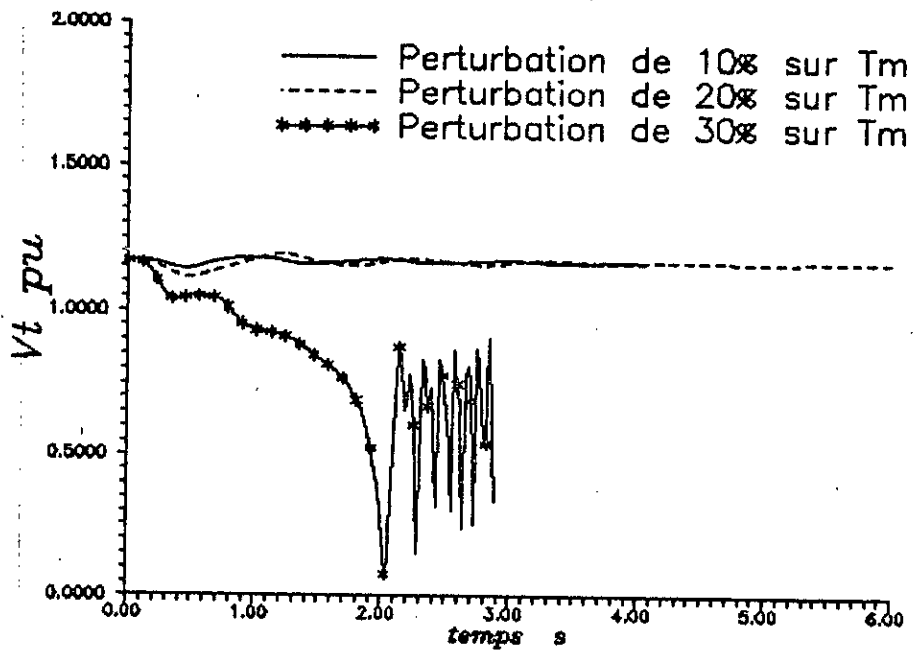
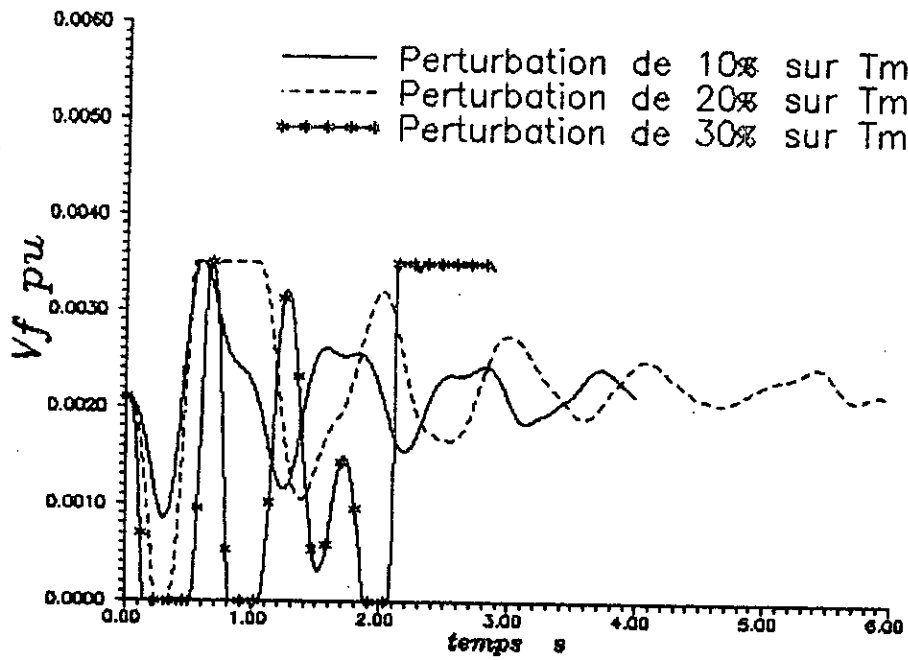


Planche.II.3.a:Variation de 10, 20 et 30% du couple mécanique.

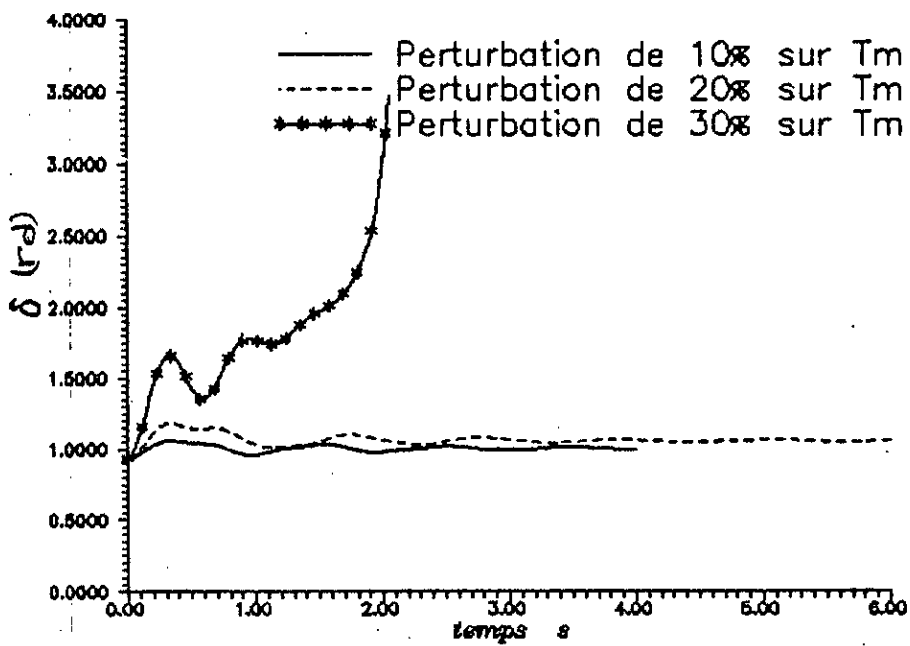
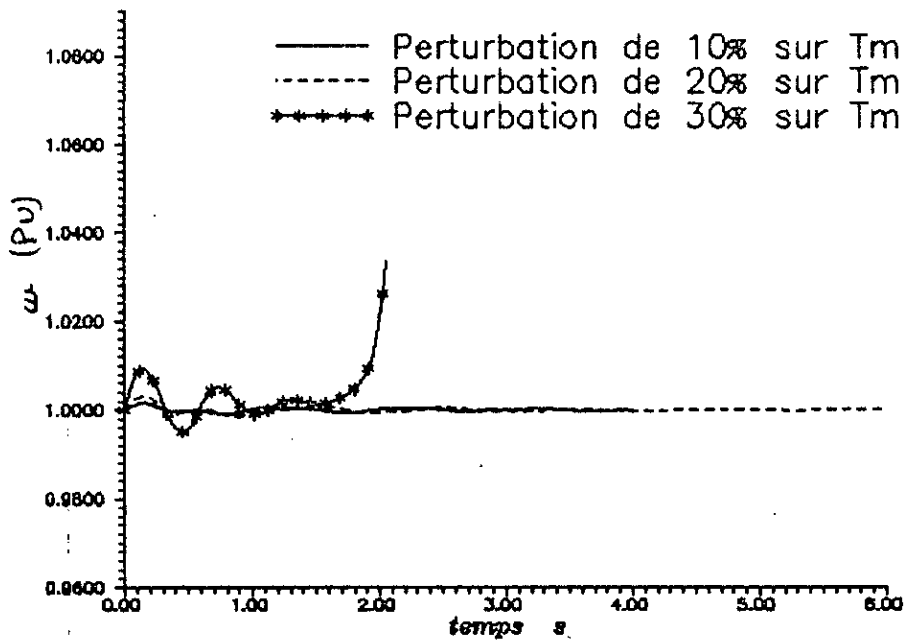


Planche.II.3.b:Variation de 10, 20 et 30% du couple mécanique.

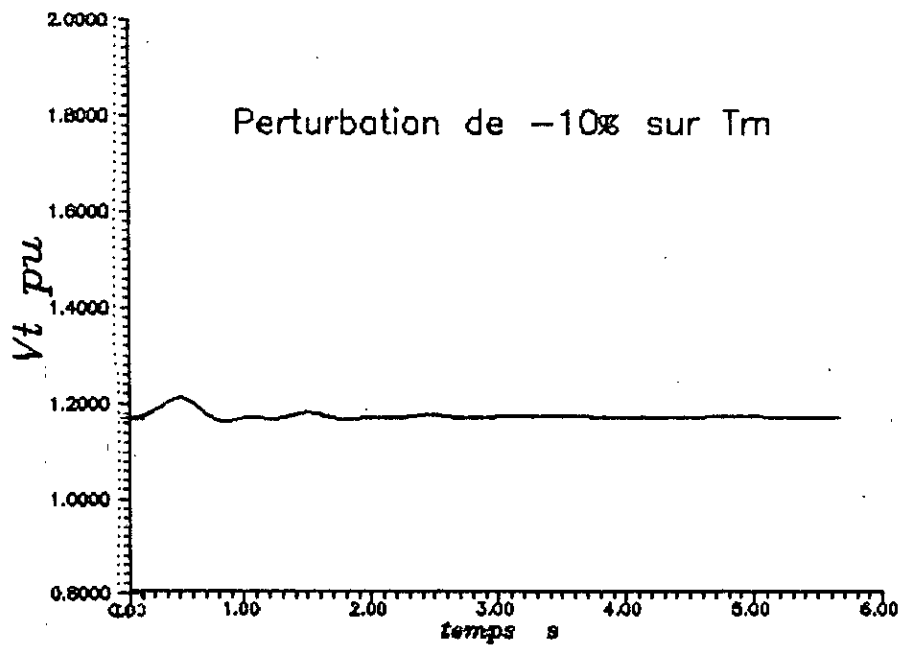
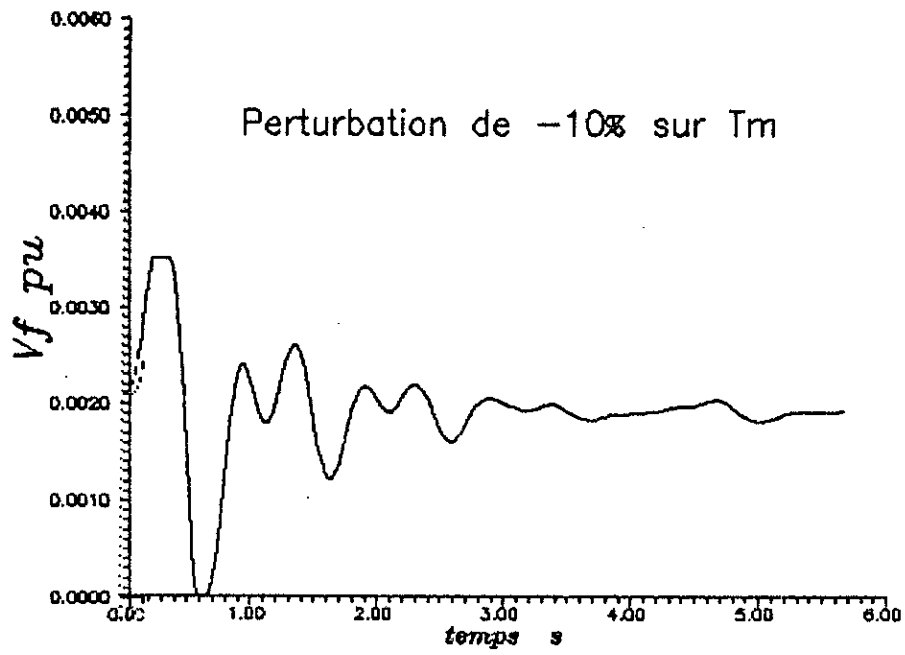


Planche.II.3'.a:Variation de -10% du couple mécanique.

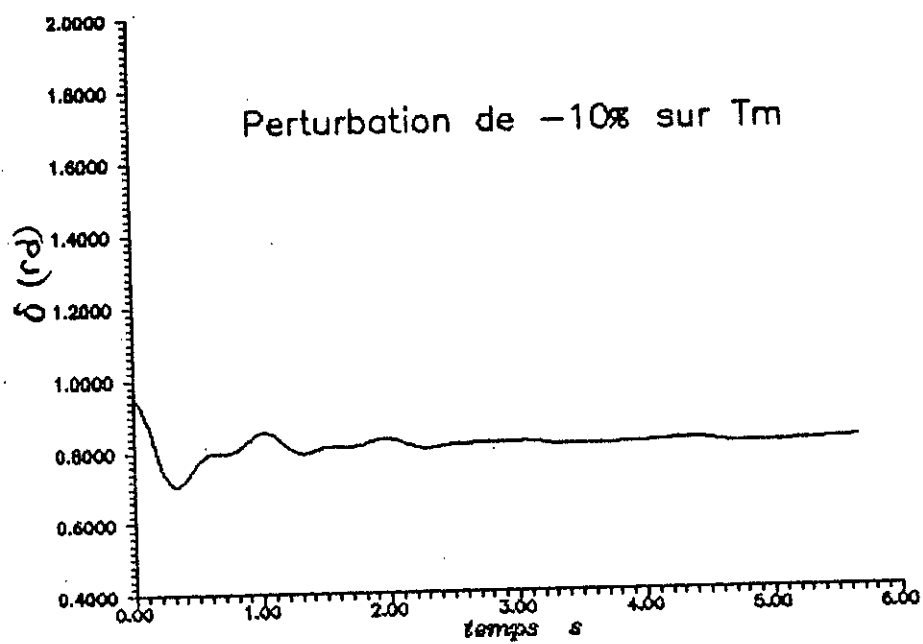
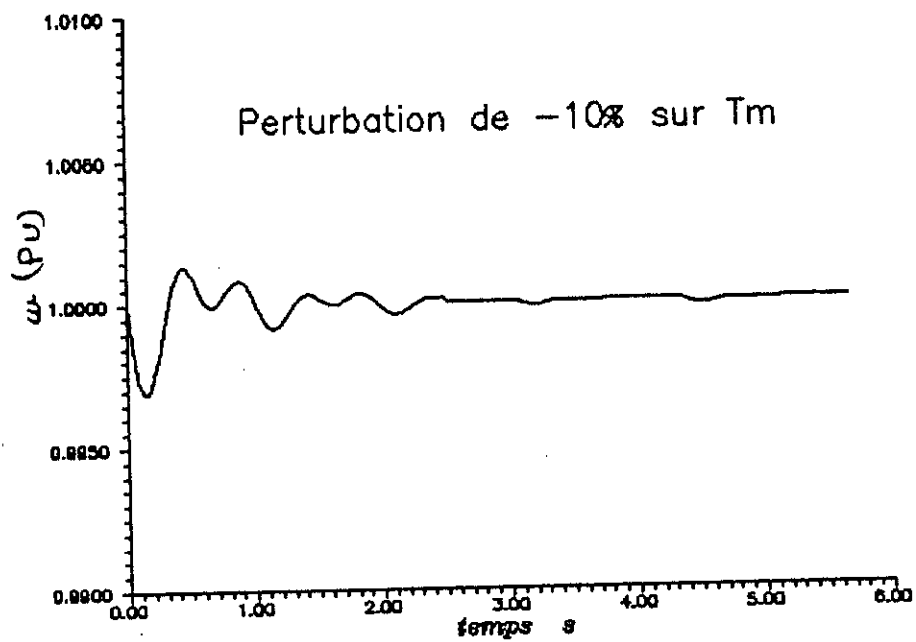


Planche.II.3'.b: Variation de -10% du couple mécanique.

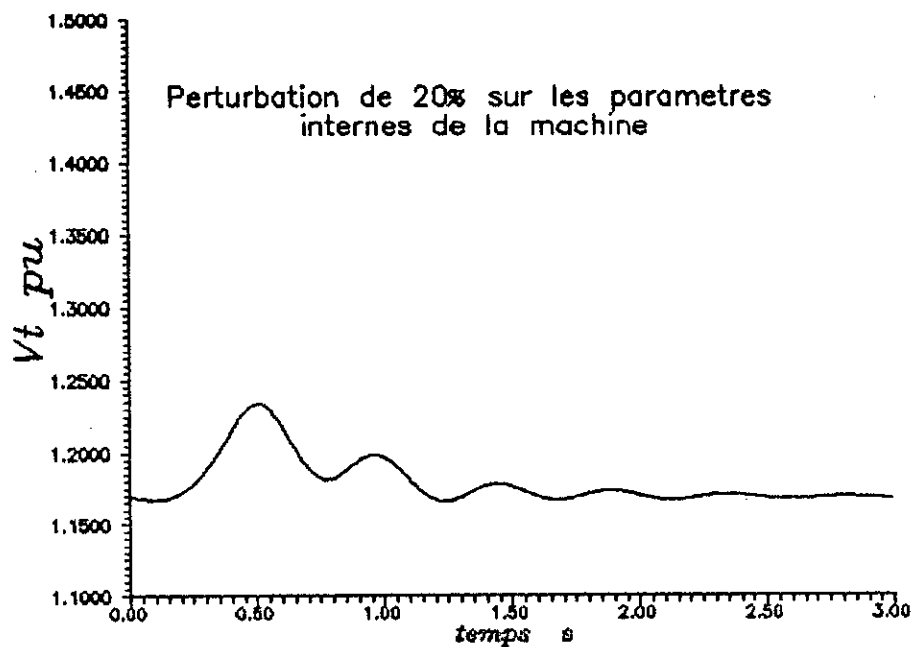
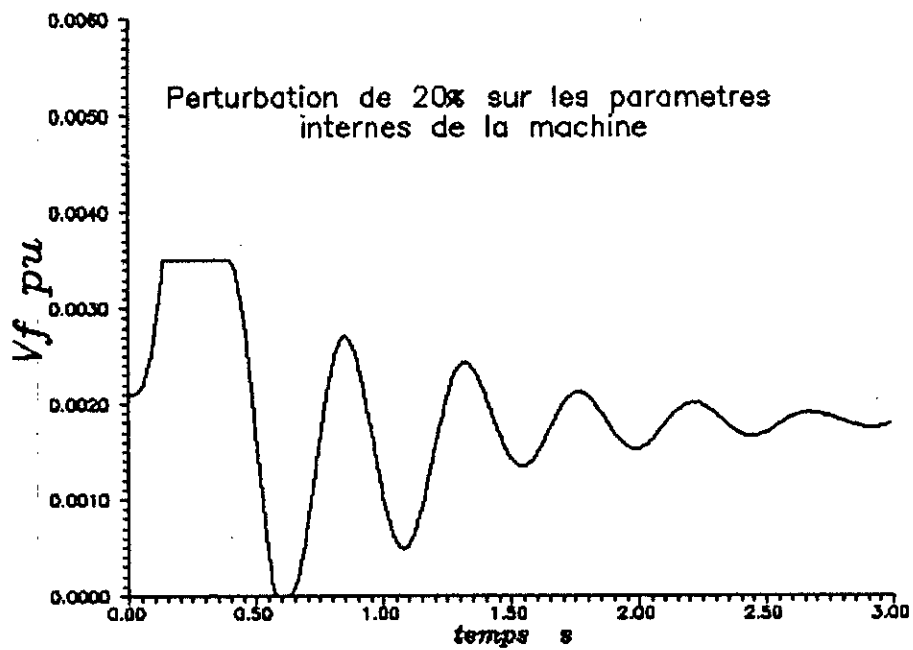


Planche.II.4.a:Variation de 20% des paramètres internes de la machine.

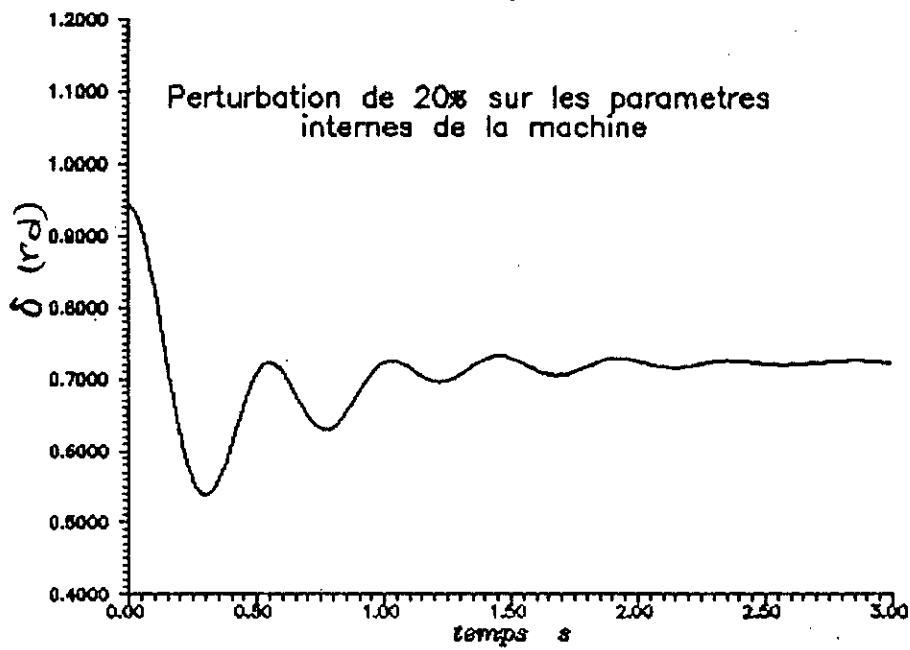
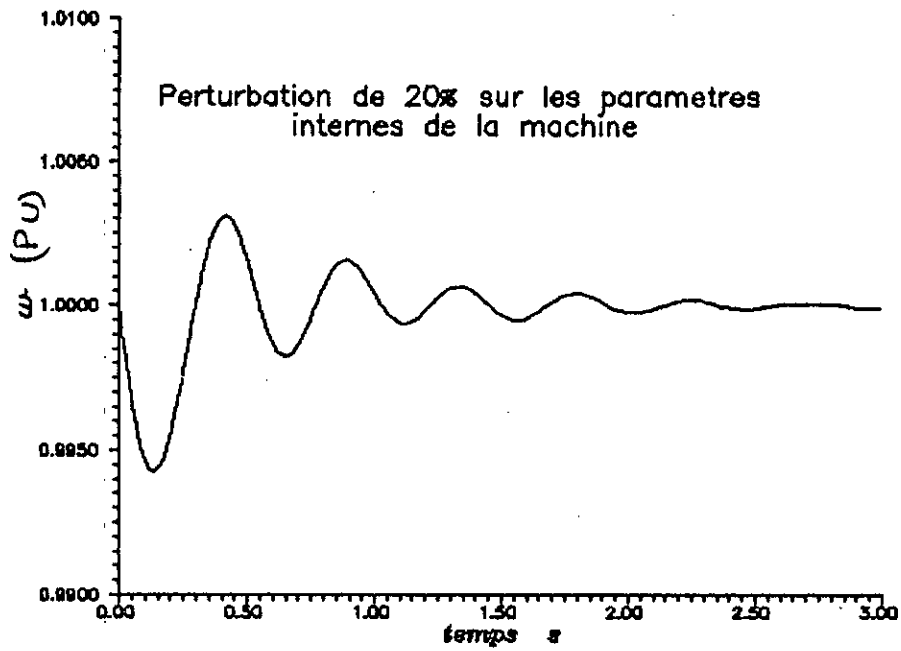


Planche.II.4.b:Variation de 20% des paramètres internes de la machine.

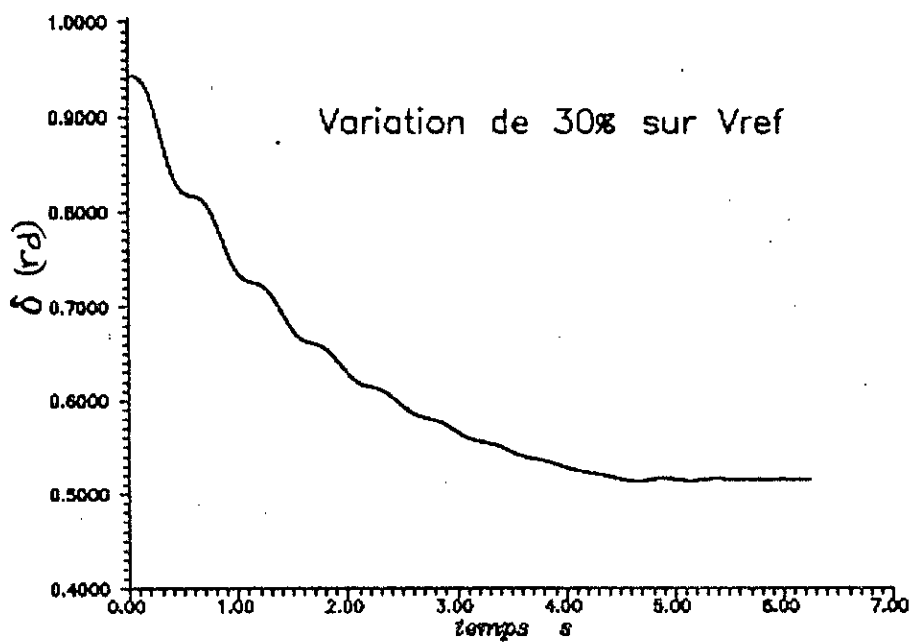
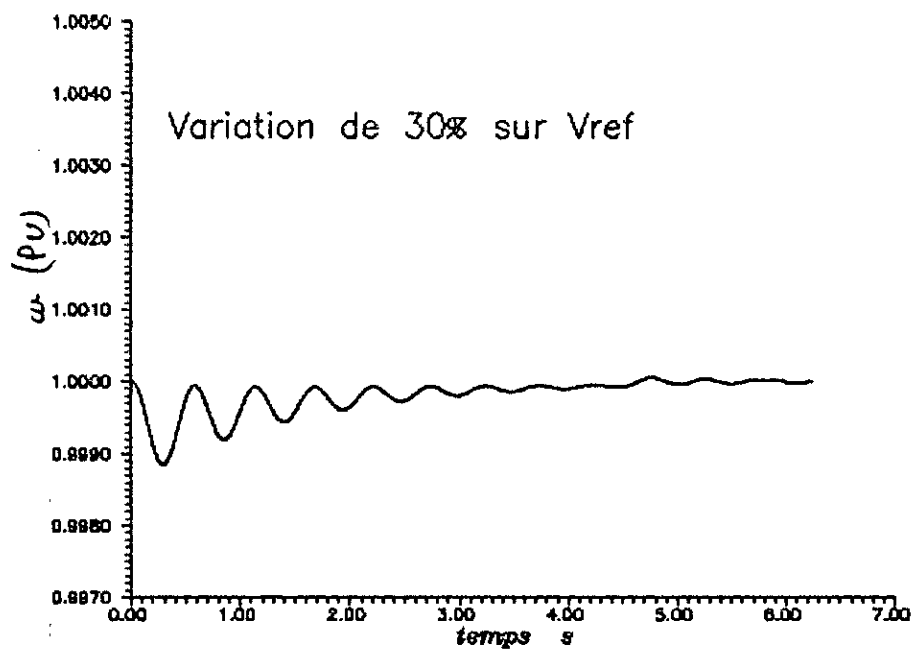


Planche.III.2.a:Variation de 30% de la consigne.

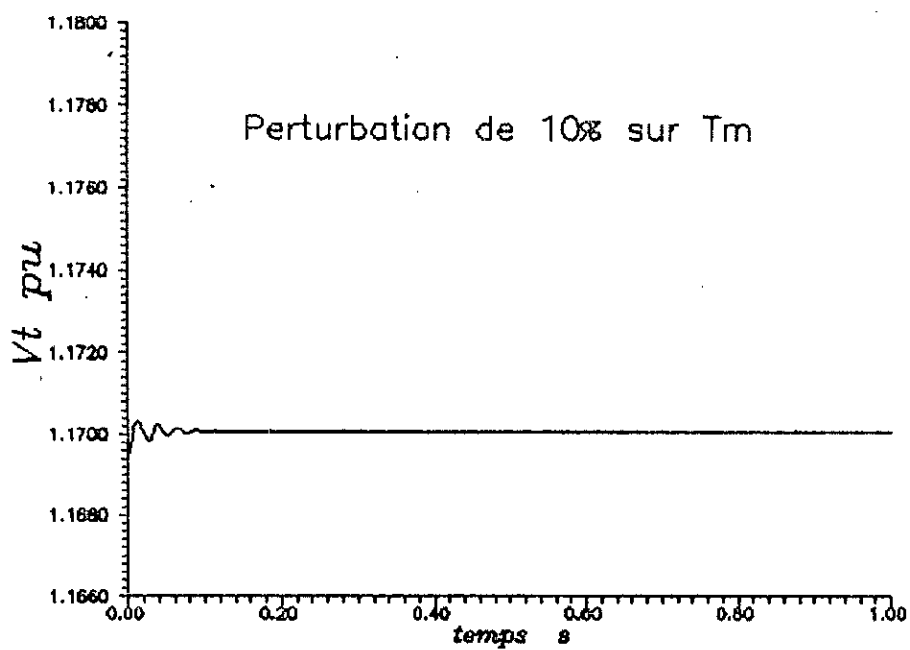
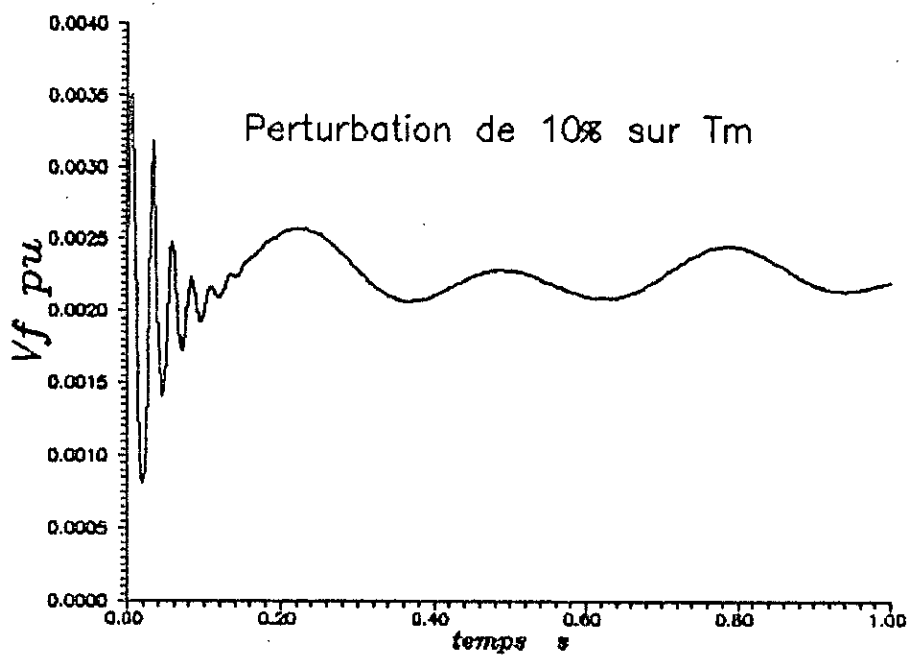


Planche III.3°.a: Variation de 10% du couple mécanique.

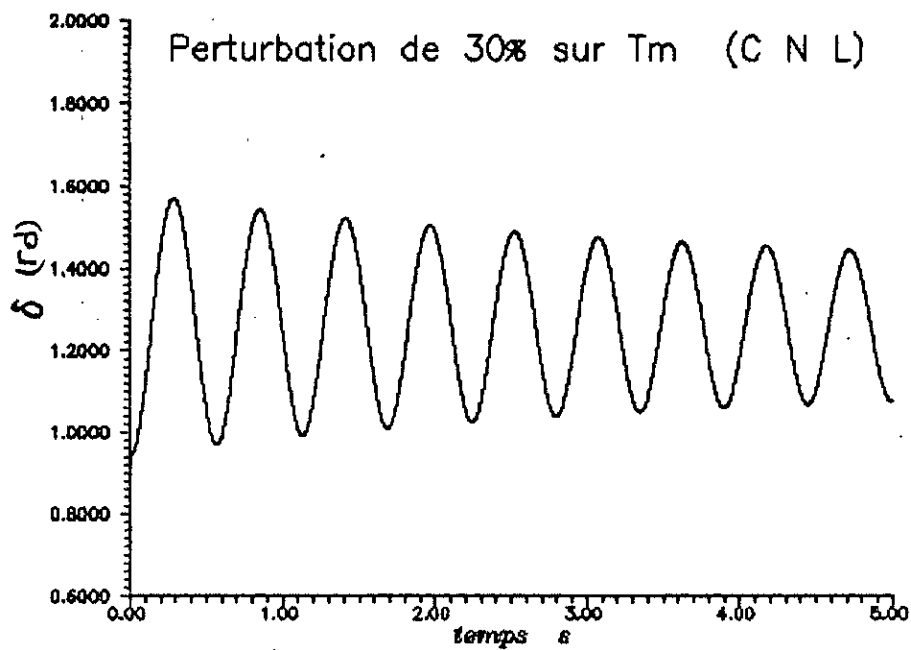
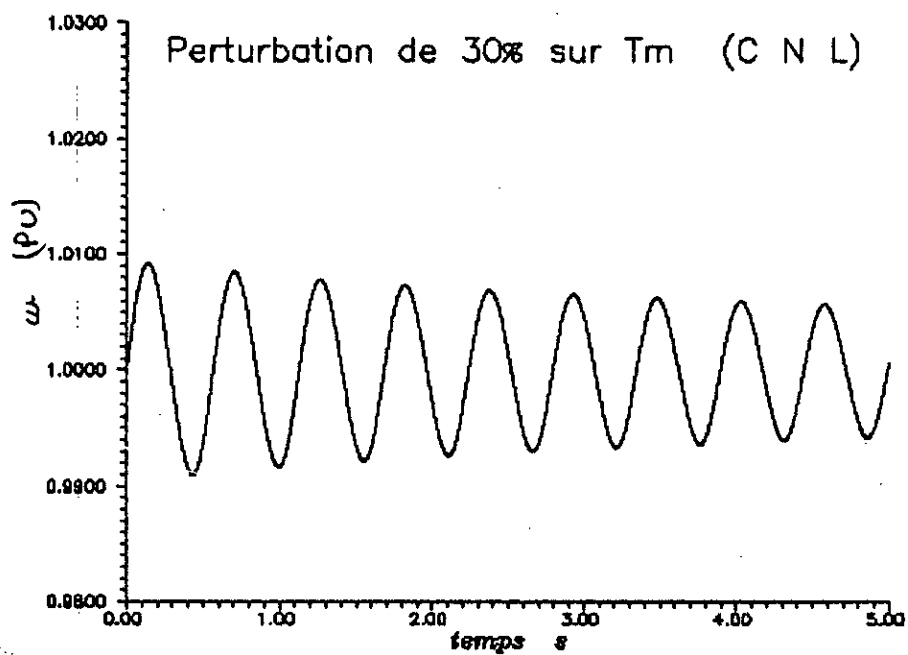


Planche.III.3.a:Variation de 30% du couple mécanique.

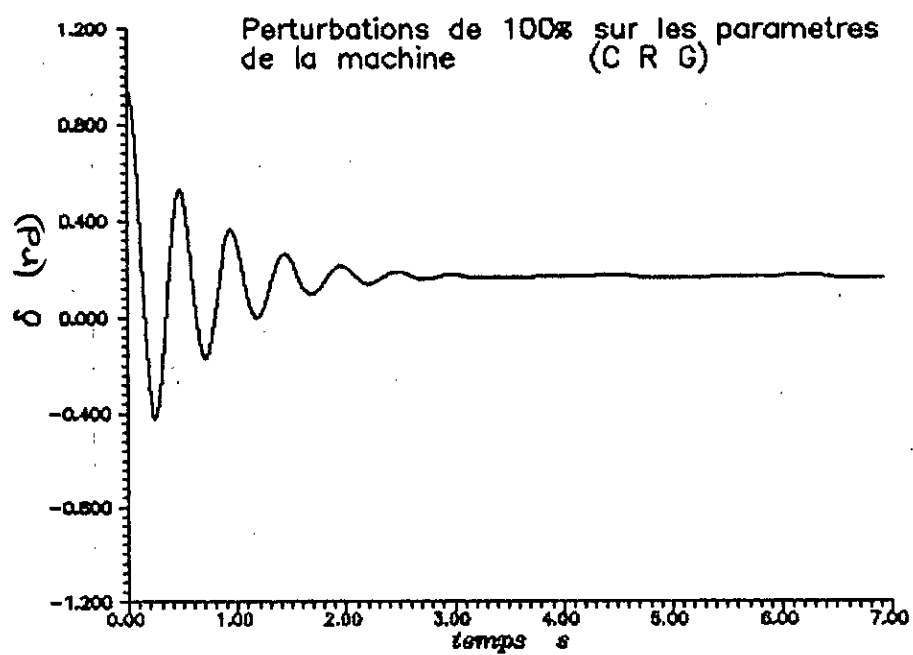
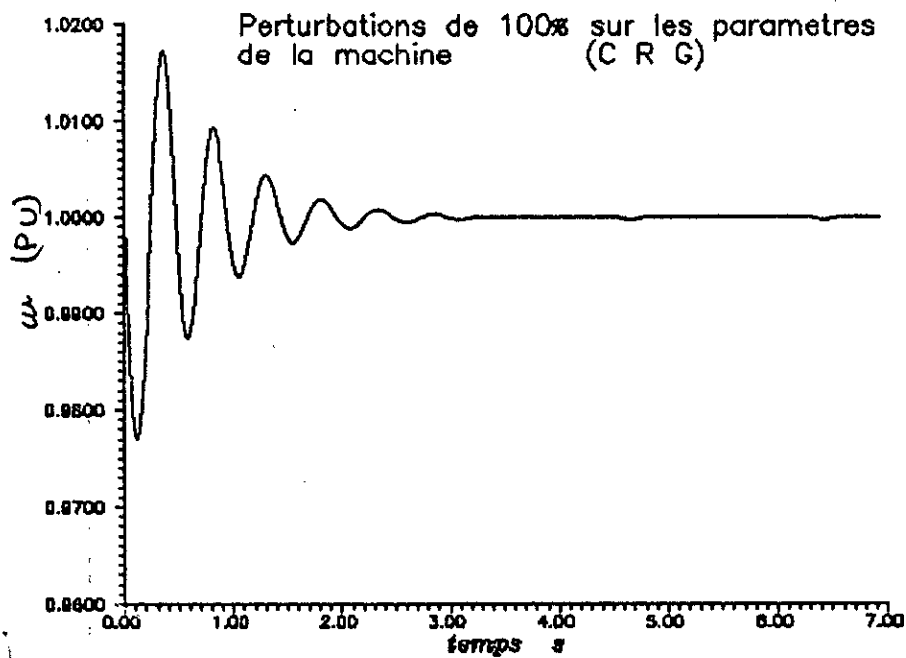
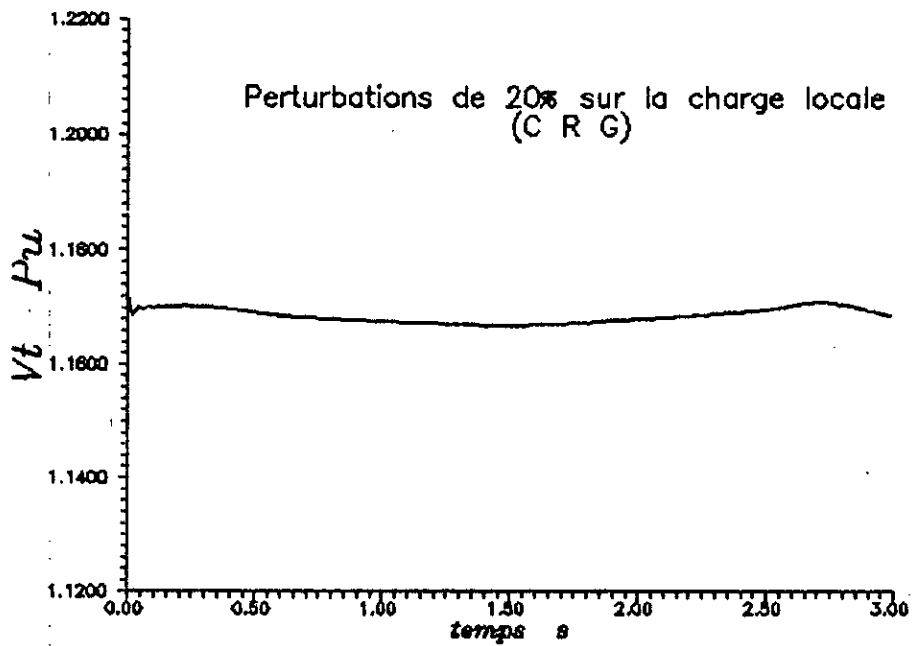
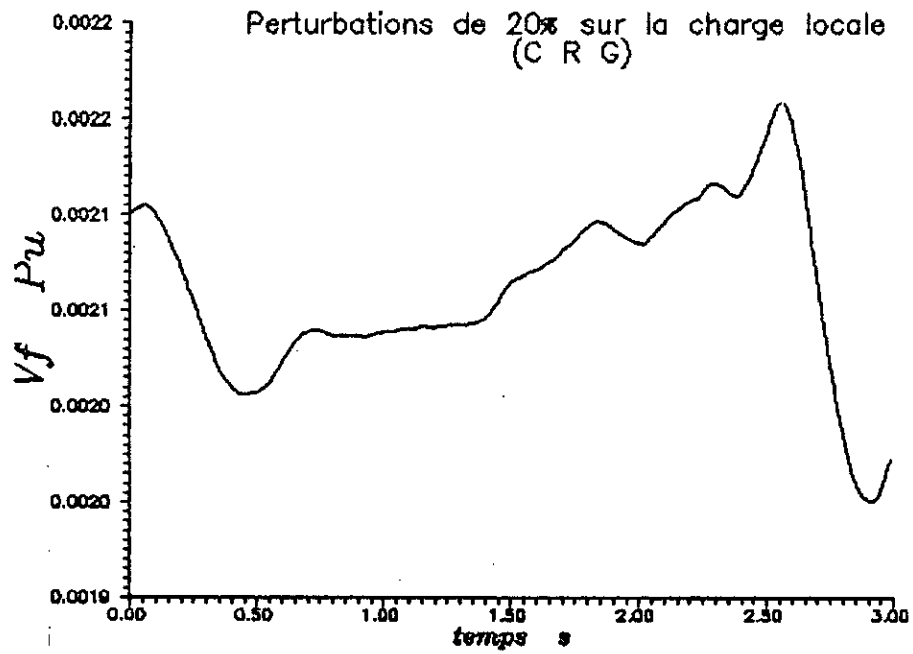
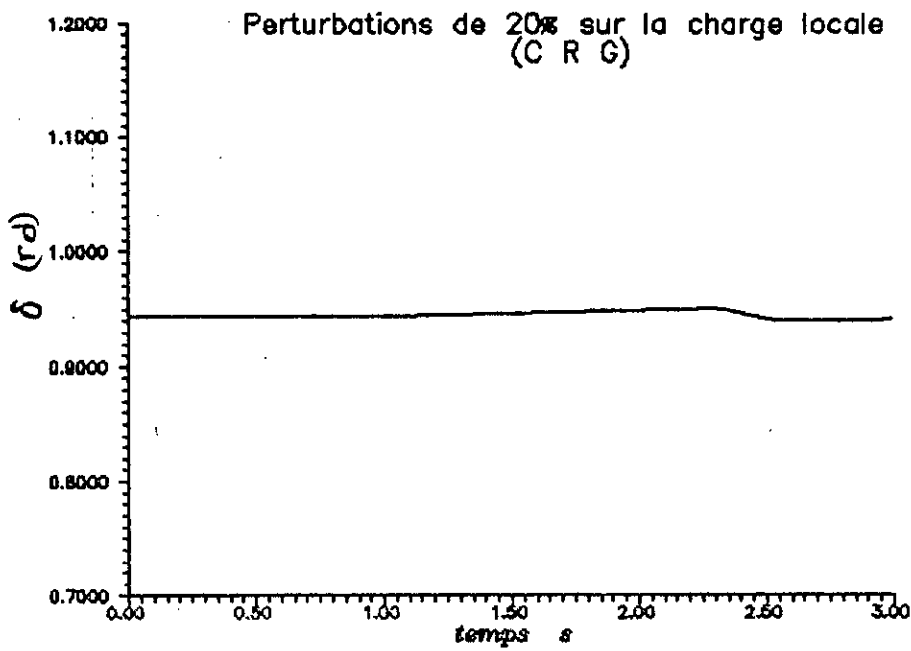
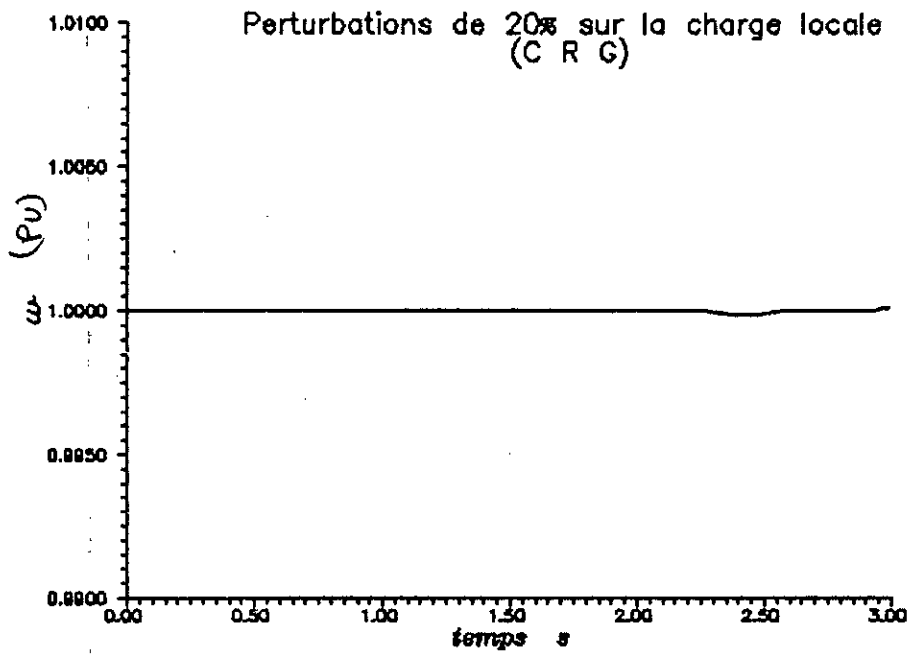


Planche.II.4'.b:Variation de 100% des paramètres internes de la machine.



**Planche.II.5.a:Variation de 20% des paramètres
de la charge locale.**



**Planche.II.5.b:Variation de 20% des paramètres
de la charge locale.**

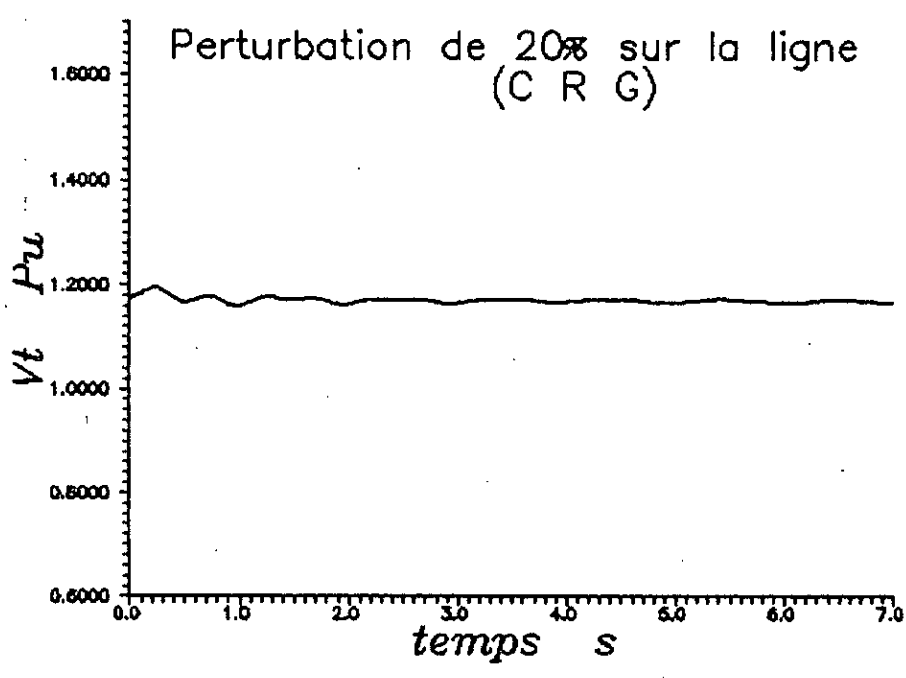
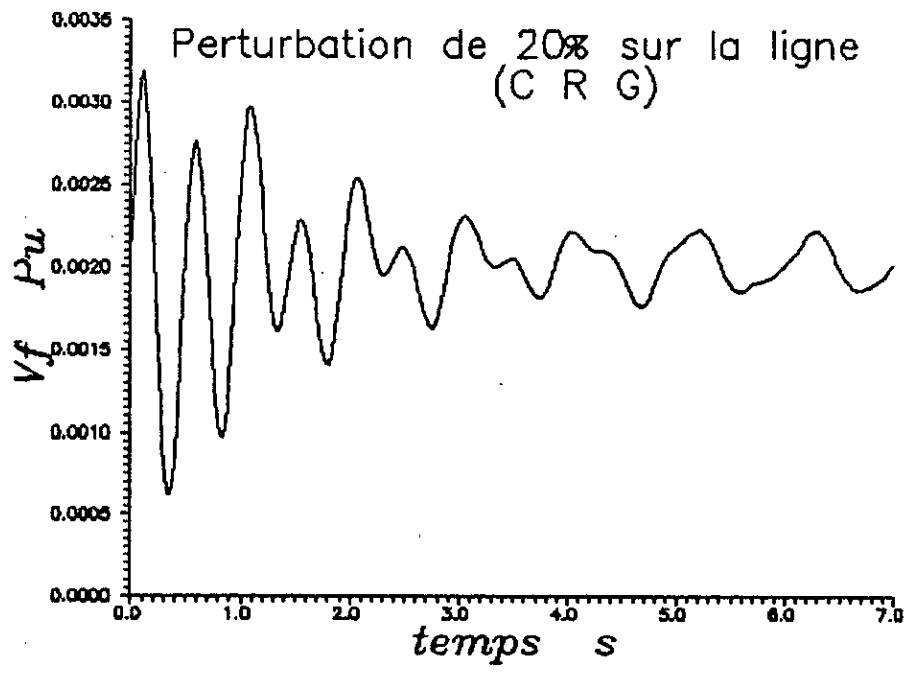


Planche.II.6.a:Variation de 20% des paramètres de la ligne.

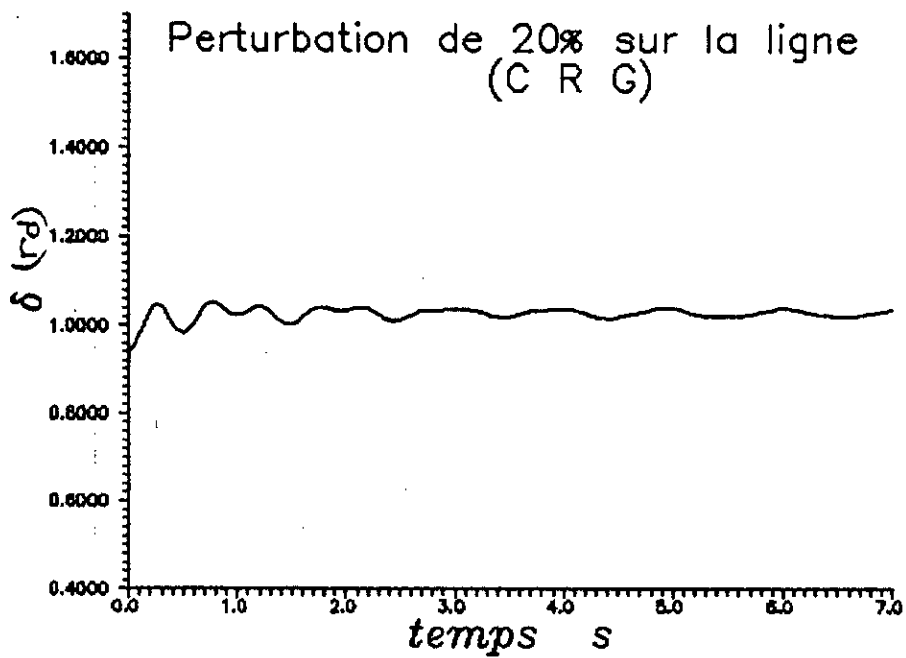
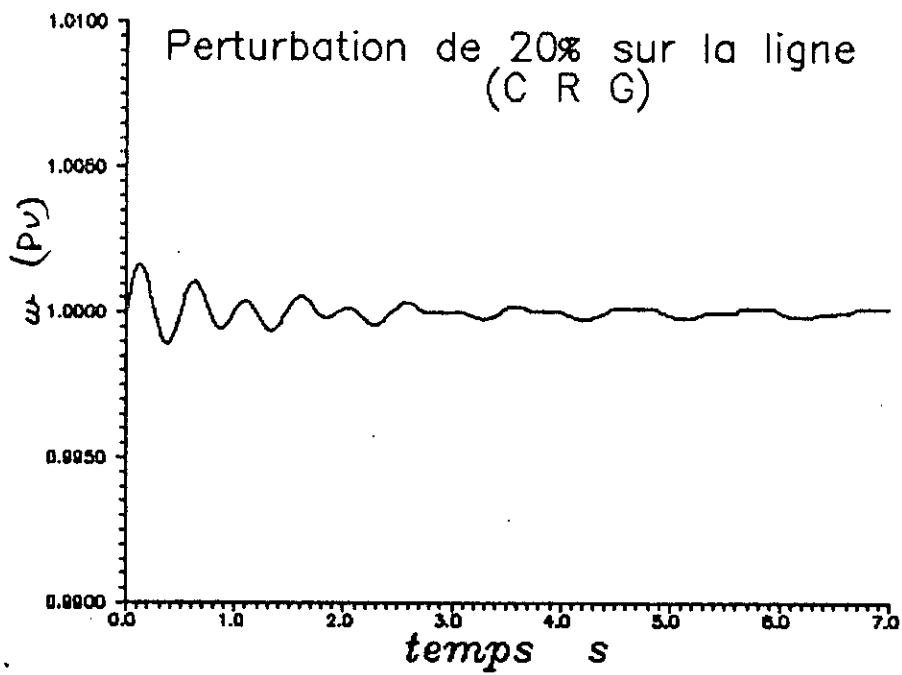


Planche.II.6.b: Variation de 20% des paramètres de la ligne.

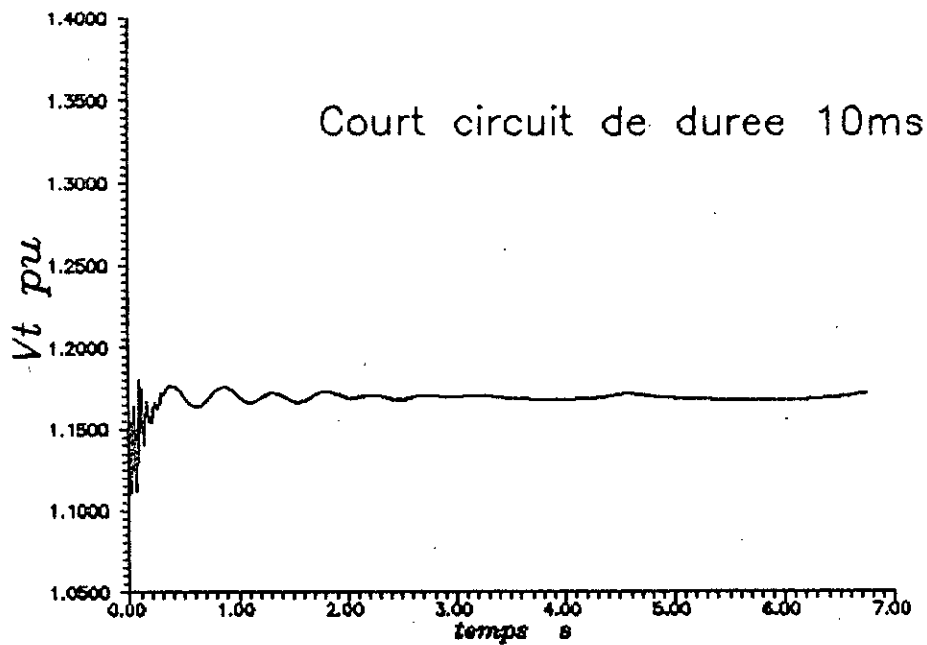
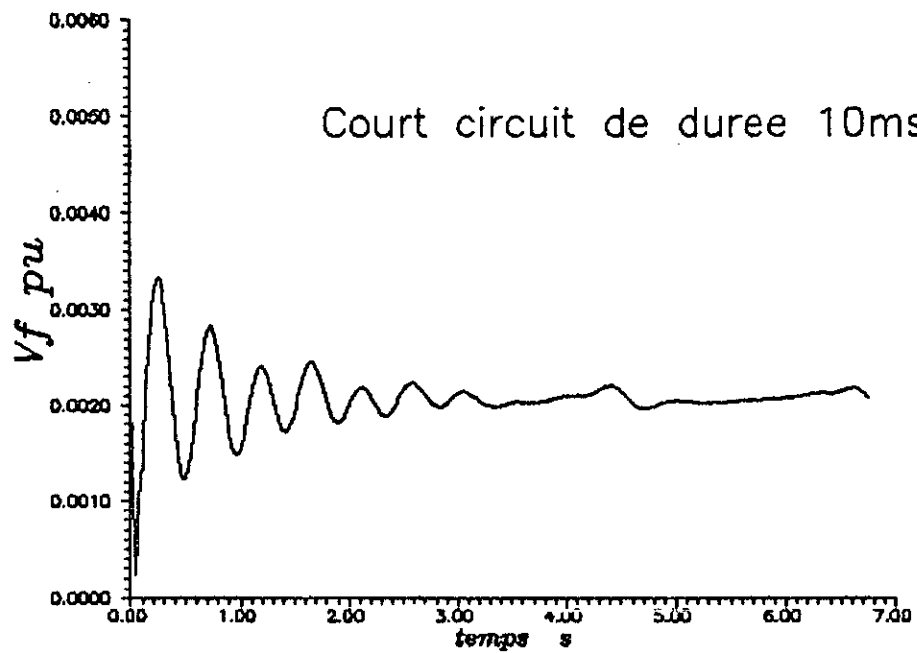
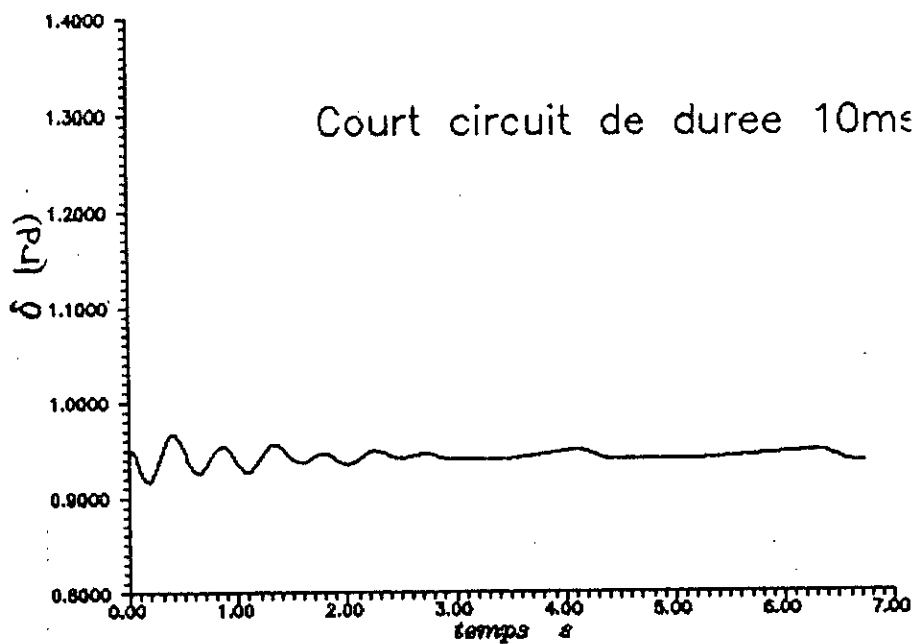
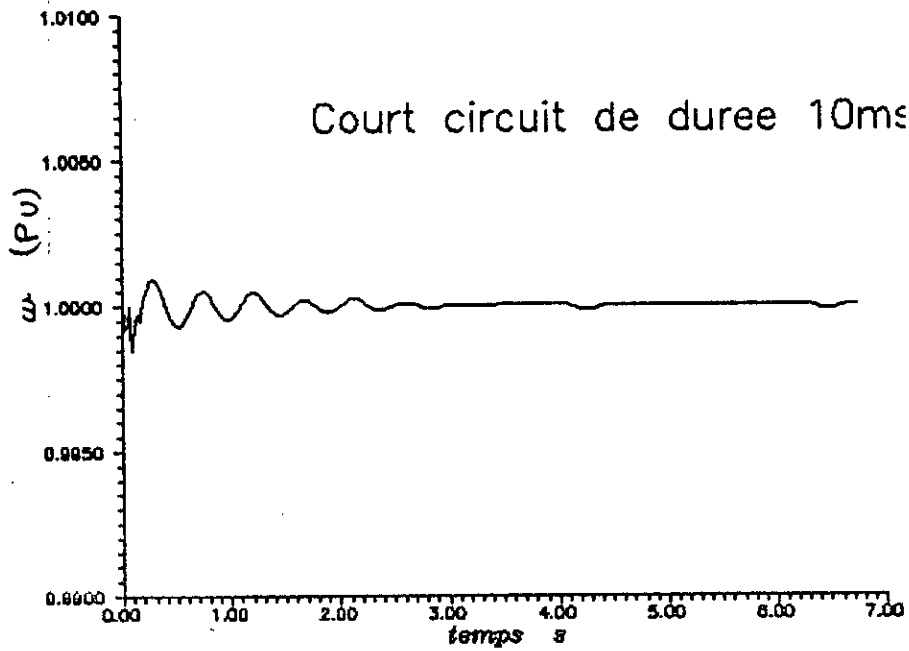


Planche.II.7.a: Court circuit de 10ms sur la tension du bus.



**Planche.II.7.b: Court circuit de 10ms sur
la tension du bus.**

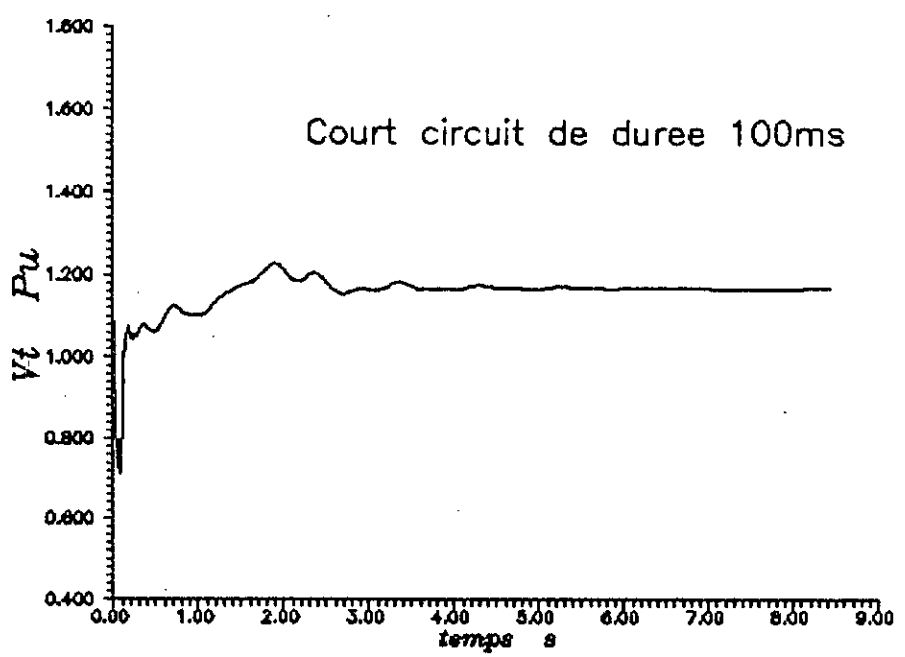
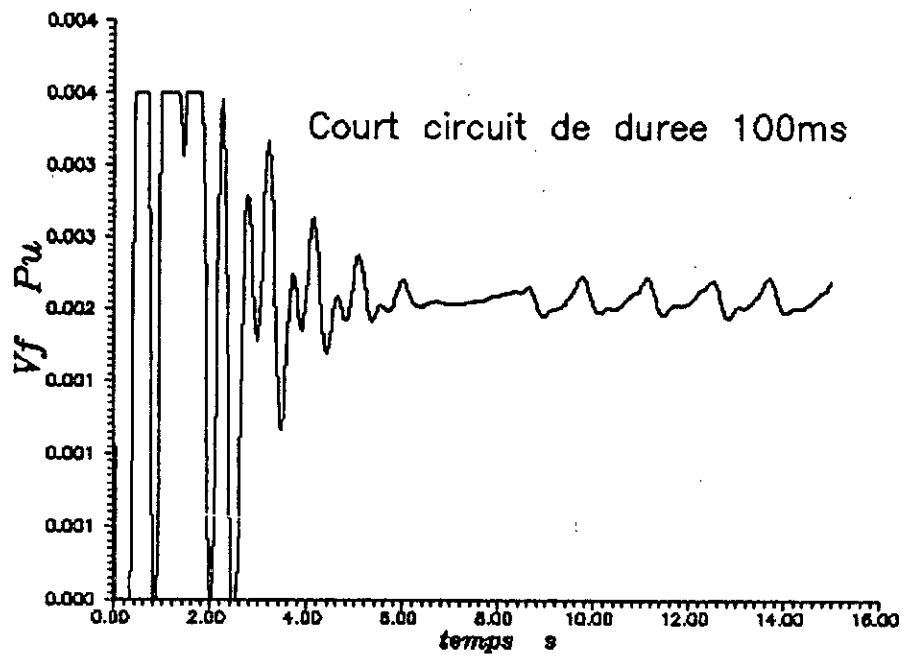


Planche.II.8.a: Court circuit de 100ms sur la tension du bus.

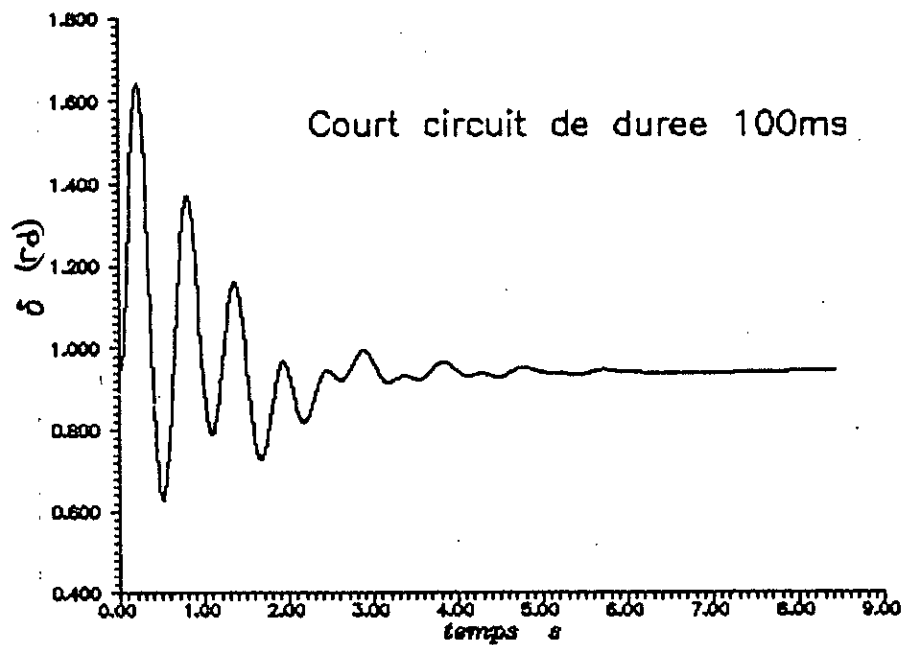
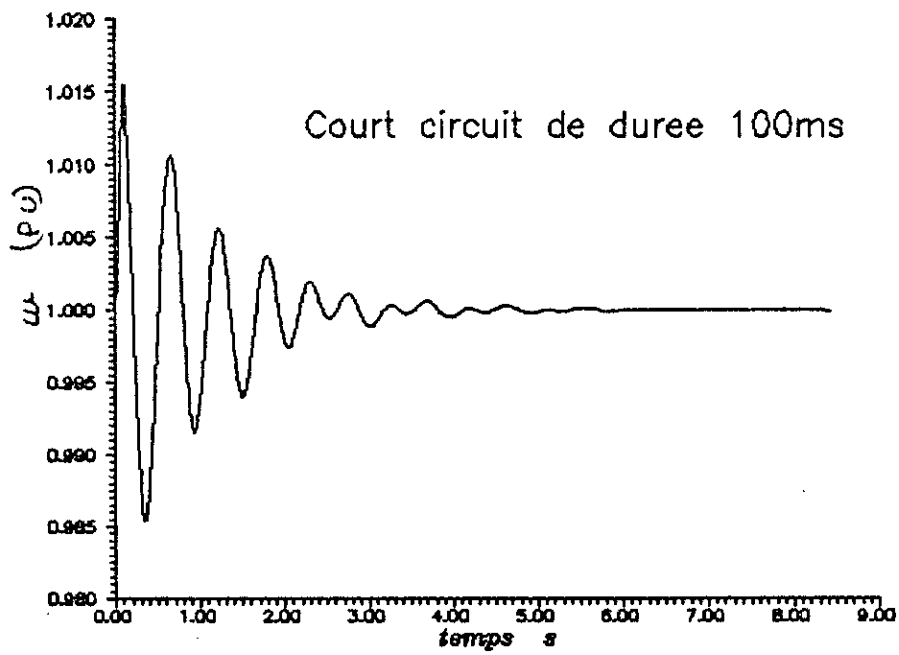


Planche.II.8.b: Court circuit de 100ms sur la tension du bus.

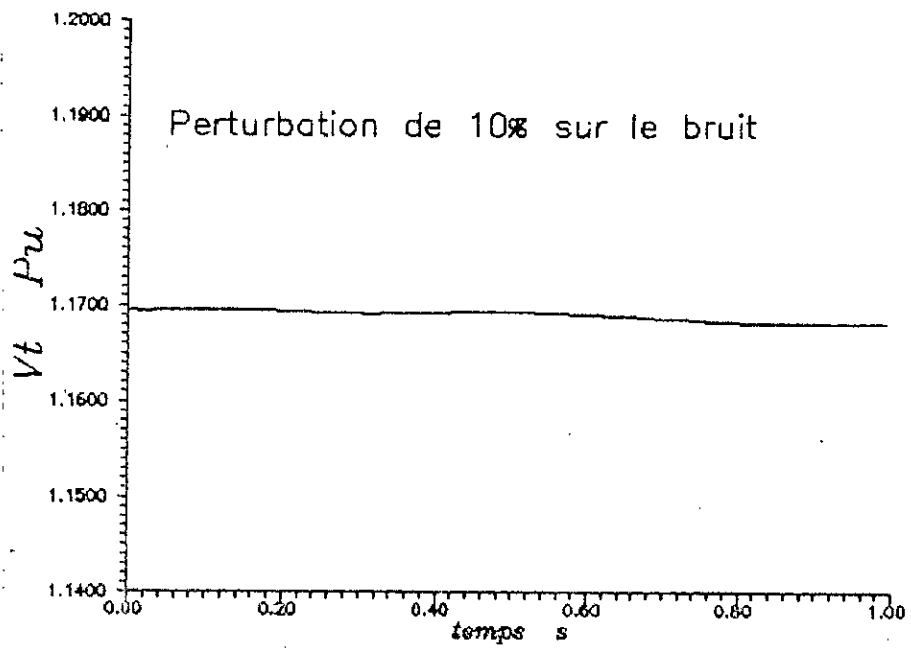
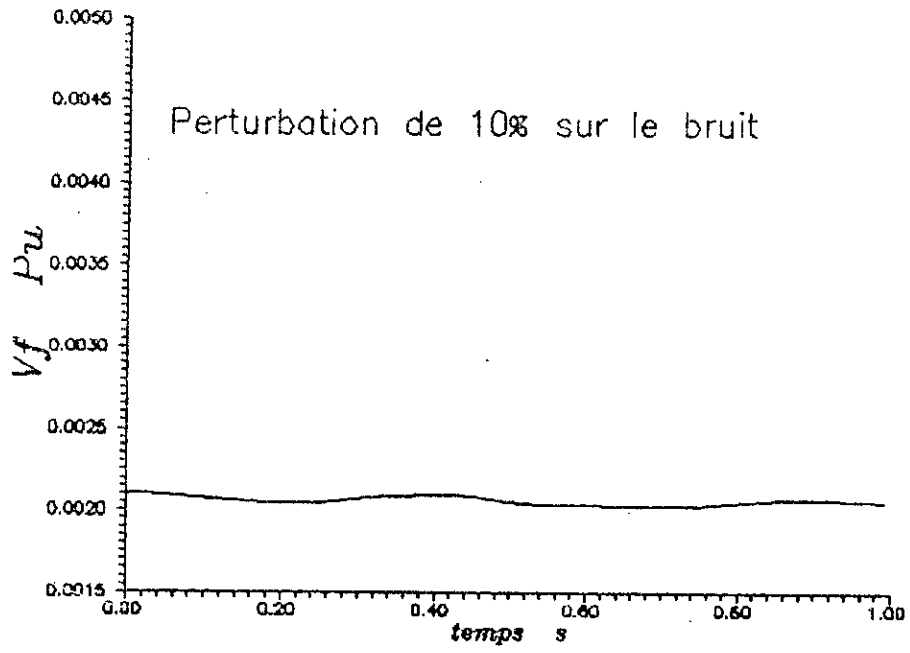


Planche.II.9.a: Bruit blanc de 10% sur la tension de ligne

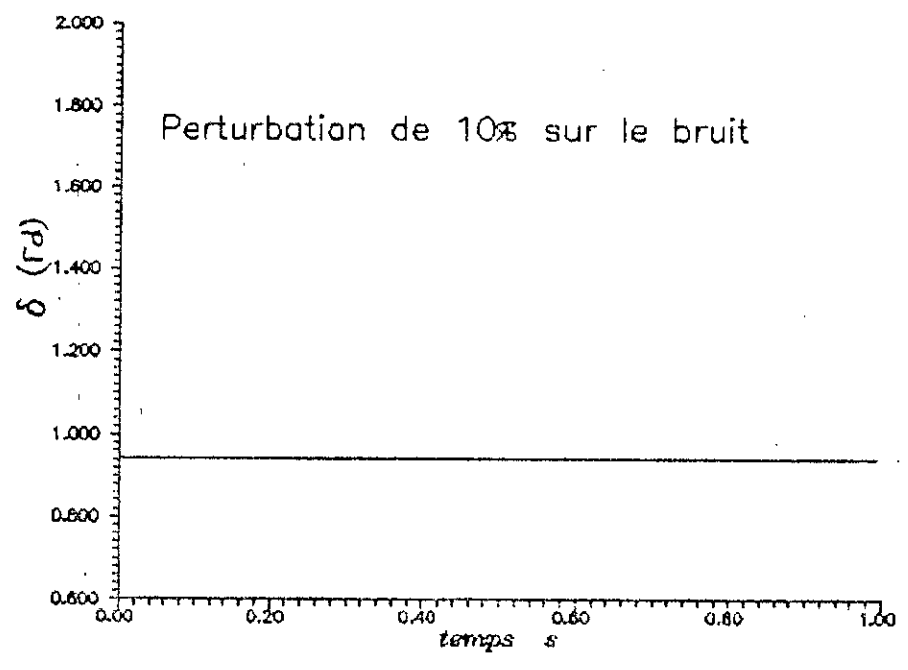
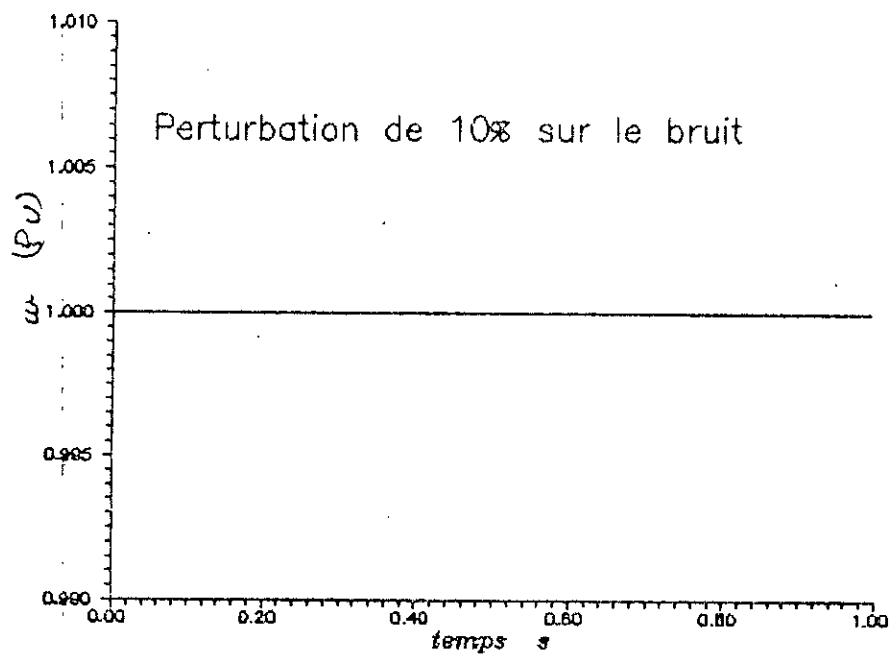


Planche.II.9.b: Bruit blanc de 10% sur la tension de ligne

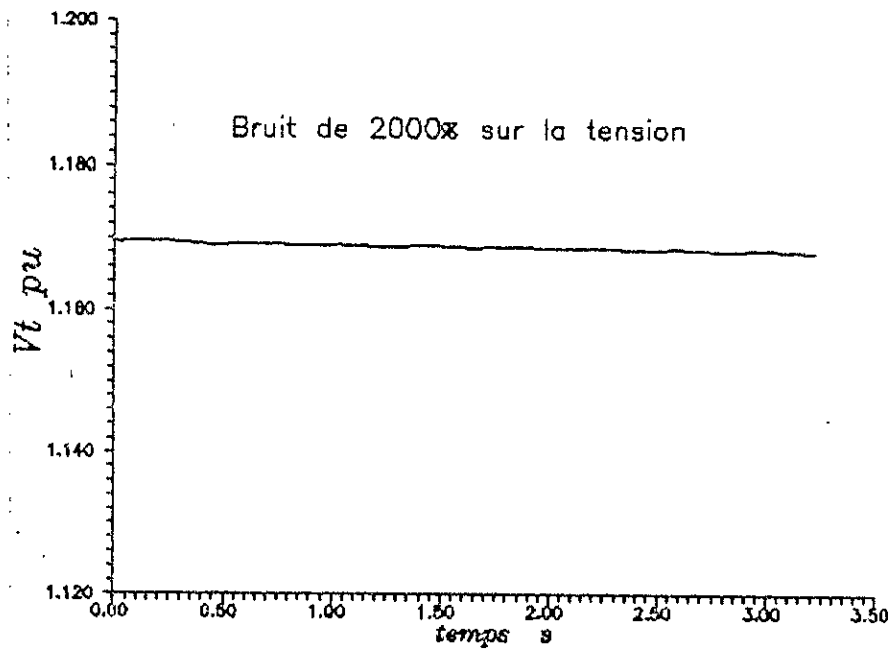
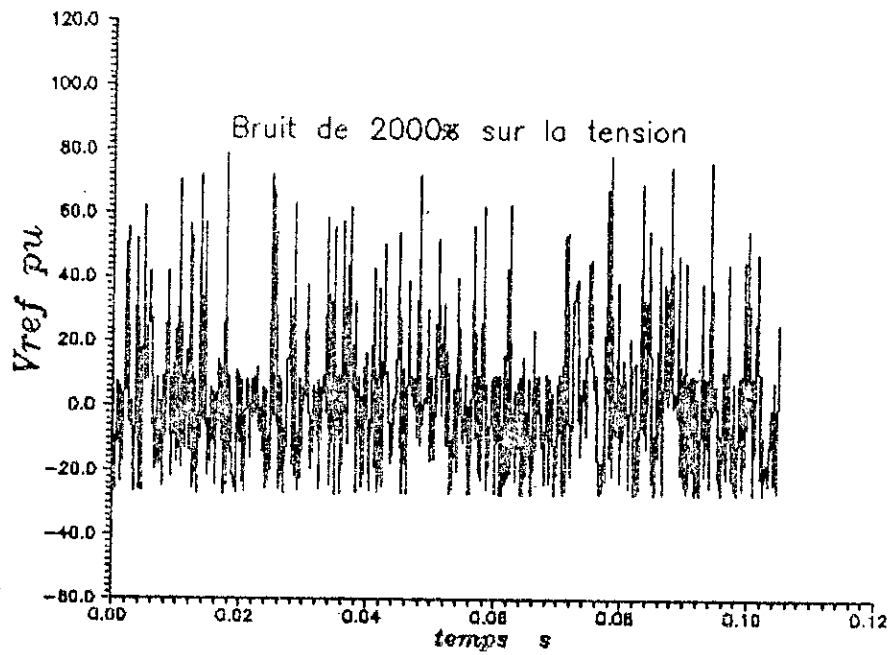


Planche.II.10.a: Bruit blanc de 2000% sur la tension de ligne

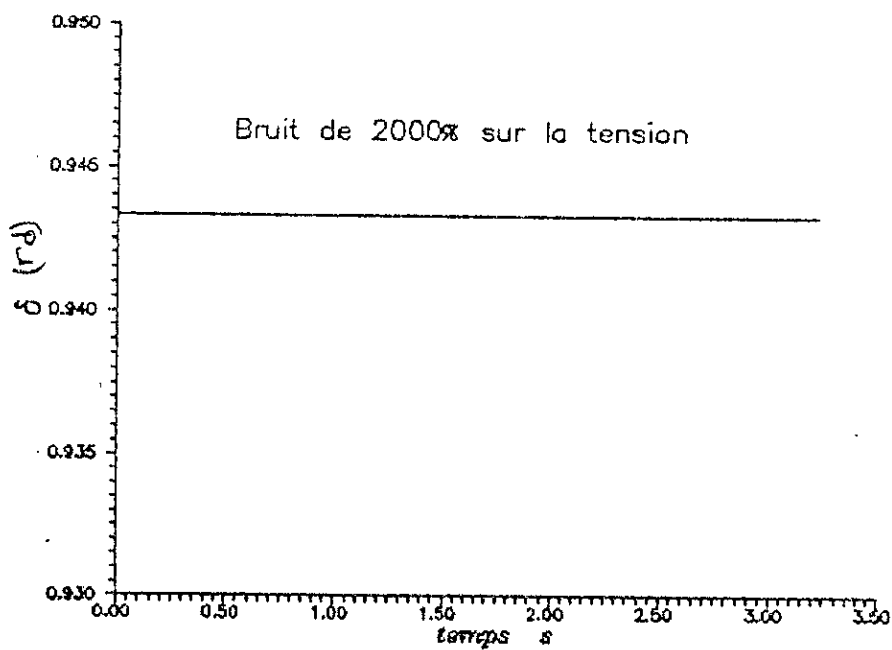
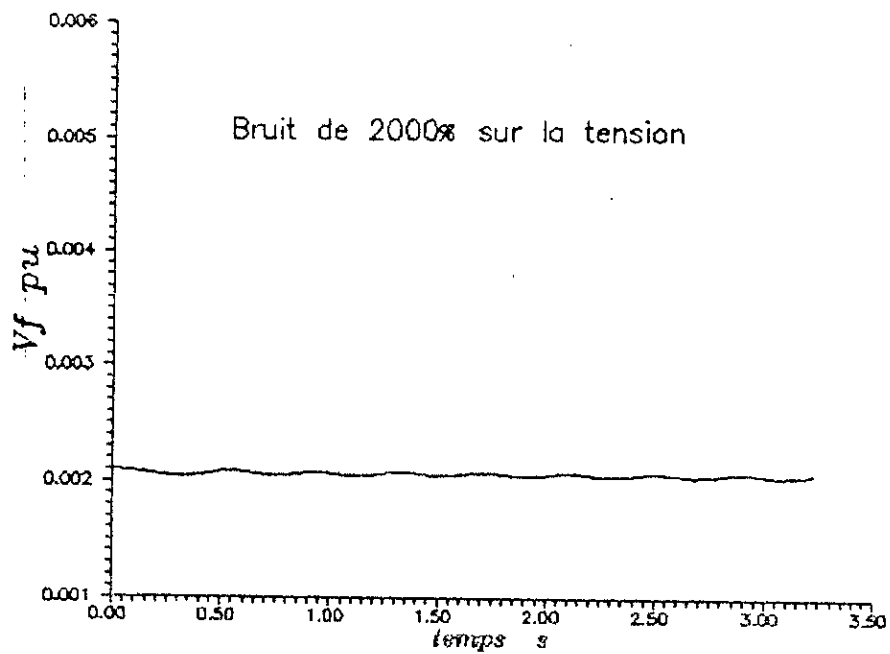


Planche.11.10.b: Bruit blanc de 2000% sur la tension de ligne

CHAPITRE III**COMMANDE NEURO-LINGUISTIQUE****I. INTRODUCTION:**

Les capacités d'apprentissage, de mémorisation et de généralisation extraordinaires du cerveau humain ont fait l'objet d'émulation artificielle de son fonctionnement.

En créant les réseaux de neurones artificiels, on a cherché à reproduire certaines de ces facultés. On y est arrivé en s'inspirant simplement de la constitution et du fonctionnement biologique de la cellule de base du cerveau qui est le neurone.

II STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DU NEURONE BIOLOGIQUE [6]:

Le neurone est constitué de trois parties:(voir fig III.1):

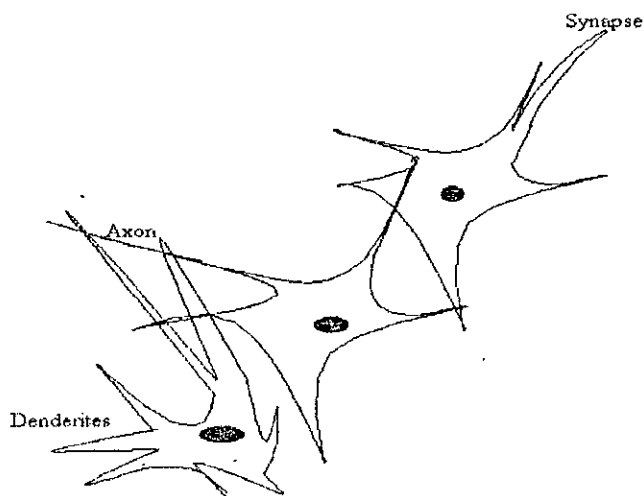


Fig.III.1:Représentation des neurones biologiques

-**Les dendrites:** Ce sont les "antennes" du neurone, c'est à dire les récepteurs principaux des signaux électrochimiques parvenant des autres cellules nerveuses.

-**Le corps cellulaire:** C'est le noyau cellulaire du neurone. A partir des signaux reçus, il engendre un signal qui, d'après les biologistes, est une sommation à seuil des influx nerveux lui arrivant. Si la sommation dépasse un certain seuil le neurone répond par l'émission d'un signal électrochimique, sinon il reste inactif.

-**L'axone:** c'est la fibre nerveuse qui sert de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone.

III MODELISATION MATHEMATIQUE DU NEURONE:

S'inspirant de l'étude biologique du neurone, on arrive à en esquisser un modèle élémentaire assez concordant avec la réalité.

Le neurone artificiel [6] aura comme sortie une fonction non linéaire de la somme pondérée des influx nerveux lui parvenant des autres neurones. Les signaux électrochimiques échangés sont représentés par des valeurs numériques.(voir fig.III.2)

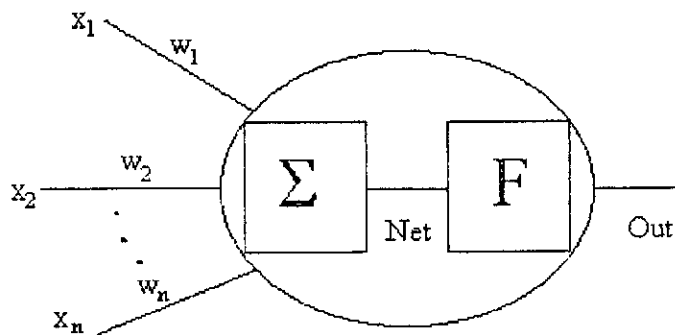


Fig.III.2: Représentation du neurone mathématique.

Avec

$$Out = F(Net) = F(w_i x_i)$$

(III.1)

Les w_i représentent les poids respectifs relatifs aux signaux x_i reçus, F la fonction d'activation et Out la sortie du neurone.

Remarque: La fonction d'activation doit refléter le seuil ou la saturation du signal de sortie du neurone (figures III.3):

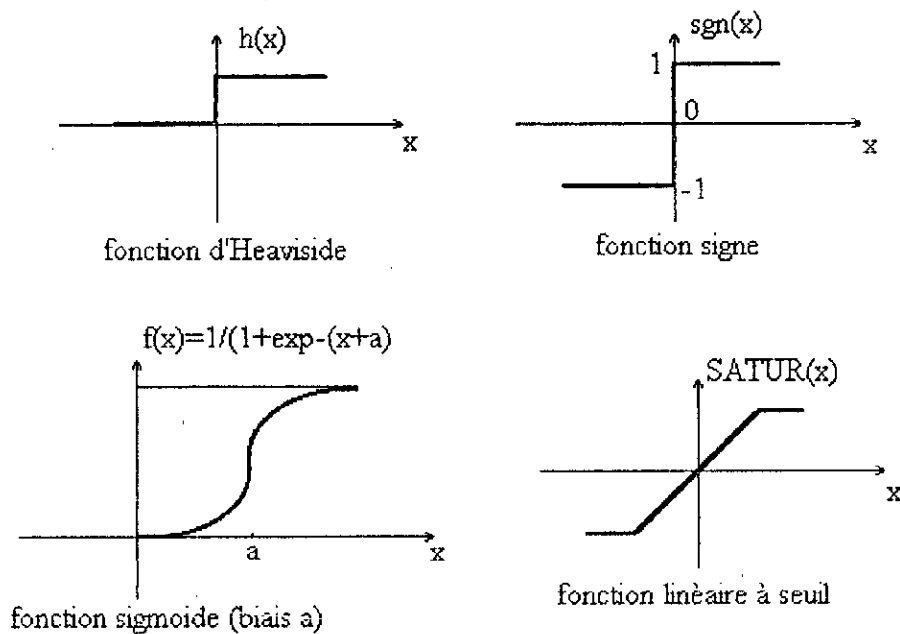


Figure III.3 Exemples de fonctions d'activation.

Dans notre cas la fonction d'activation utilisée est la fonction sigmoïde:

$$f(x) = 1 / (1 + \exp(-(x+a)))$$

IV RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS:

Les neurones dans un réseau,[6] peuvent être totalement connectés ou, comme pour le système visuel, répartis suivant des couches. C'est ce dernier modèle qui sera employé dans ce présent travail.

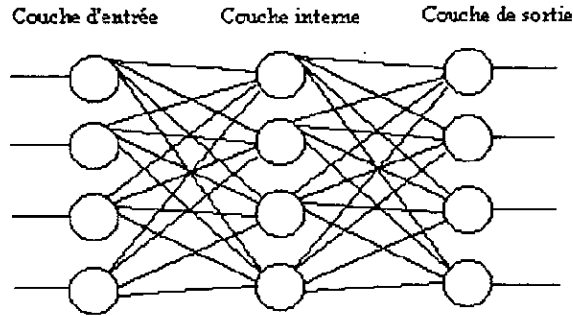


Fig.III.4: Représentation d'un réseau de neurones à couches.

Chaque neurone d'une couche est relié à tous les neurones de la couche suivante (voir fig.III.4). Les connexions sont représentées par des poids dont on verra l'importance dans la phase d'apprentissage décrite ci après.

V. APPRENTISSAGE:

Les études menées par les biologistes[6] ont montré que l'apprentissage est, en fait une évolution du réseau nerveux. Ce développement est le fruit de l'interaction entre l'environnement et le programme génétique caractérisé par l'évolution des connexions entre neurones.

Pour les réseaux de neurones artificiels, l'apprentissage se fera par la modification des poids reliant les neurones. L'apprentissage aura abouti lorsque les bons poids du réseau auront été trouvés.

Deux questions se posent alors: Comment se fait l'apprentissage du réseau artificiel et de quelle manière modifier les poids pour en avoir la bonne configuration ?

Pour répondre à ces questions, les neuronistes ont mis au point plusieurs techniques qualifiées de techniques d'entraînement de réseaux.

V.1 Entraînement du réseau:

Entraînement s'effectuera par la présentation au réseau des couples entrées/sorties du système réel. Ces couples sont appelés vecteurs d'entraînement. L'apprentissage consistera à minimiser l'erreur entre la réponse du réseau et la sortie du système réel pour tous les couples d'entraînement. Cette minimisation se fera en agissant sur les poids.

Se basant sur des méthodes de minimisation de fonction, plusieurs techniques de changement de poids ont été proposées.[6],[7]. Deux algorithmes seront utilisés dans ce qui suit.

- Retro-propagation [6],[7].
- Optimisation aléatoire [19].

V.2 Retro-propagation :(R.P):

La Retro-propagation [6], [7] est la technique la plus usitée, elle repose sur la méthode dite " Descente du Gradient". Cet algorithme réajuste les poids en propageant l'erreur à travers les couches du réseau. Il est décrit par les étapes suivantes:

1. Initialiser aléatoirement les poids du réseau.

Phase avant

2. Appliquer le vecteur d'entrée X.
3. Calculer les entrées des neurones des couches internes:

$$\text{Net}_{pj} = \sum_{i=1}^n w_{ij} x_{pi} + \theta_j \quad (\text{III.2})$$

4. Calculer les sorties des neurones des couches internes:

$$i_{oj} = F(\text{Net}_{pj}) \quad (\text{III.3})$$

5. Calculer entrées des neurones de sortie:

$$\text{Net}_{pk}^o = \sum_{j=1}^n w_{kj} i_{pj} + \theta_k \quad (\text{III.4})$$

6. Calculer les sorties du réseau:

$$\text{Out}_{pk} = F(\text{Net}_{pk}^o) \quad (\text{III.5})$$

Phase arrière

7. Calculer le terme d'erreur pour la couche de sortie:

$$\delta_{pk}^o = (y_{pk} - O_{pk}) F'(\text{Net}_{pk}^o) \quad (\text{III.6})$$

8. Modifier les poids de la couche de sortie:

$$w_{kj}^o(k+1) = w_{kj}^o(k) + \eta \delta_{pk}^o i_{pj} \quad (\text{III.7})$$

9. Calculer le terme d'erreur des couches internes:

$$\delta_{pj} = F'(\text{Net}_{pj}) \sum_k \delta_{pk}^o w_{kj} \quad (\text{III.8})$$

10. Modifier les poids des couches internes:

$$w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) + \eta \delta_{pj} x_{pi} \quad (\text{III.9})$$

η représente le taux d'apprentissage.

11. Refaire pour chaque vecteur d'entraînement.

12. Calculer l'erreur E:

$$E = 0.5 \sum_k (y_{pk} - O_{pk})^2$$

Tant que l'erreur E n'a pas atteint le seuil fixé refaire les étapes de 2 à 11.

La retro-propagation est un algorithme de minimisation utilisant la descente du gradient de l'erreur, où le pas η est constant. Souvent cet algorithme converge sur des minimums locaux. En effet la convergence vers le minimum global n'est pas toujours garantie et l'importance du temps de calcul limite les applications de cet algorithme. D'autres techniques d'optimisation sont alors considérées dont les techniques d'optimisation aléatoire, une de ces techniques sera étudiée dans ce qui suit.

V.3 Méthode d'optimisation aléatoire: (M.O.A) [18]:**a- Généralités:**

L'optimisation aléatoire de Matyas assure une convergence à un minimum global avec une probabilité égale à 1 (Baba, Shoman, & Sawaragi, 1977; Solis & Wets, 1981)[16],[18]. En effet cette technique est très utilisée lorsque la dimension du réseau devient importante. La méthode proposée par Matyas [17], utilise la théorie d'optimisation aléatoire d'une fonction $f(x)$. L'algorithme de minimisation d'une fonction $f(x)$, par le biais de cette technique, comporte les étapes suivantes [19]:

1. Initialiser le vecteur x aléatoirement à $x(0)$, mettre $k=0$ et fixer le nombre maximal d'itérations M , $b(0)=0$, donner une valeur à v .
2. Générer un vecteur aléatoire Gaussien $\zeta(k)$ de moyenne $b(k)$ et de variance v .
3. Si $f(x^{(k)}+\zeta^{(k)}) < f(x^{(k)})$ alors $x^{(k+1)}=x^{(k)}+\zeta^{(k)}$ et $b^{(k+1)}=0.4\zeta^{(k)}+0.2b^{(k)}$.
Si $f(x^{(k)}+\zeta^{(k)}) > f(x^{(k)})$ et $f(x^{(k)}-\zeta^{(k)}) < f(x^{(k)})$ alors $x^{(k+1)}=x^{(k)}-\zeta^{(k)}$
et $b^{(k+1)}=b^{(k)}-0.4\zeta^{(k)}$.
Sinon $x^{(k+1)}=x^{(k)}$ et $b^{(k+1)}=0.5b^{(k)}$.
4. Si $k=M$, stopper les calculs. Si $k < M$, $k=k+1$ aller en 2.

b- Application aux réseaux de neurones artificiels:

Dans le cas des réseaux neuronaux artificiels la fonction à minimiser est l'erreur d'entraînement par rapport aux poids. Cette erreur est définie par :

$$E(W) = 0.5 \sum_k (y_{pk} - O_{pk})^2 \quad (\text{III.11})$$

Elle représente l'erreur d'entraînement du réseau dont les poids sont symbolisés par W .

L'algorithme de minimisation devient:

1. Initialiser le vecteur W aléatoirement à $W(0)$, mettre $k=0$ et fixer le nombre maximal d'itérations M , $b(0)=0$, donner une valeur à v .
2. Générer un vecteur aléatoire Gaussien $\zeta(k)$ de moyenne $b(k)$ et de variance v .

3. Calculer $E(W^{(k)})$ et $E(W^{(k)} + \zeta^{(k)})$ (Phase avant)

Si $E(W^{(k)} + \zeta^{(k)}) < E(W^{(k)})$ alors $W^{(k+1)} = W^{(k)} + \zeta^{(k)}$ et $b^{(k+1)} = 0.4\zeta^{(k)} + 0.2b^{(k)}$.

Calculer $E(W^{(k)} - \zeta^{(k)})$ (Phase avant)

Si $E(W^{(k)} + \zeta^{(k)}) \geq E(W^{(k)})$ et $E(W^{(k)} - \zeta^{(k)}) < E(W^{(k)})$ alors $W^{(k+1)} = W^{(k)} - \zeta^{(k)}$ et $b^{(k+1)} = b^{(k)} - 0.4\zeta^{(k)}$.

Sinon $W^{(k+1)} = W^{(k)}$ et $b^{(k+1)} = 0.5b^{(k)}$.

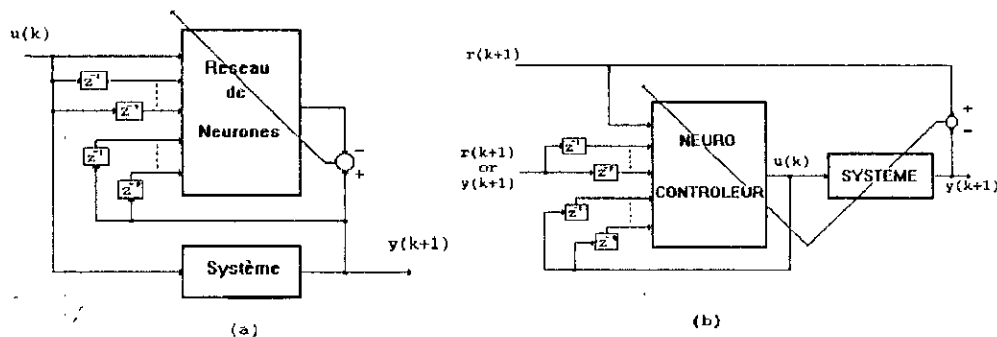
4. Si $k=M$, Stopper les calculs. Si $k < M$, $k=k+1$ aller en 2.

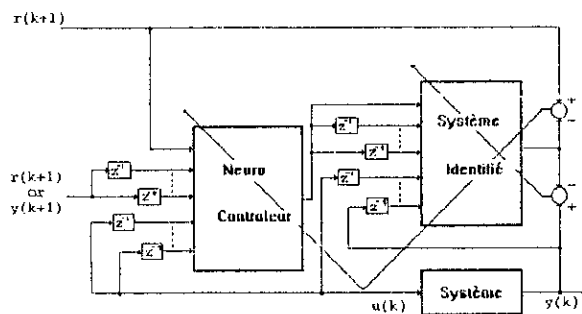
VI. CONTROLE PAR RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS:

VI.1 Introduction:

La commande par réseaux neuronaux consiste à remplacer le régulateur par un réseau de neurones. Ce dernier, préalablement entraîné va synthétiser la commande appropriée pour atteindre la consigne. Des différentes stratégies employées à entraîner ce neuro-contrôleur naissent différents types de commandes (figures III.5). On peut citer comme exemples:

- Contrôle adaptatif direct (poursuite d'un modèle de référence).
- Contrôle adaptatif indirect (identification du modèle inverse).





(c)

Fig III.5. Différents types de commande par réseaux de neurones:(a) Identification du modèle,
 (b) Poursuite d'un modèle de référence.(c) Identification du modèle et poursuite d'une référence

Ces méthodes de contrôle demandent soit une identification du modèle inverse ou la connaissance de la fonction dérivée sortie/commande[23, 24]. Ces connaissances sont assez difficiles à acquérir pour des systèmes non linéaires et complexes tels que le nôtre. Nous avons alors opté pour un autre type de contrôle: la commande neuro-linguistique. C'est une application hybride des réseaux de neurones et de la commande linguistique.

VI.2 Commande linguistique [13, 14, 15, 20, 21, 22]:

La commande linguistique découle de l'application des techniques de l'intelligence artificielle à la commande c'est un système expert composé de règles de décisions reliant les entrées aux sorties.

Exemple:

Si entrée 1 est positive grande

et entrée 2 est négative petite

alors: La commande à appliquer est positive petite.

Ces règles sont en général acquises auprès d'experts humains en vu de les remplacer dans la boucle de commande par un système informatique plus rapide permettant une gestion centralisée d'un processus complexe ou large comme une centrale électrique ou une raffinerie.

Afin d'implémenter la commande linguistique, qui est une commande qualitative dans un milieu quantitatif, il est nécessaire de définir une fonction de passage d'un type de représentation à un autre. Pour ceci on définit des classes d'entrées/sorties dans l'espace respectif des variations quantitatives. Ces classes sont alors directement liées à une représentation qualitative. (Fig III.6)

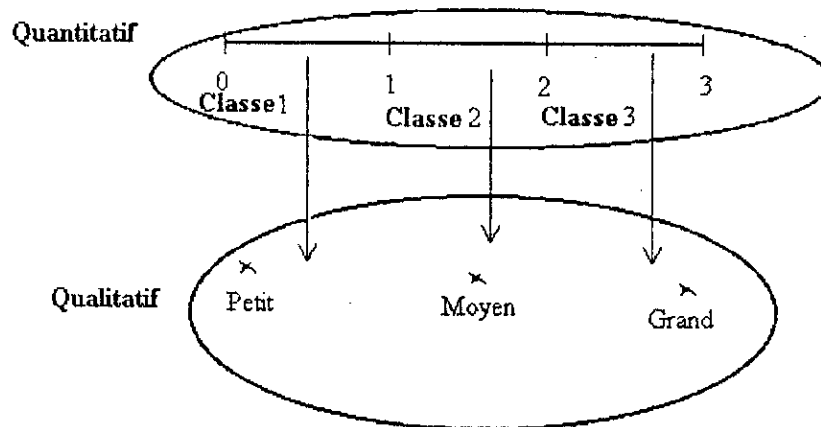


Fig.III.6: Représentation des classes.

Le choix des classes et de leur largeur est très important [20, 21, 22]. La méthode explicitée [20, 21, 22] est retenue pour ce choix.

VII APPLICATION AU SYSTEME:

VII.1 Tableau d'entraînement:

Nous allons implémenter le contrôleur linguistique sur un réseau de neurones. L'entraînement du réseau se fait à l'aide du tableau III.1 liant les représentants de classes. Ce tableau lie les erreurs aux commandes. L'erreur correspond à la variation obtenue sur la sortie après l'application de la commande pendant $T=0.05$ s. (Temps très inférieur aux constantes de temps du système).

Tableau II.1

Pourcentage de variation de la commande	Variation de la tension
-10000	0.583
-2000	0.124
-600	0.0400
-300	0.0202
-150	0.0106
-72	0.00484
-36	0.00242
-18	0.00120
-6	0.000406
-3	0.000200
0	0
3	-0.000210
6	-0.000410
18	-0.00123
36	-0.00241
72	-0.00485
150	-0.01010
300	-0.02020
600	-0.04050
2000	-0.12609
10000	-0.5200

VII.2 Choix de l'algorithme de convergence:

Les critères qu'on a retenu pour le choix de l'algorithme sont:

- la vitesse de convergence.
- le degré de précision atteint.

Nous avons effectué* des essais d'apprentissage sur les deux algorithmes (cf V) récapitulés dans le tableau III.2 suivant le schéma d'entraînement suivant:

* Nous avons lancé les calculs sur un PC 80386 muni d'un Coprocesseurs mathématique

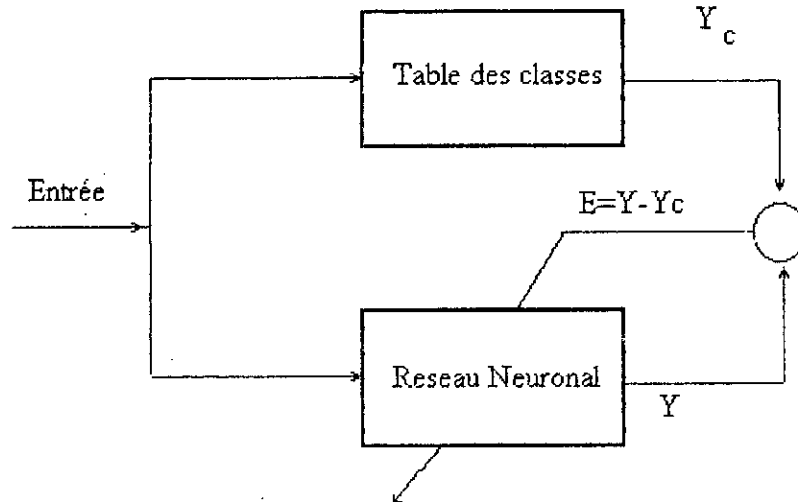


Figure III.7: Schéma d'entraînement.

1er essai:

Configuration du réseau: 1 couche interne à 8 neurones.

Tableau III.2.a:

	Paramètres	Erreur	Nb itérations	Temps (s)	Observations
M.O.A	$V=0.01$	0.072	259	36	erreur=0.00015 après 2158 s qui correspond à 16000 iterations
R.P	$\xi=0.15$	0.074	16000	1337	

2ème essai:

Configuration du réseau: 2 couches internes à 8 neurones chacune.

Tableau III.2.b:

	Paramètres	Erreur	Nb itérations	Temps (s)	Observations
M.O.A	$V=0.01$	0.082	276	86	erreur=0.0004 après 4666 s qui correspond à 16000 iterations
R.P	$\xi=0.15$	0.084	16000	3426	

Conclusion: Nous avons décidé d'utiliser l'algorithme basé sur l'optimisation aléatoire car il s'est avéré beaucoup plus puissant et plus rapide.

Après la phase apprentissage, le réseau neuronal va générer une commande prenant en compte les interactions de toutes les classes. Grâce à ses capacités de généralisation, il appliquera une commande qui ne sera pas seulement fonction de la classe où se trouve l'erreur mais de sa position générale par rapport aux autres classes.

VIII. SIMULATIONS ET RESULTATS:

La simulation du processus se fait à l'aide de l'algorithme de résolution Runge Kutta d'ordre 4. A chaque pas d'intégration on injecte l'erreur dans le réseau qui délivre la commande correspondante (Organigramme voir figure III.8). La tension d'excitation est limitée à des valeurs comprises entre 0 et 500 volts par souci de concordance avec la réalité physique.

a-Réponse aux changement de consigne:

Variation de 10% de la consigne: Cette première simulation sert à tester les performances du neuro-contrôleur. Comme on le voit sur la planche.III.1, la tension de ligne V_1 a une dynamique approchant le premier ordre (sans dépassement), avec un temps de réponse de 0.9 s et une erreur permanente de 0.07%.

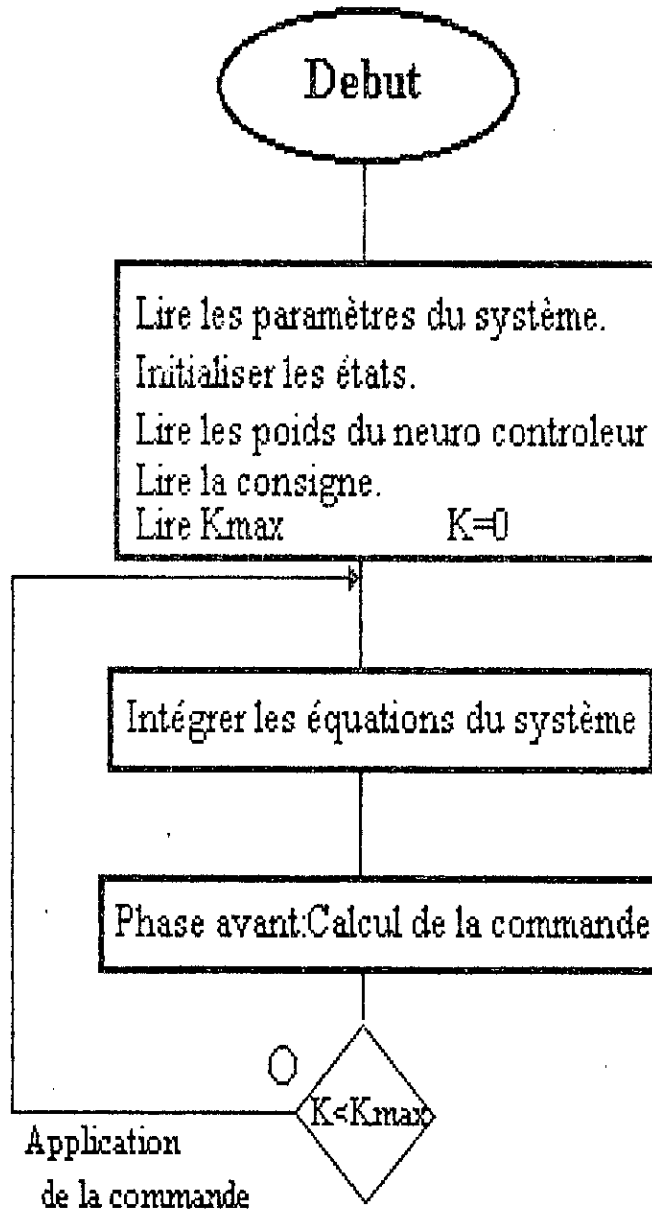


Figure.III.8: Schéma de simulation

Variation de 30% de la consigne (planche .III.2): On obtient comme précédemment une dynamique du premier ordre, un temps de réponse de 3.9 s, et une erreur permanente aussi négligeable (0.02%)

Ces simulations montrent bien que la rapidité avec laquelle on atteint la consigne est la maximale permise par la limitation de la commande. On voit aussi que l'erreur en régime

établi est très faible et reste constante (0.000078 pu) ceci est dû au fait que la sensibilité du contrôleur est bornée à la finesse de son entraînement ie à la valeur de la plus faible classe d'erreurs choisie. Ces résultats justifient le choix des classes et valident le correcteur ainsi conçu.

b- Tests de robustesse:

Après avoir vu les performances du contrôleur neuro-linguistique dans la poursuite d'une consigne, nous allons le mettre à l'épreuve de perturbations de paramètres internes et externes au système, en maintenant la consigne fixe pour vérifier sa robustesse.

Variation de 10%,30%, 50% et 70% sur le couple mécanique (planches.III.3, III.3', III.3'',III.3'''):La sortie est insensible aux perturbations de valeurs inférieurs à 10%. En effet on constate de faibles oscillations ($<0.02\%$ de la valeur de consigne), ayant une durée inférieure à 0.1s. Pour un taux de variation de 30%, la tension de ligne est certes oscillatoire mais ne descend pas en deçà de 96% de sa valeur de consigne; de plus l'amplitude de ces oscillations est décroissante (elle est inférieure à 5% de la valeur de référence).

; Pour le second cas, le contrôleur neuro-linguistique arrive à compenser cette importante variation; la réponse de V_l descend encore plus que précédemment (jusqu'à 74% de sa valeur de consigne), le temps de stabilisation (ie le temps nécessaire pour entrer dans un domaine de 5% autour de la consigne) est de 8 s.

Remarque: Les états ω et δ sont oscillatoires (1 à 1.2% pour ω) mais finissent par se stabiliser. Ces états, comme on l'a déjà noté, ne font pas l'objet de la commande.

Ce n'est qu'à partir d'un taux de perturbation de 70% du couple mécanique que la réponse est déstabilisée. Le contrôleur ne peut pallier à cette variation.

Le régulateur neuro-linguistique peut compenser d'importantes perturbations sur le couple mécanique, mais n'y arrive plus au delà de 70%. Cette performance est appréciable et on peut affirmer que le contrôleur est robuste par rapport au couple mécanique.

Variation de 20% et de 100% sur les paramètres internes de la machine (planches.III.4 et III.4'): Pour des perturbations de 20 et 100% sur les résistances, inductances et mutuelles intrinsèques à la machine, le compensateur maintient la tension de ligne dans une plage de 1.5% autour de la valeur de consigne. Les oscillations disparaissent au bout de 0.3 s.

#Variation de 20% et 100% sur les paramètres de la charge locale (planches III.5 et III.5'): La tension de sortie présente des pics d'amplitude inférieure à 0.7% de la référence; ces pics s'atténuent pour disparaître en 0.1 s (ces valeurs correspondent au cas le plus défavorable ie 100% de variation).

Variation de 20% sur les paramètres de la ligne (planche.III.6): Les oscillations de la tension de ligne sont très faibles (< 1.5% de la consigne) et disparaissent au bout de 0.36 s.

Application de court circuit sur la tension de bus (planches.III.7 et III.7'): Quand la durée de ce court circuit est de 10 ms, on observe une chute de la tension de ligne jusqu'à 72% de sa valeur de référence. Le contrôleur arrive ensuite à la rétablir à sa valeur de consigne et elle atteint le régime statique après une durée de 0.05 s.

Si le court circuit dure 100 ms, la chute de tension est alors plus importante (jusqu'à 63% de sa valeur de référence). Le contrôleur compense ce court circuit moins rapidement que précédemment, mais ce temps reste assez court: 0.3 s.

Bruit(*) sur la sortie(planche.III.7): Nous avons testé le contrôleur à des bruit de l'ordre de 0.1 et 1% de la consigne, On note après les résultat de simulations que le neuro-contrôleur

(*) Modélisation du bruit blanc Cf annexes.

présente une sensibilité assez importante vis à vis du bruit. En effet au delà de 1% de perturbation de la tension la sortie se trouve entachée de bruit, cela est dû au fait que le neuro-contrôleur est très rapide, il tient compte à chaque instant de toute variation de l'erreur($V_{ref}-V_t$), il n y a donc pas de filtrage de bruit. Pour remédier à ce manque, un filtrage de l'entrée est conseillé

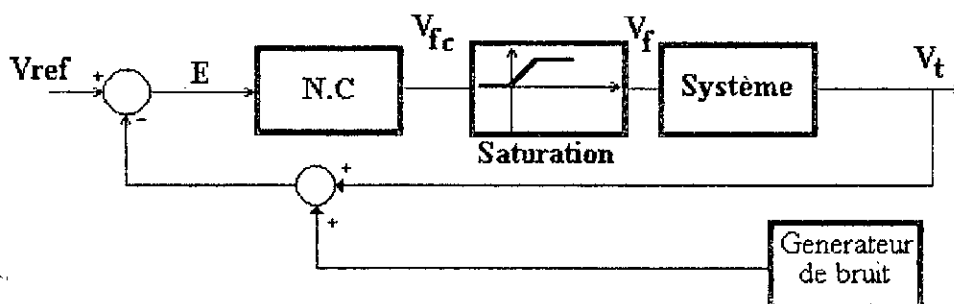


Fig III.9: Schéma fonctionnel de l'asservissement (+Bruit).

*** Réalisation pratique:**

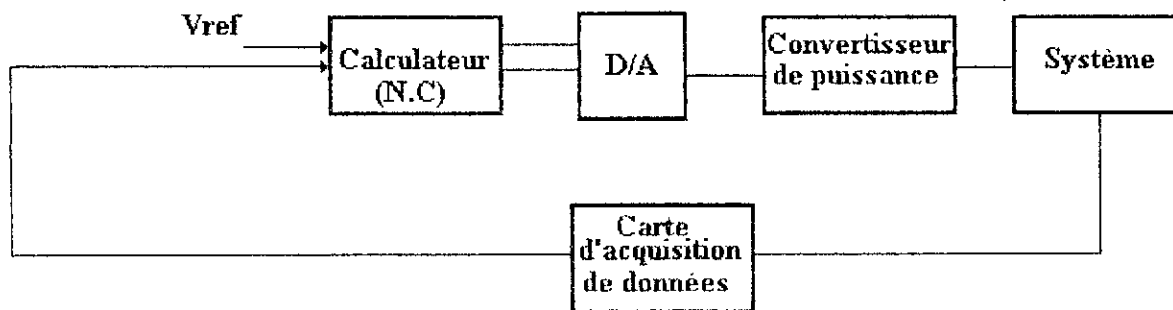


Fig III.10: Réalisation pratique.

IX. CONCLUSIONS:

Les résultats obtenus nous permettent de tirer les conclusions suivantes:

Cette technique de commande nécessite seulement quelques mesures commande/sortie; contrairement aux méthodes telles que la régulation à structure variable [8, 9][chp II], commande adaptative [10, 11] avec modèle de référence qui nécessitent soit la connaissance analytique du modèle ou une bonne identification du processus.

Le contrôleur neuro-linguistique est plus robuste que les contrôleurs précédemment cités. En effet leur structure est basée sur celle du modèle, or cette dernière est généralement mal connue à cause de la restriction de données.

L'entraînement du réseau de neurones est peu coûteux en temps de calcul. On ne fait l'entraînement qu'une seule fois et il est valable pour toute variation de consigne et de point de fonctionnement.

Une fois entraîné, la phase avant très peu coûteuse en temps de calcul (**) fait qu'il est applicable en temps réel. Contrairement aux techniques adaptatives qui sont compliquées et demandent une programmation volumineuse, limitant ainsi leur applicabilité en temps réel[11].

Mis à part le bruit, les valeurs des différentes perturbations que peut compenser le neuro-contrôleur sont évidemment bornées, mais ces limites sont tellement élevées qu'on peut affirmer que ce compensateur est très robuste par rapport à tous les paramètres pouvant influencer le système.

(**) Temps de phase avant négligeable, temps de conversion et d'acquisition de l'ordre de 10 us

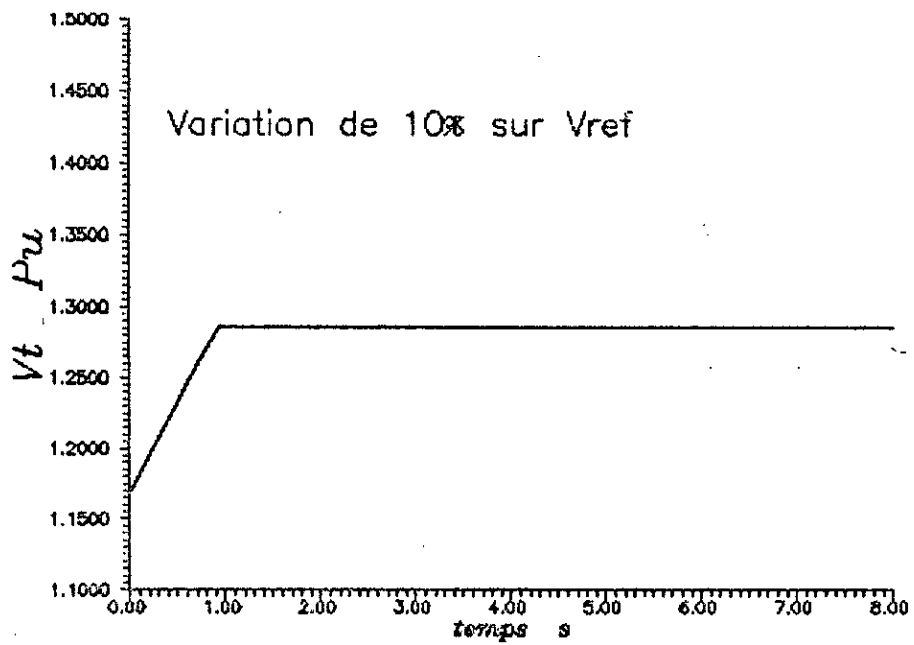
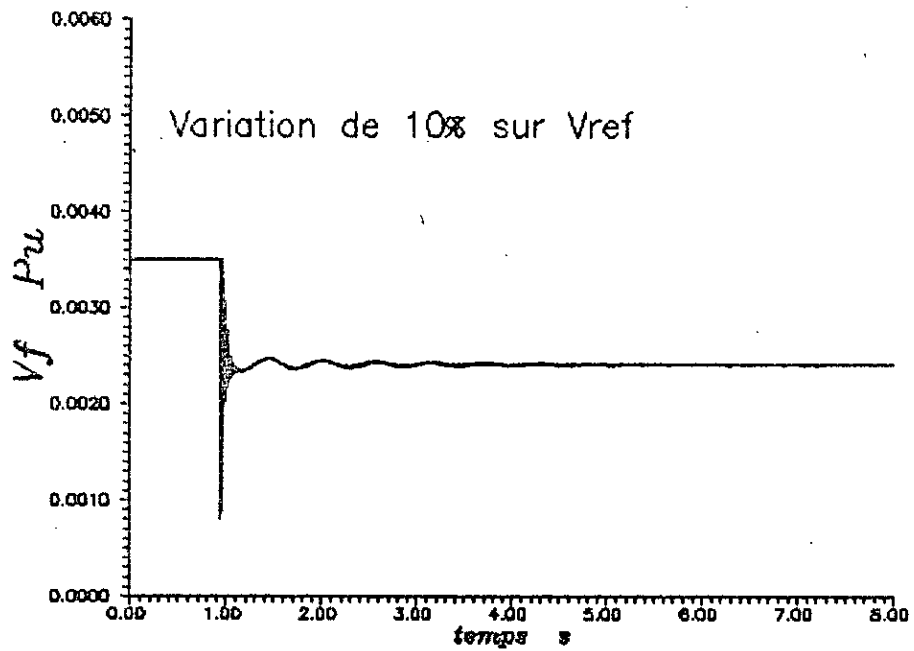


Planche.III.1.a:Variation de 10% de la consigne.

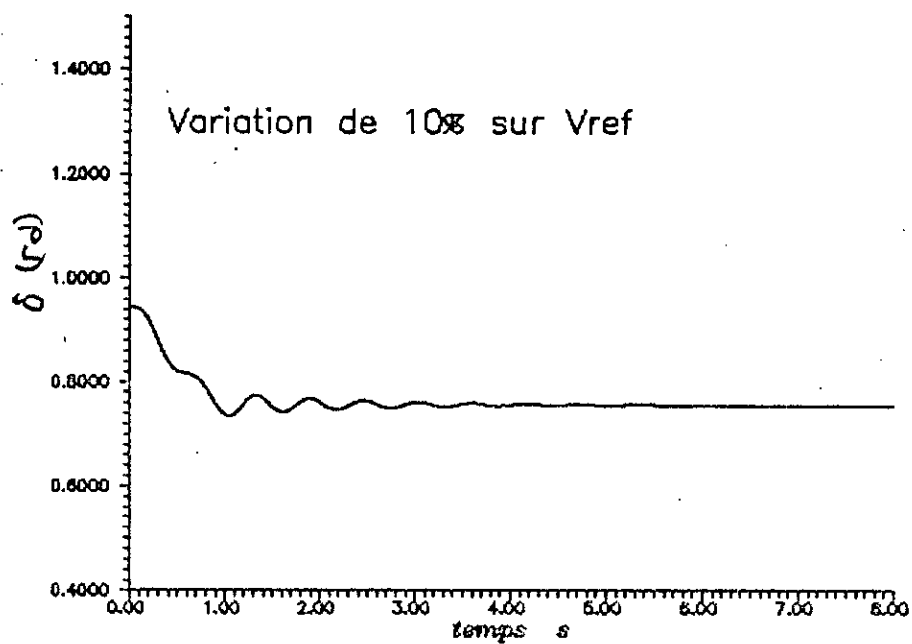
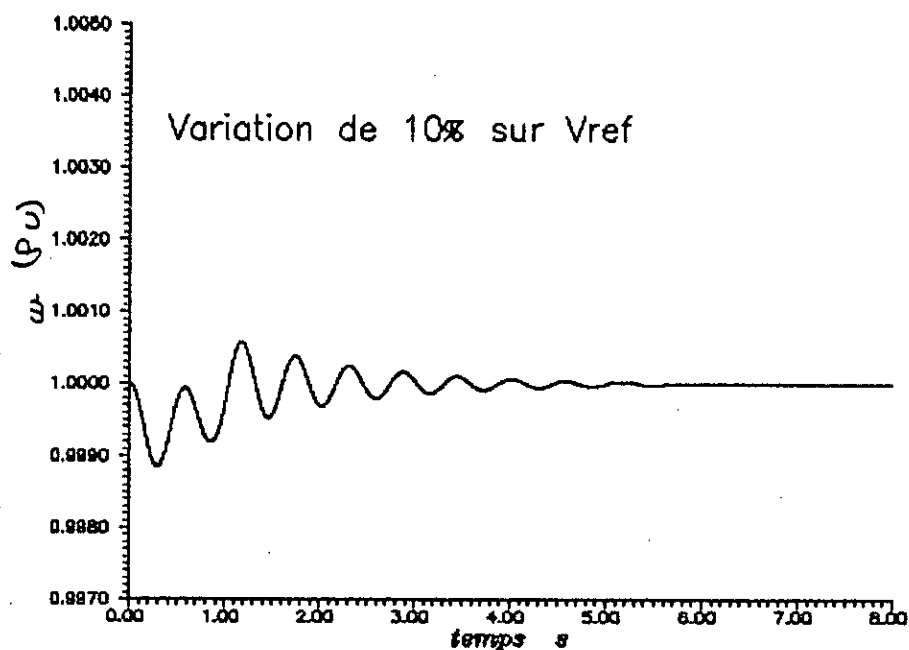


Planche.III.1.b:Variation de 10% de la consigne.

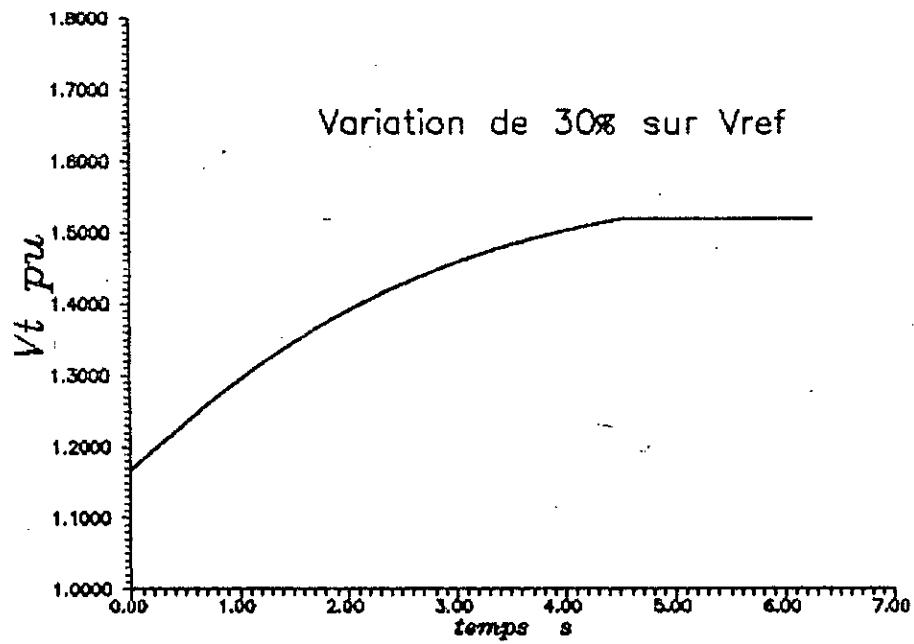
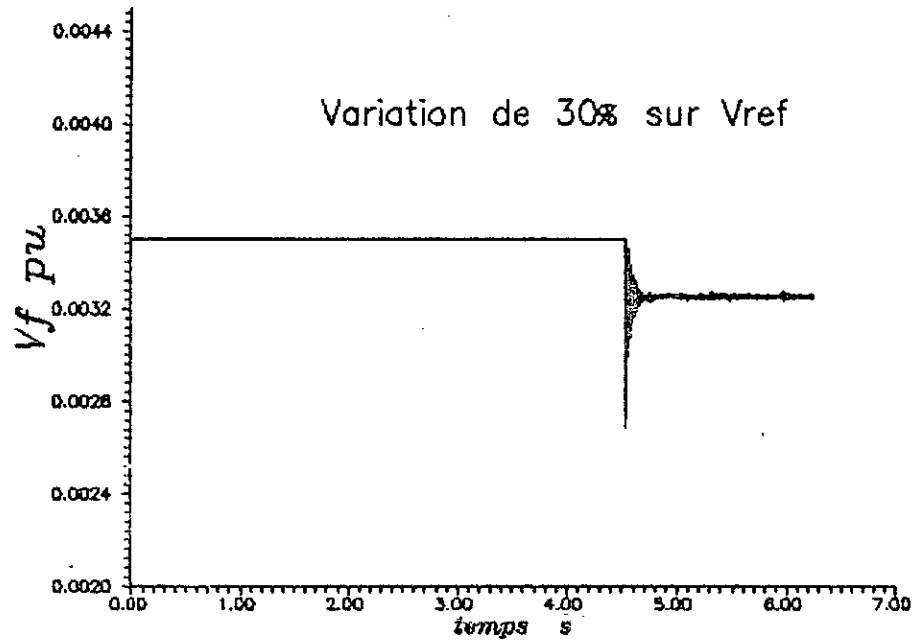


Planche.III.2.b:Variation de 30% de la consigne.

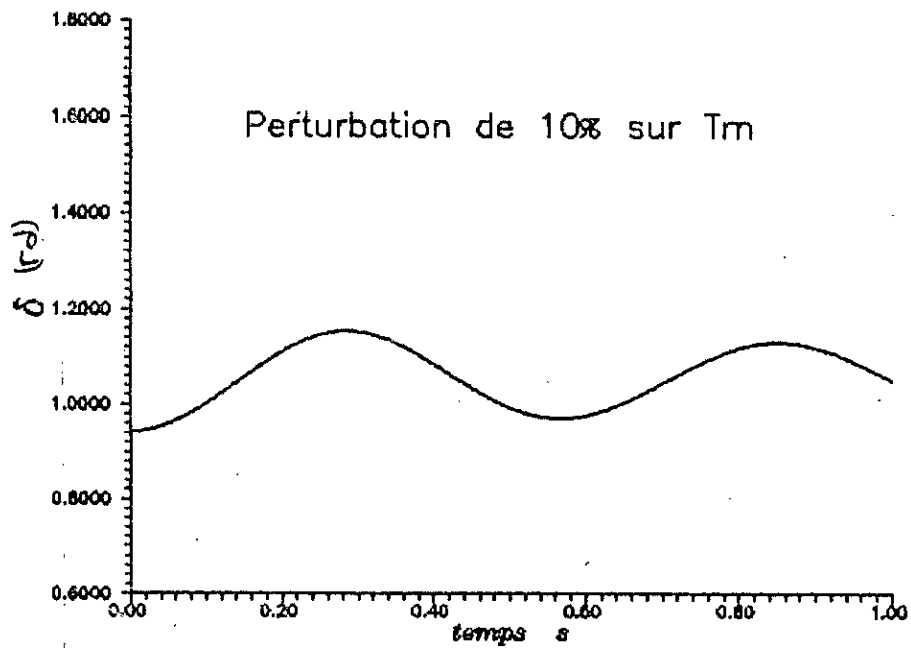
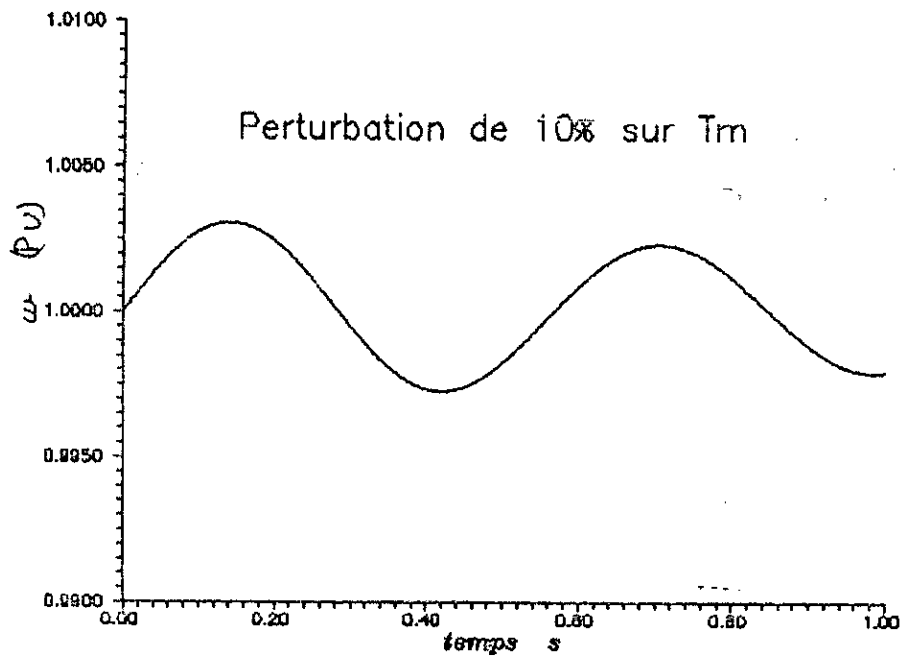


Planche III.3°.b: Variation de 10% du couple mécanique.

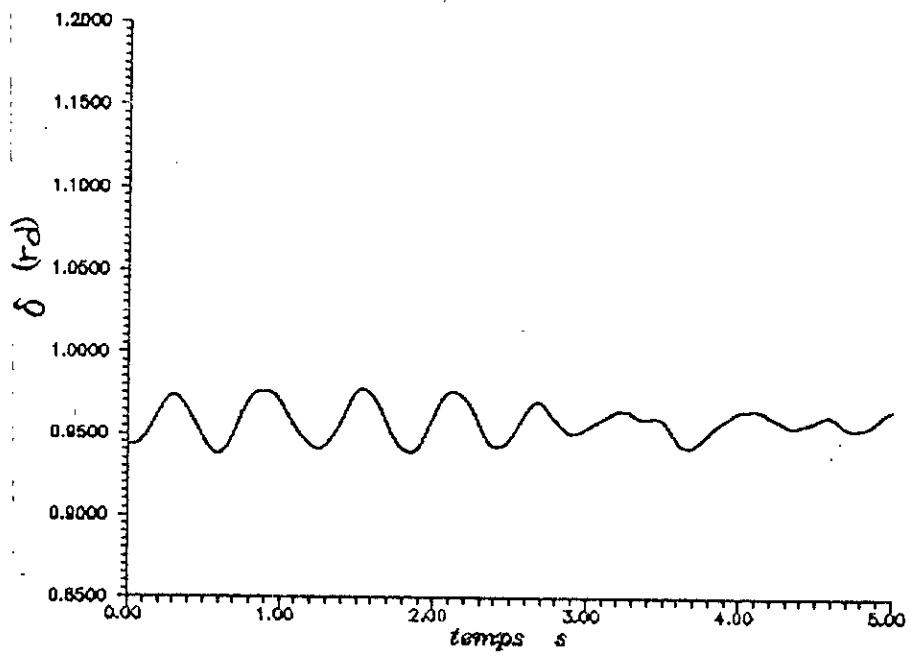
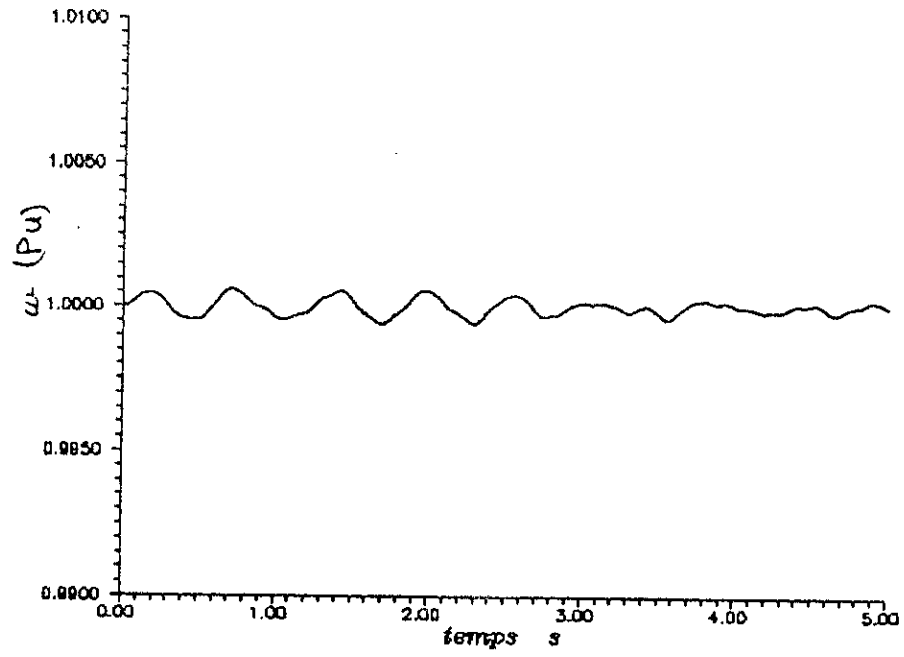


Planche.III.9.b: Bruit blanc de 1% sur la tension de ligne

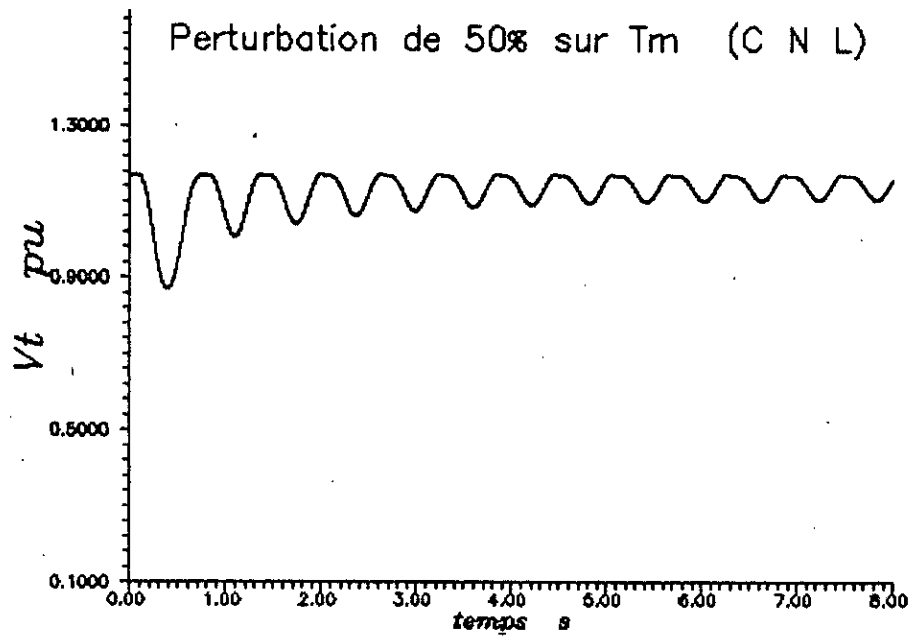
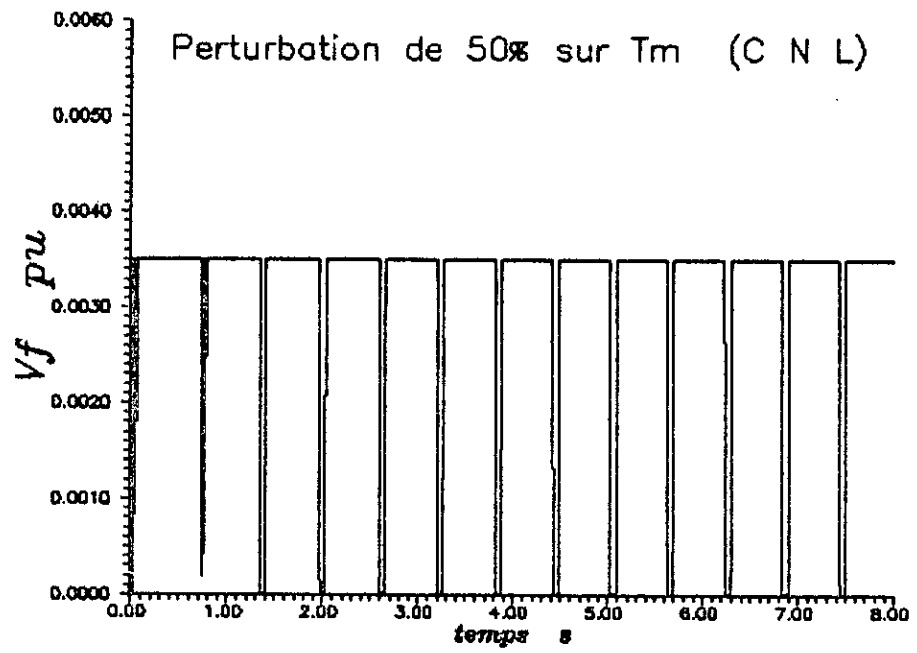


Planche.III.3'.a:Variation de 50% du couple mécanique.

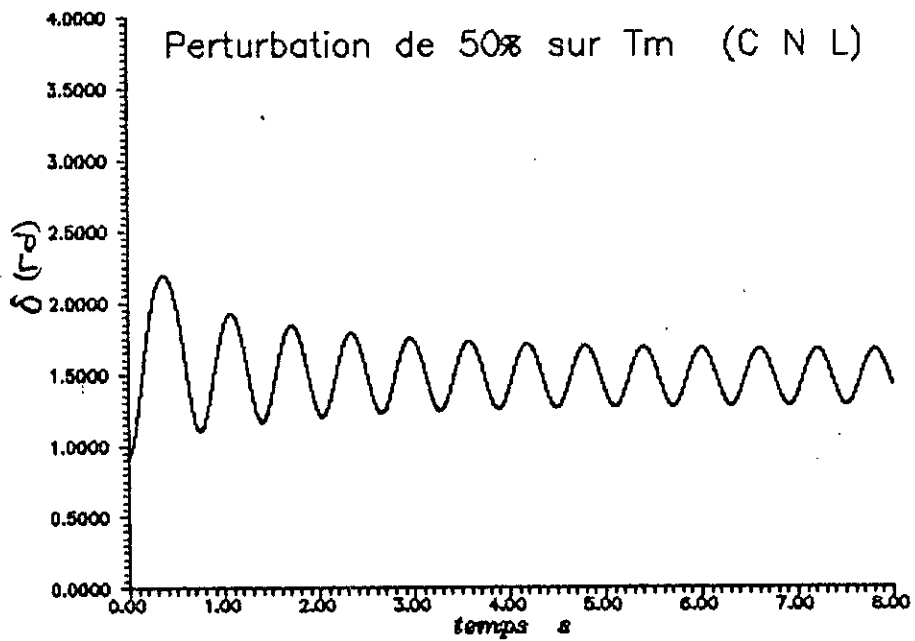
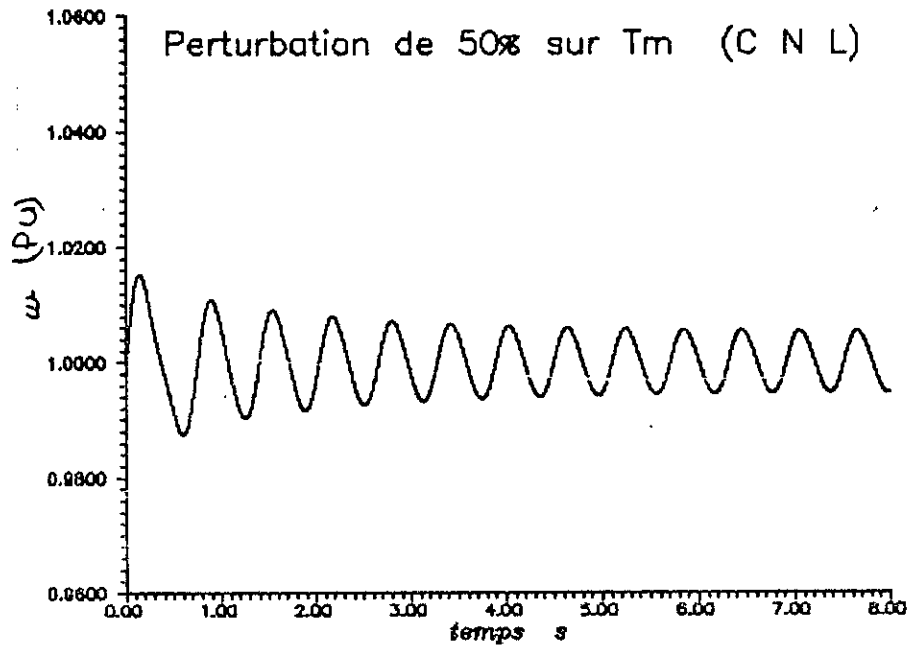


Planche.III.3'.b:Variation de 50% du couple mécanique.

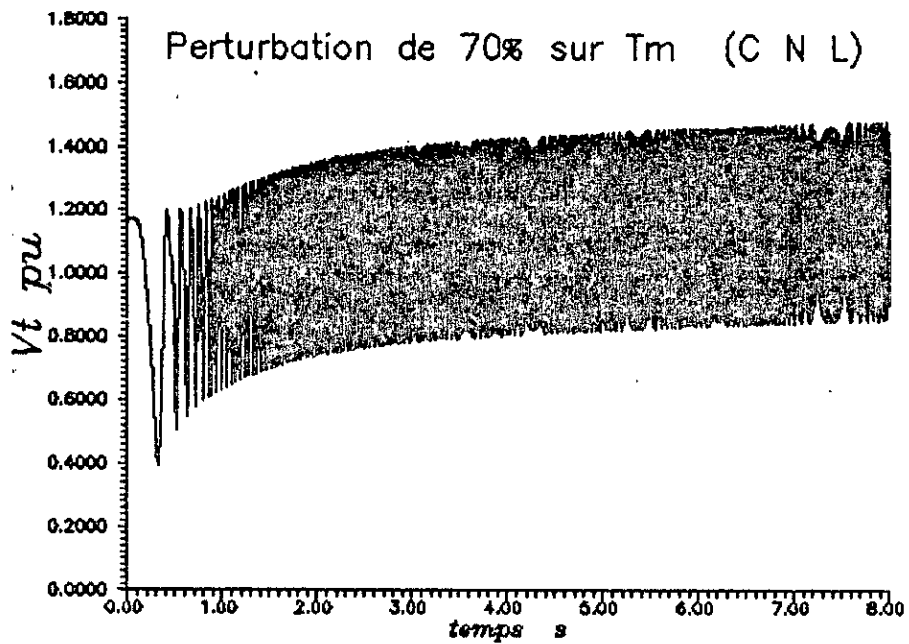
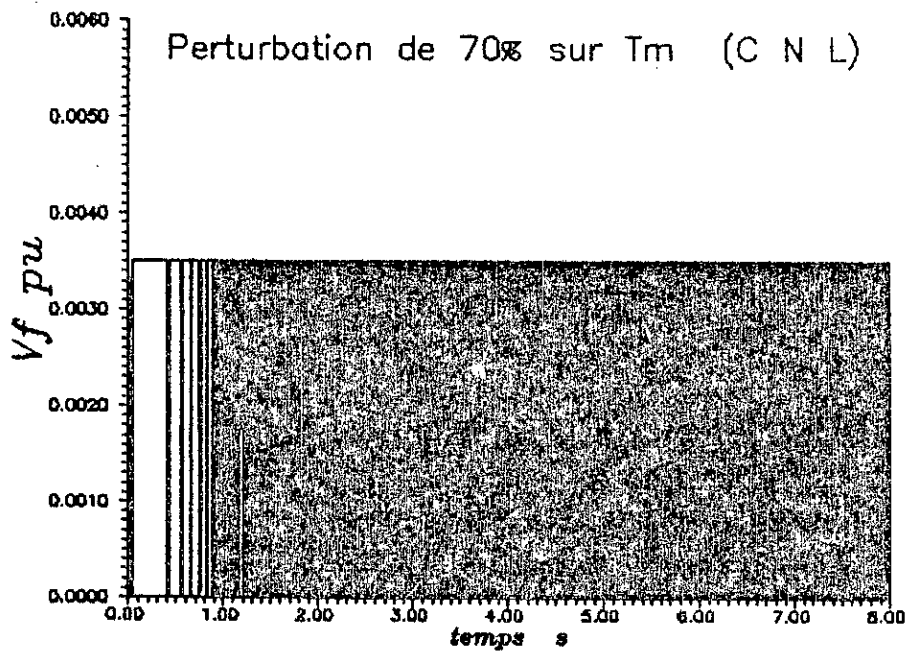


Planche.III.3".a:Variation de 70% du couple mécanique.

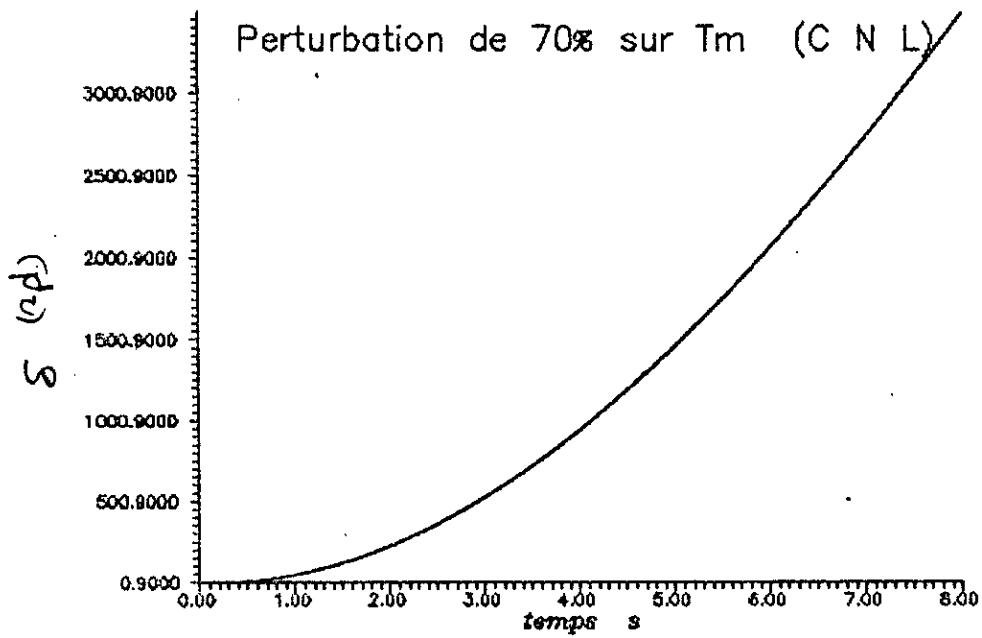
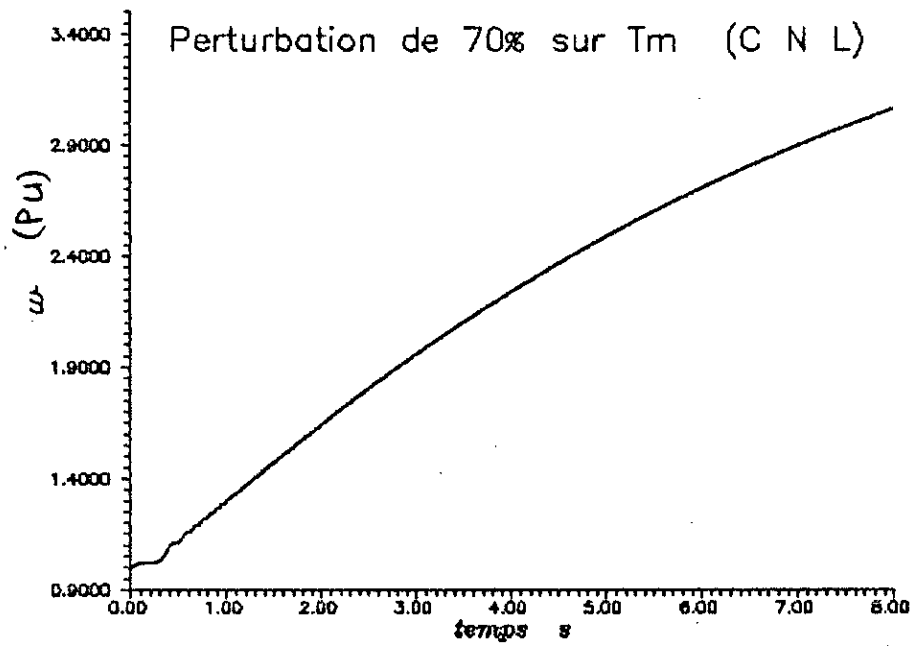


Planche.III.3".b:Variation de 70% du couple mécanique.

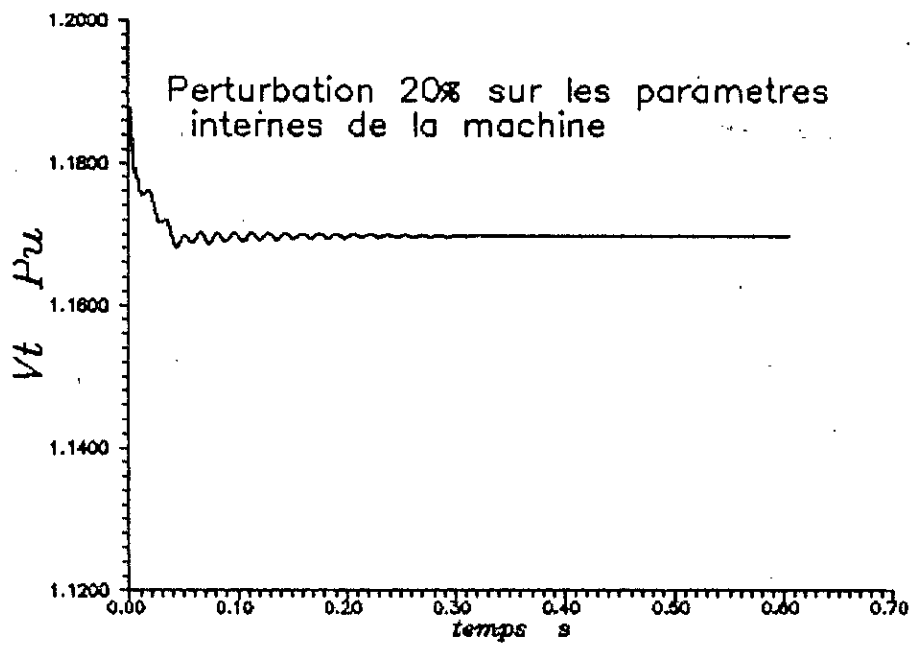
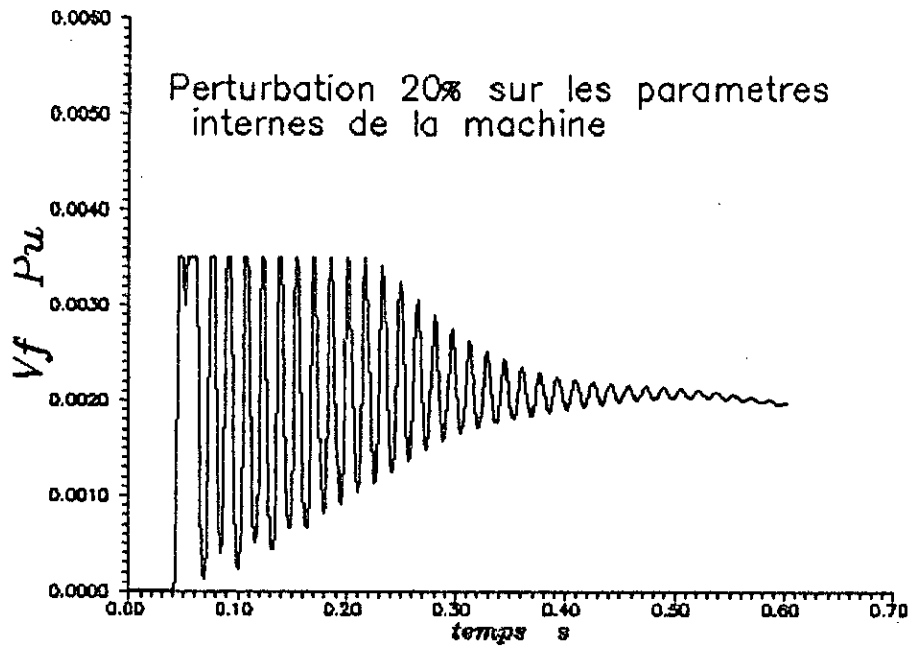


Planche.III.4.a:Variation de 20% des paramètres internes à la machine.

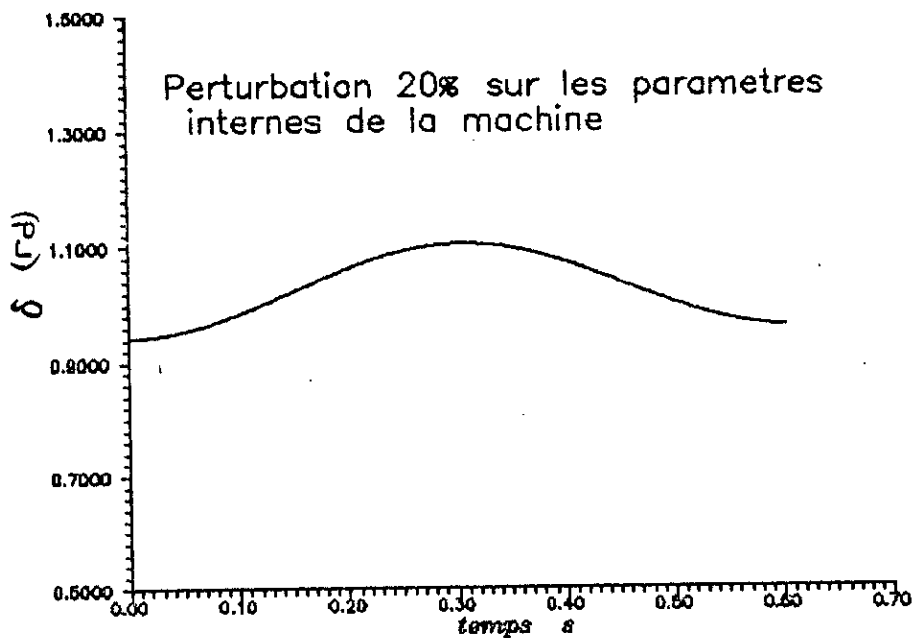
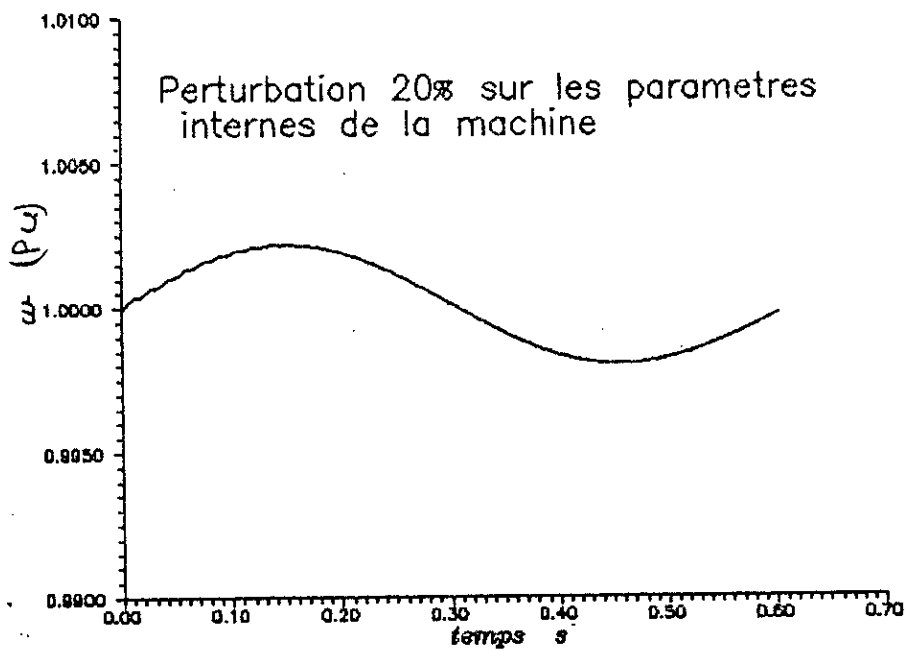


Planche.III.4.b:Variation de 20% des paramètres internes à la machine.

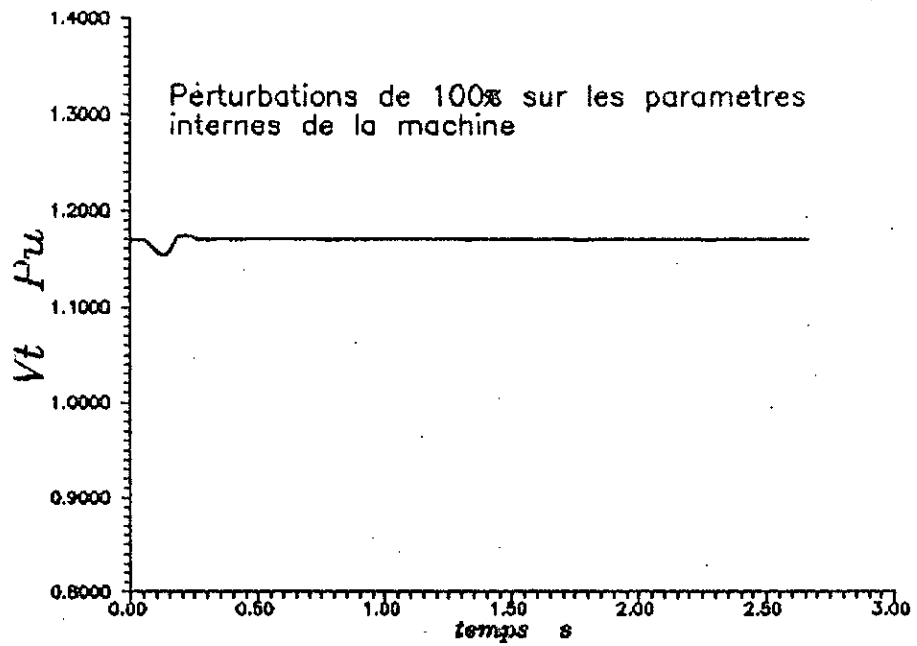
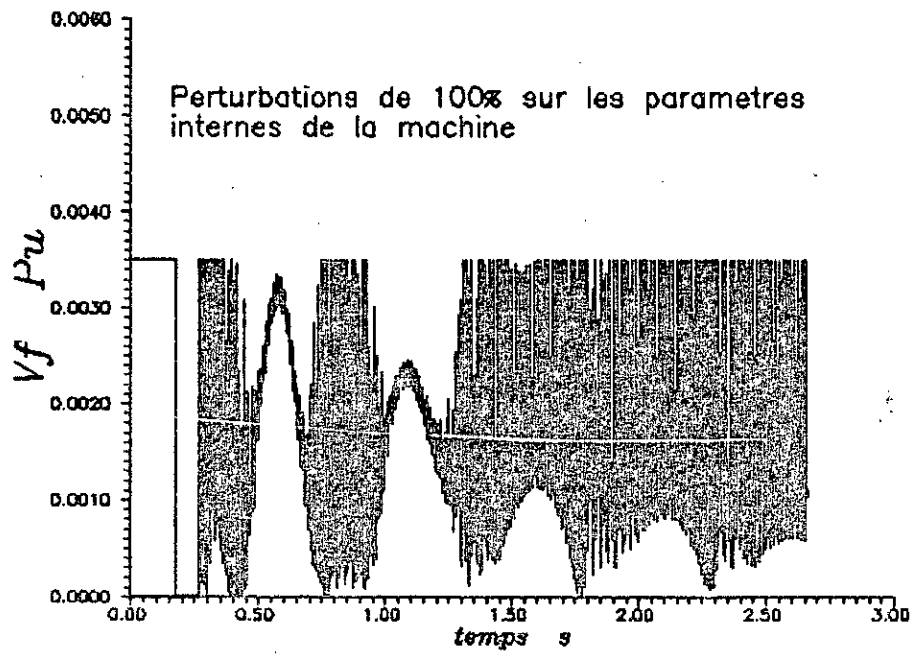


Planche.III.4'.a:Variation de 100% des paramètres internes à la machine.

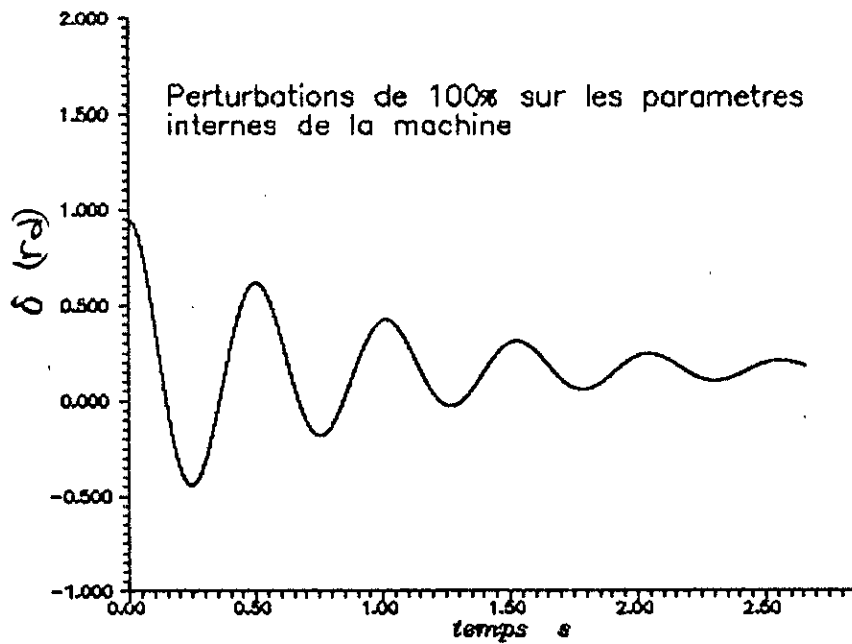
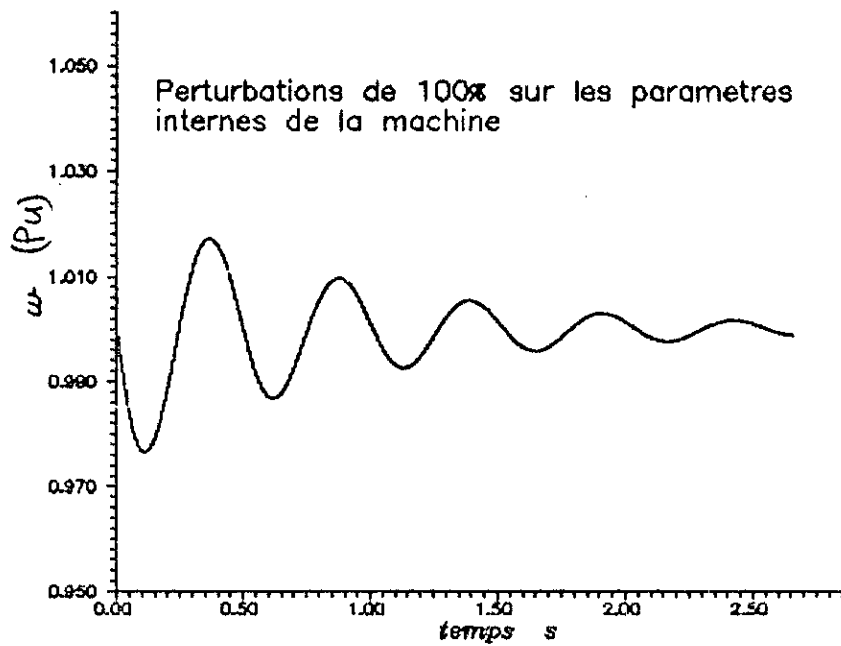


Planche.III.4'.b:Variation de 100% des paramètres internes à la machine.

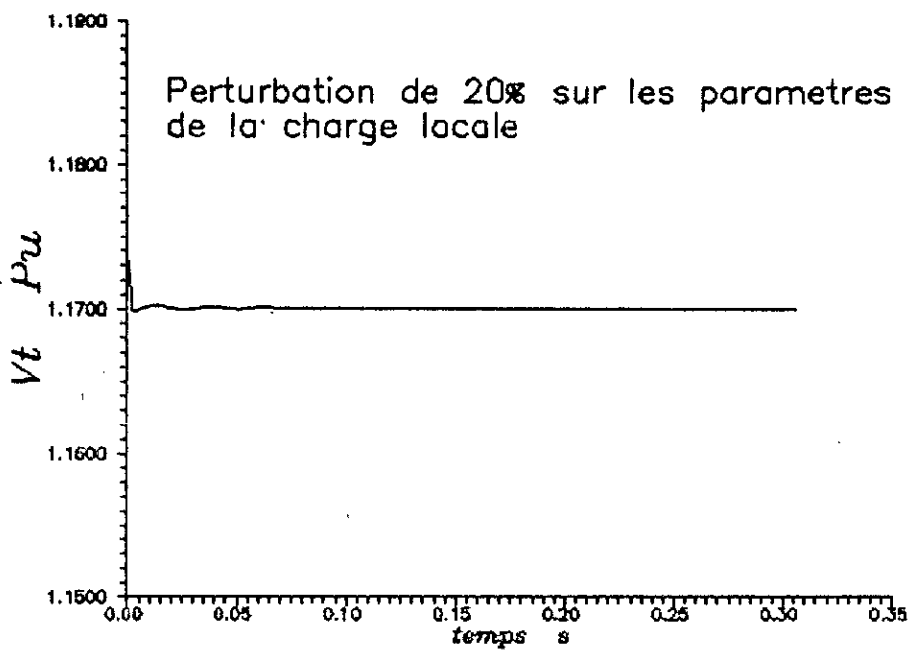
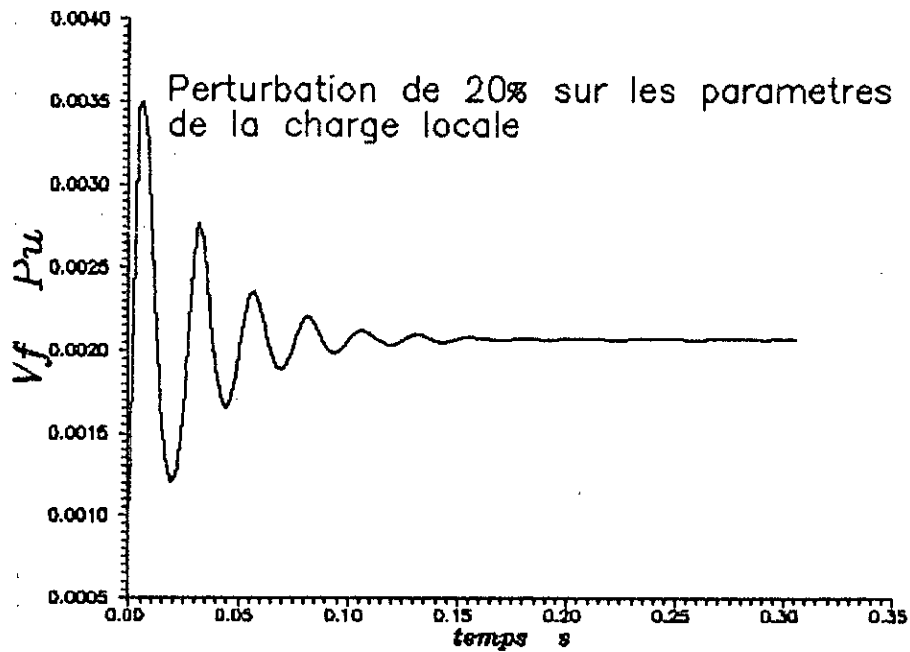


Planche.III.5.a:Variation de 20% des paramètres de la charge locale.

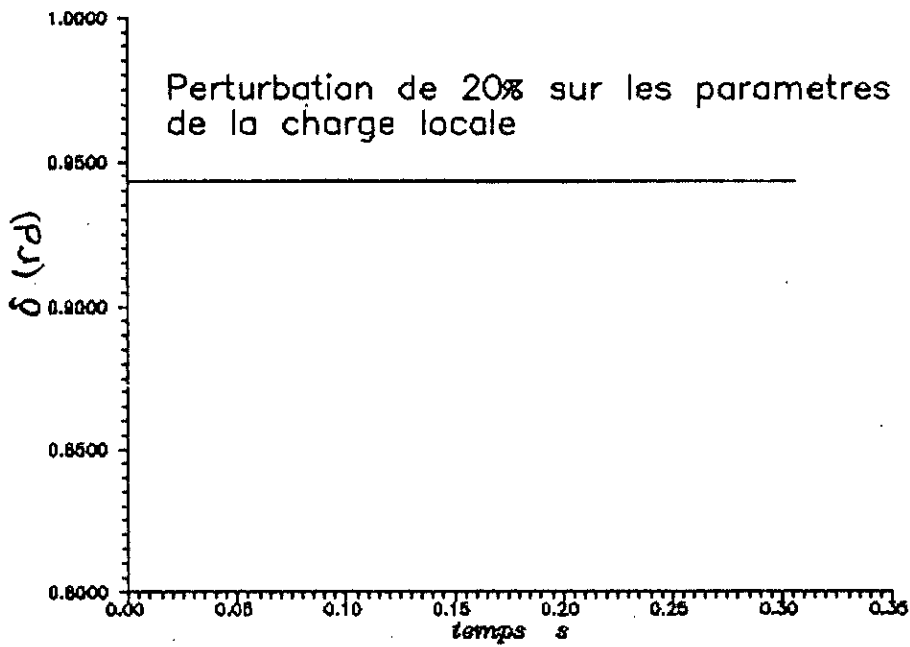
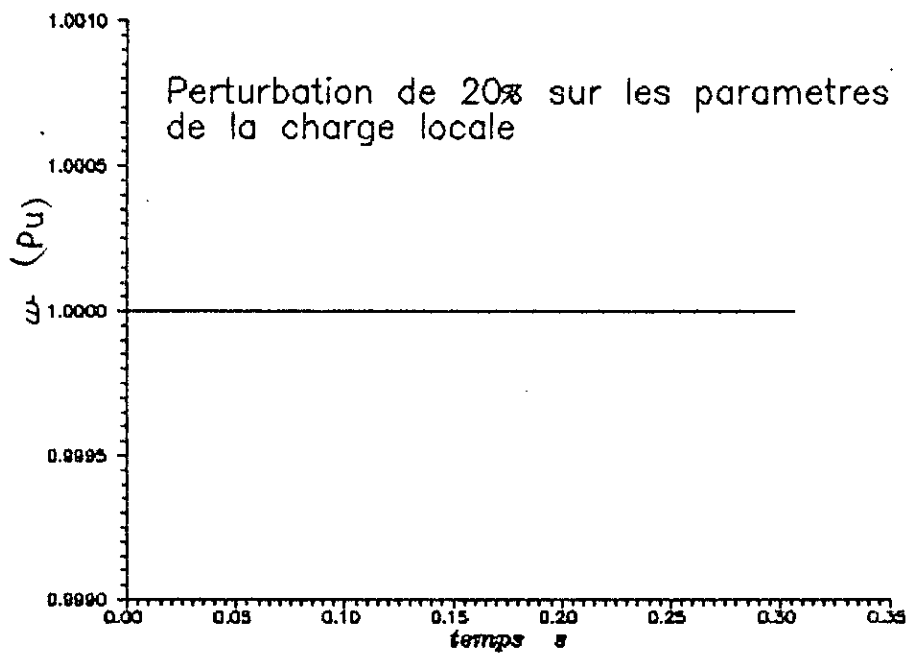


Planche.III.5.b:Variation de 20% des paramètres de la charge locale.

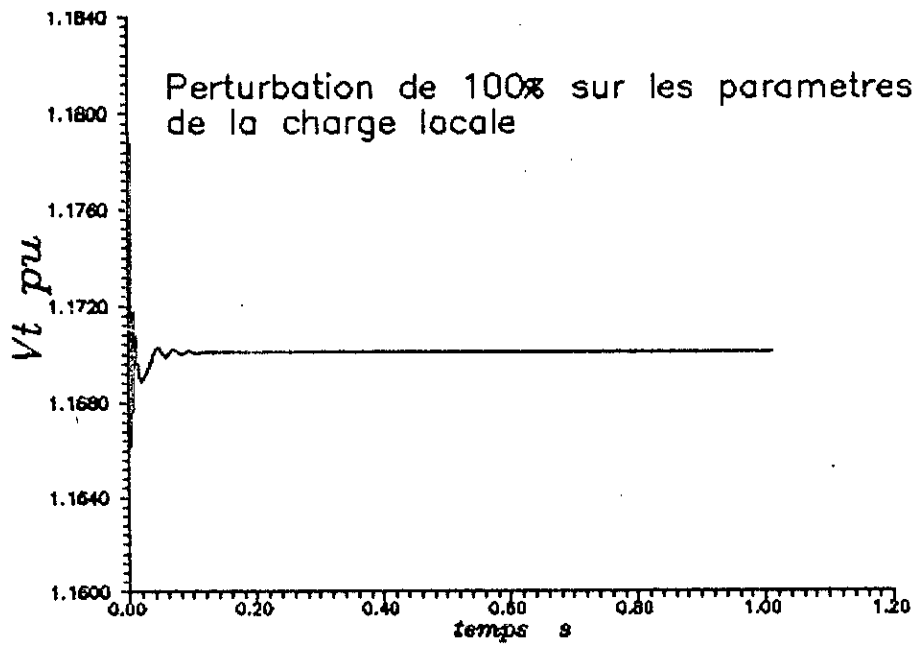
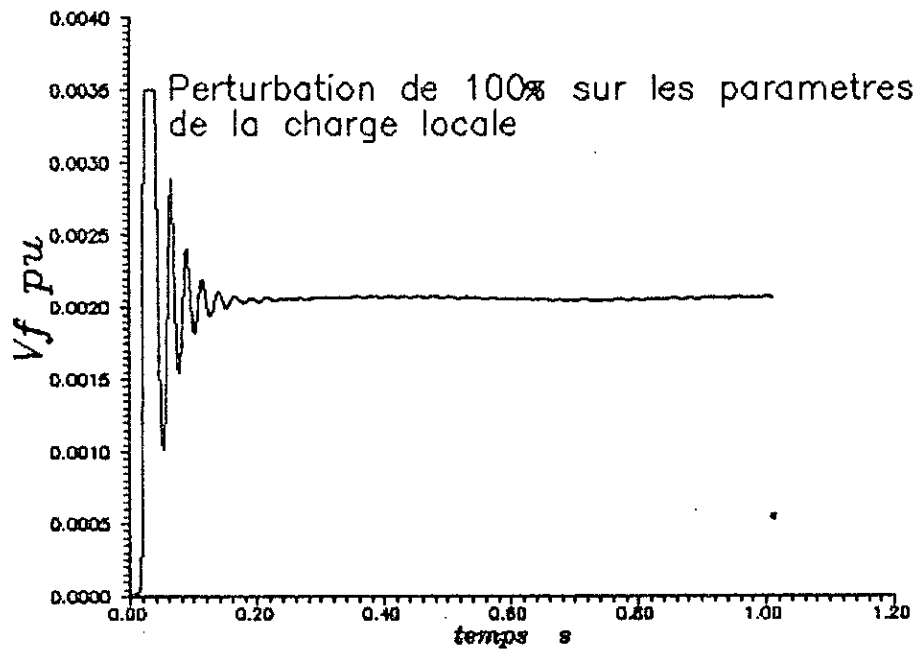


Planche.III.5'.a:Variation de 100% des paramètres de la charge locale.

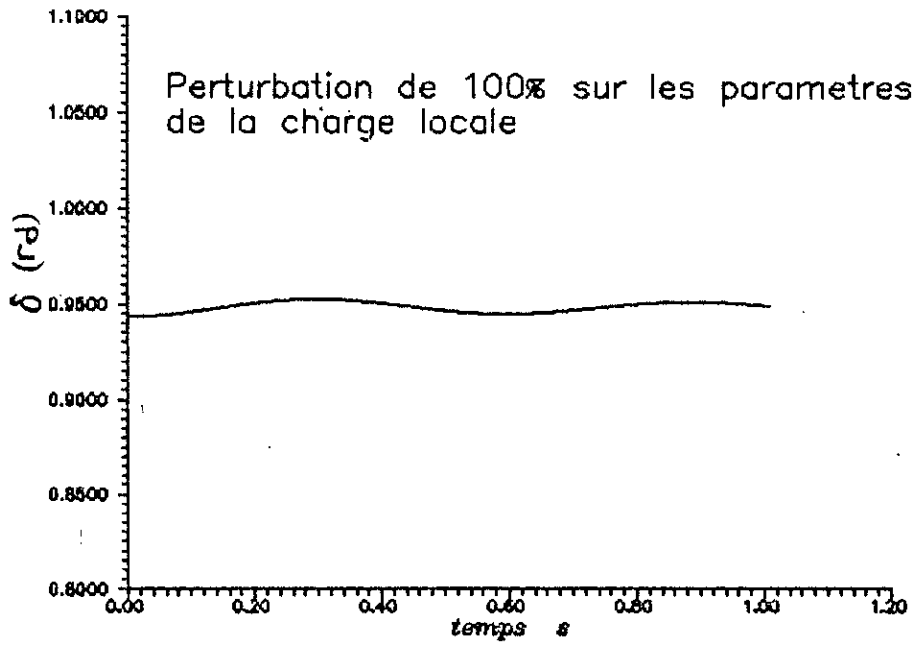
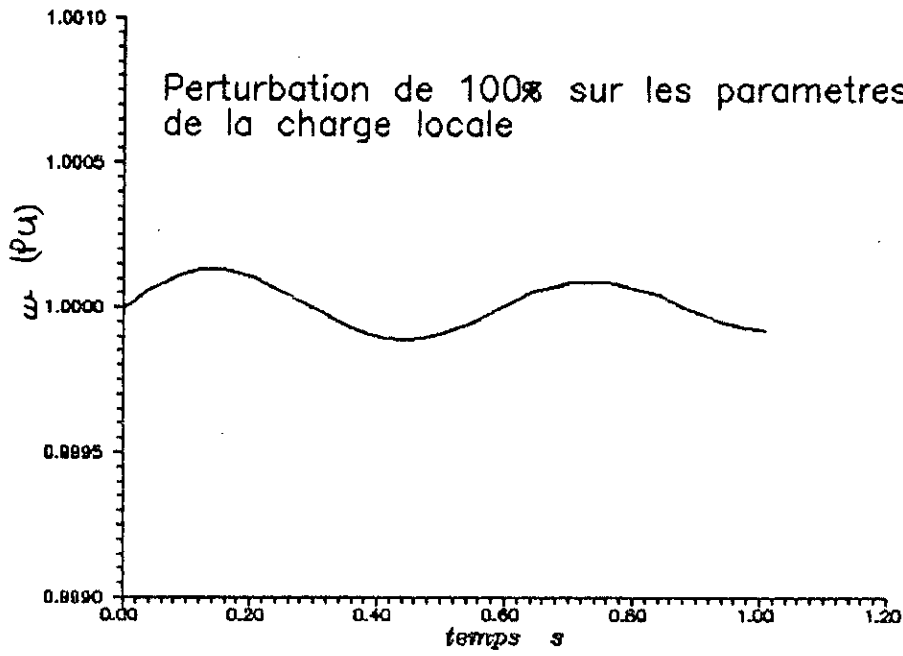


Planche.III.5'.b:Variation de 100% des paramètres de la charge locale.

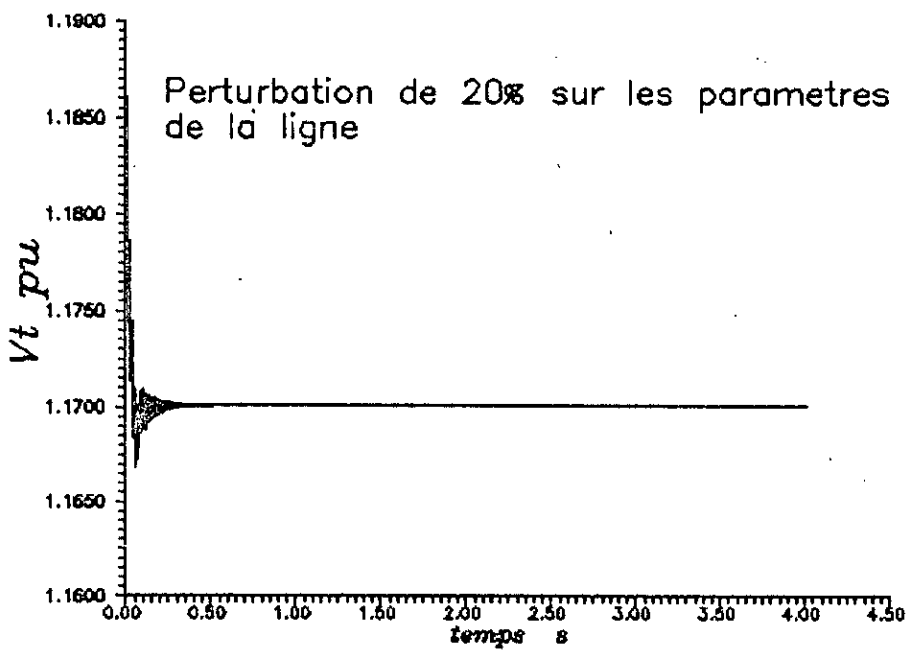
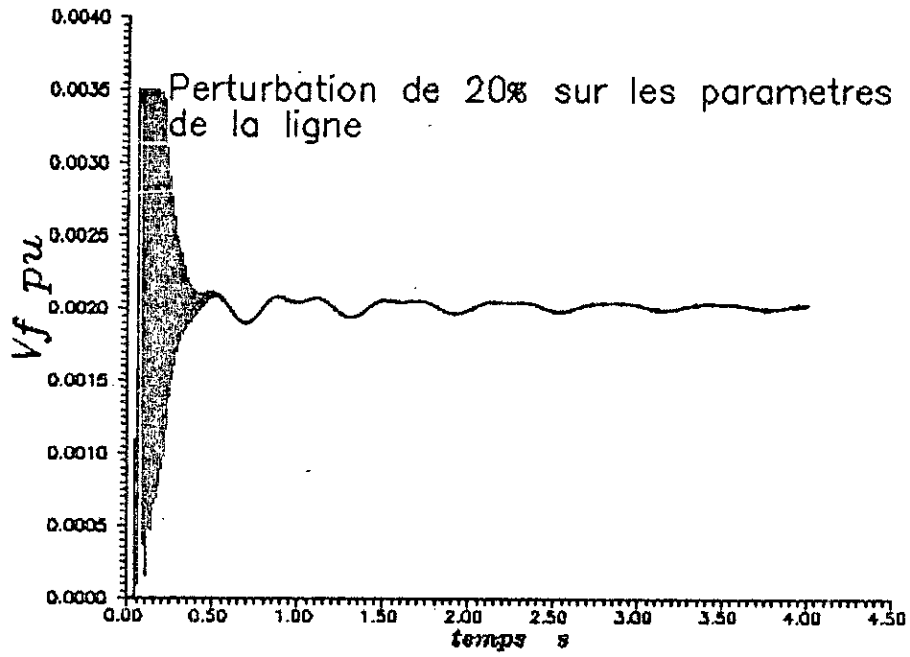


Planche.III.6.a:Variation de 20% des paramètres de la ligne.

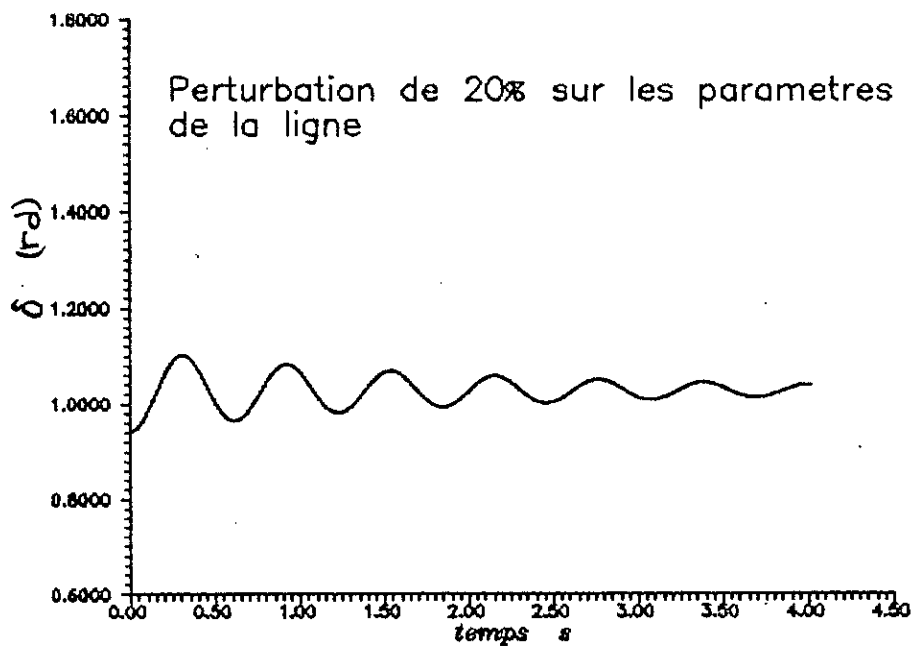
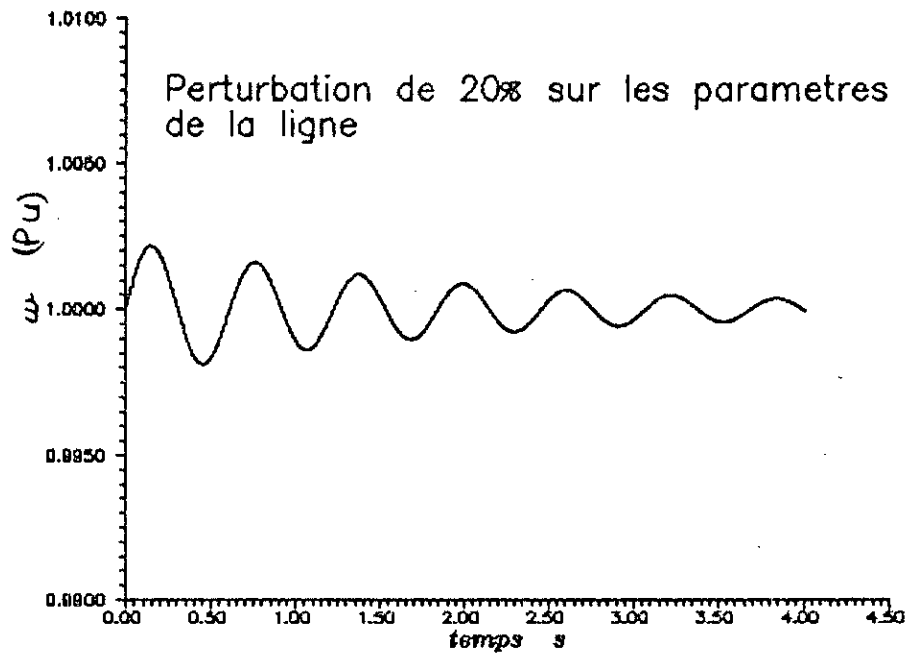


Planche.III.6.b:Variation de 20% des paramètres de la ligne.

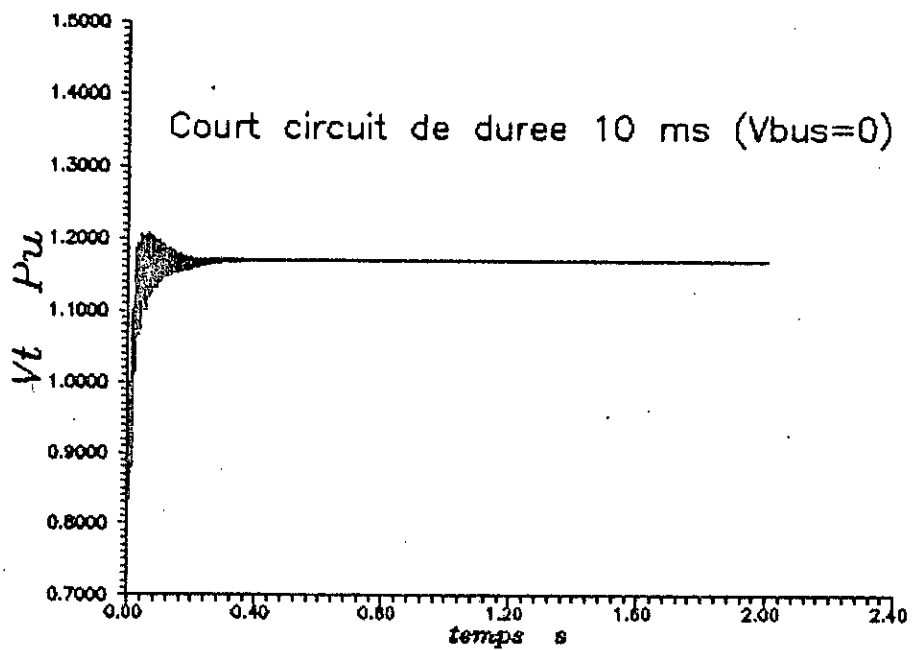
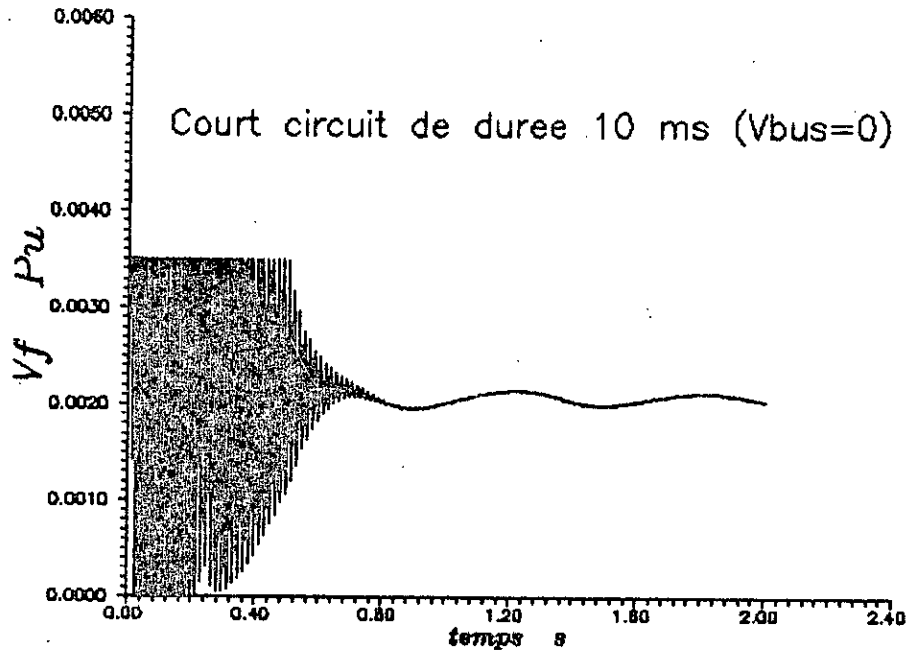


Planche.III.7.a: Court circuit de 10ms sur la tension du bus.

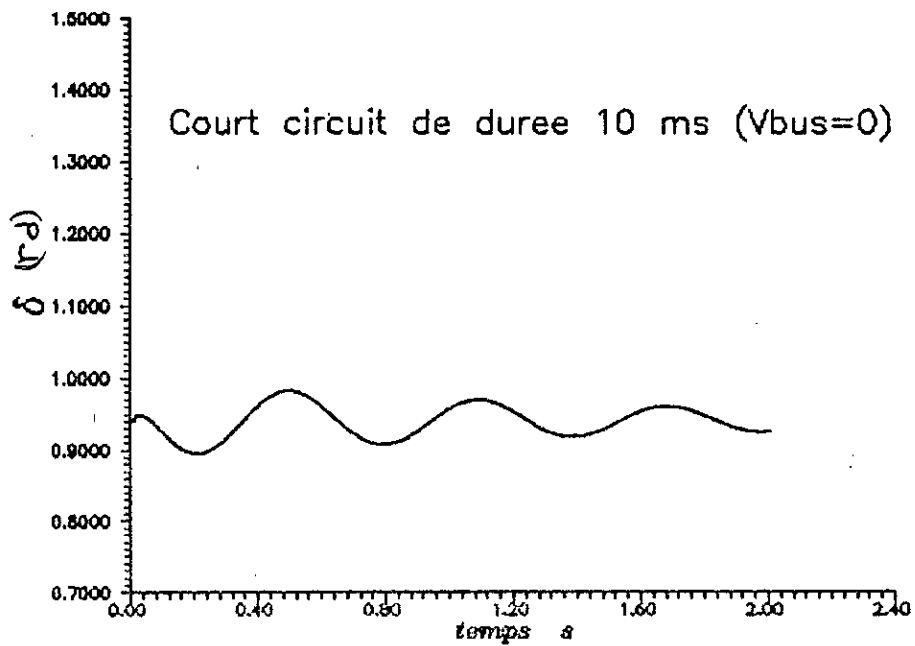
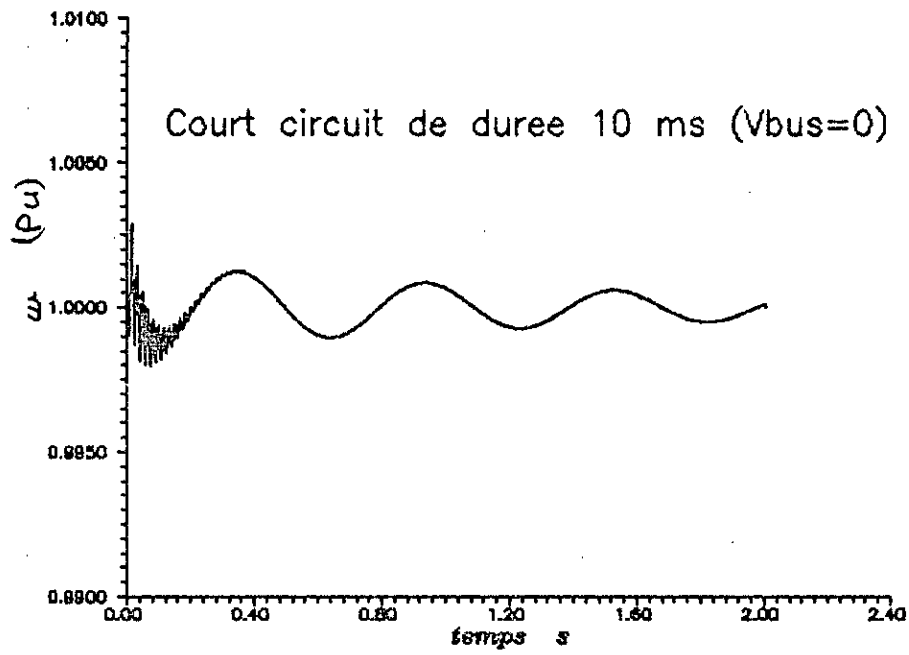


Planche III.7^b.b: Court circuit de 10ms sur la tension du bus.

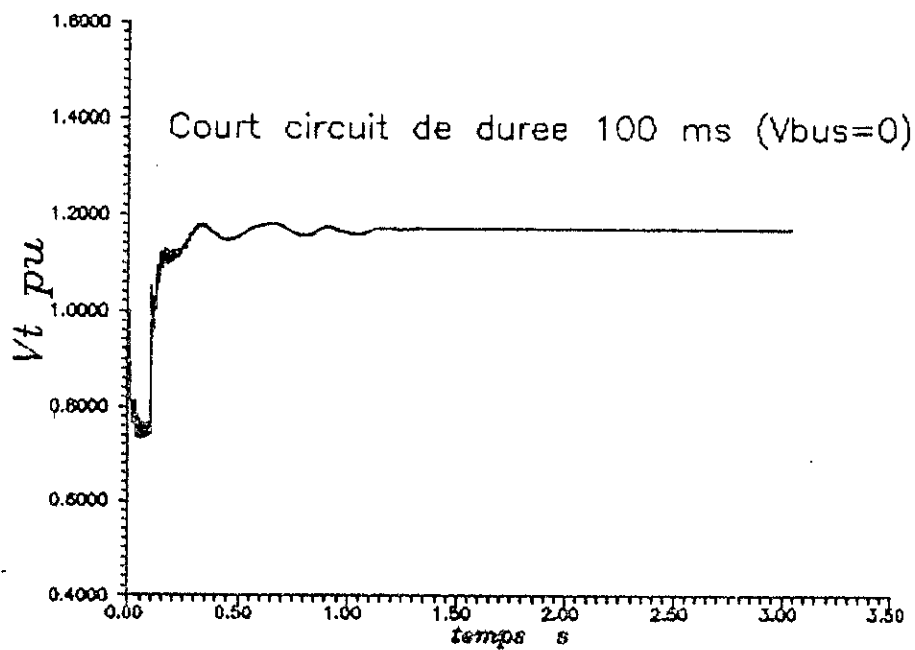
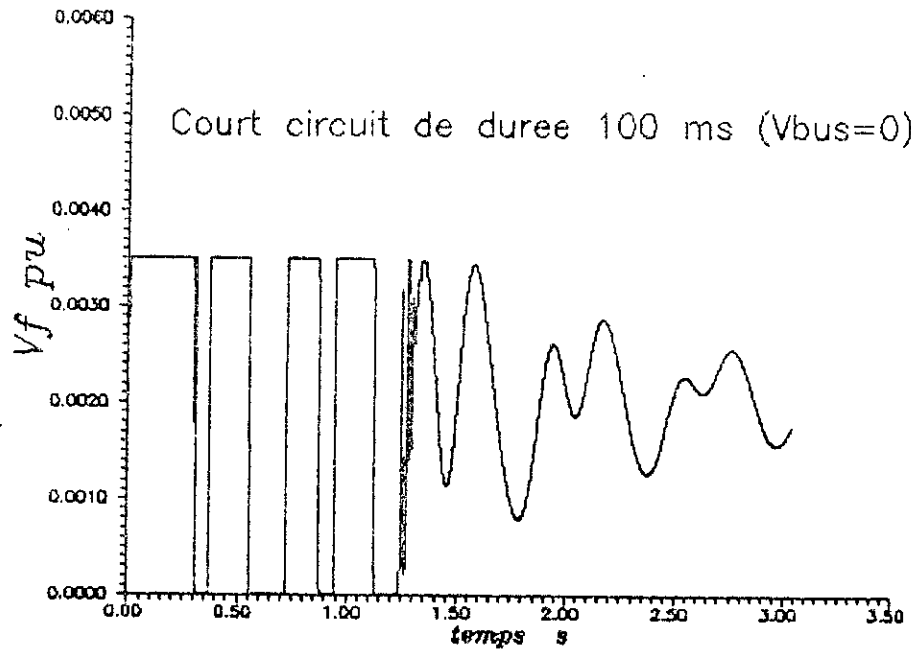


Planche III.7.a: Court circuit de 100ms sur la tension du bus.

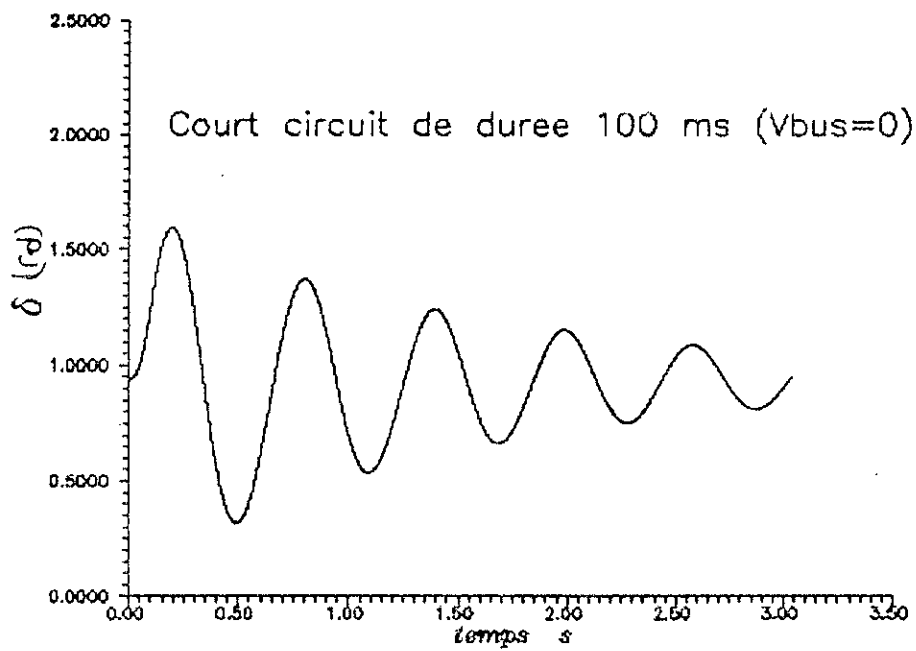
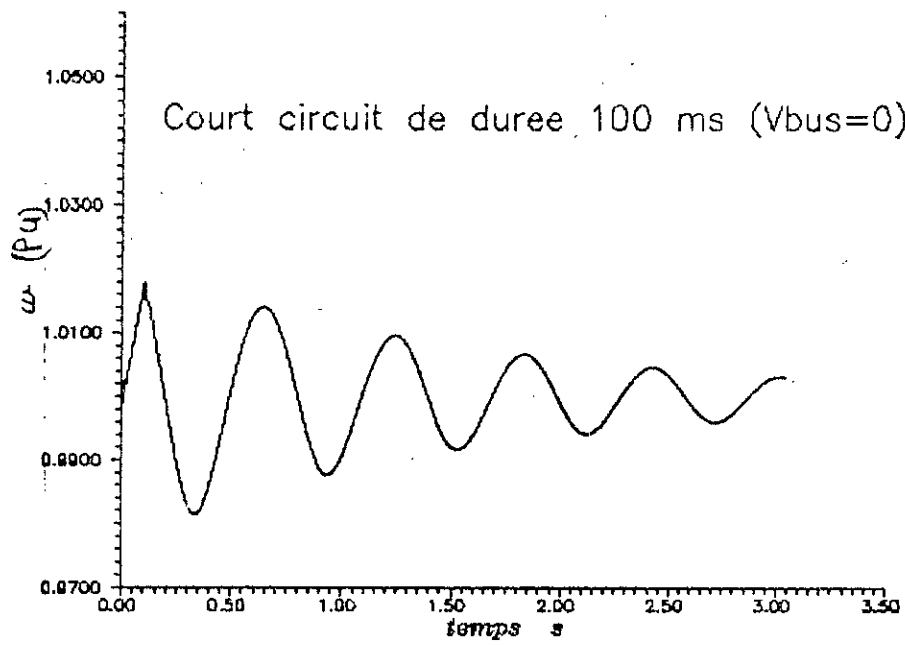


Planche.III.7'.b: Court circuit de 100ms sur la tension du bus.

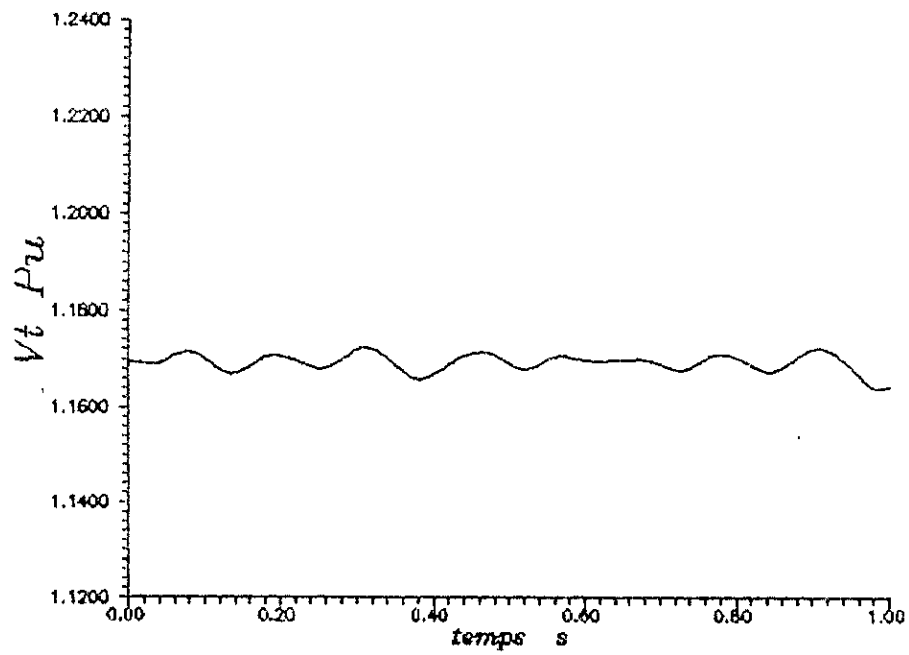
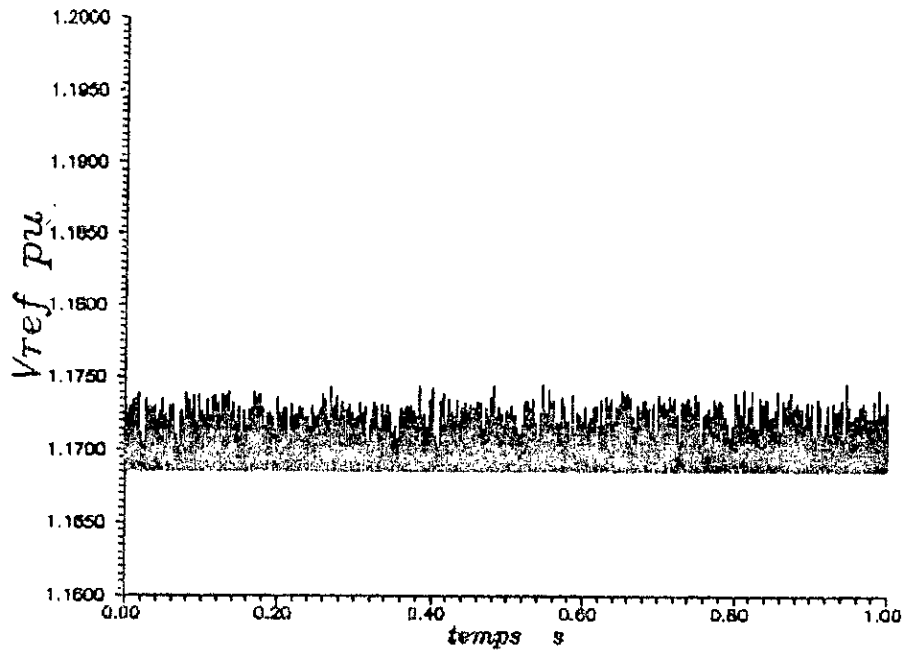


Planche.III.8.a: Bruit blanc de 0.1% sur la tension de ligne

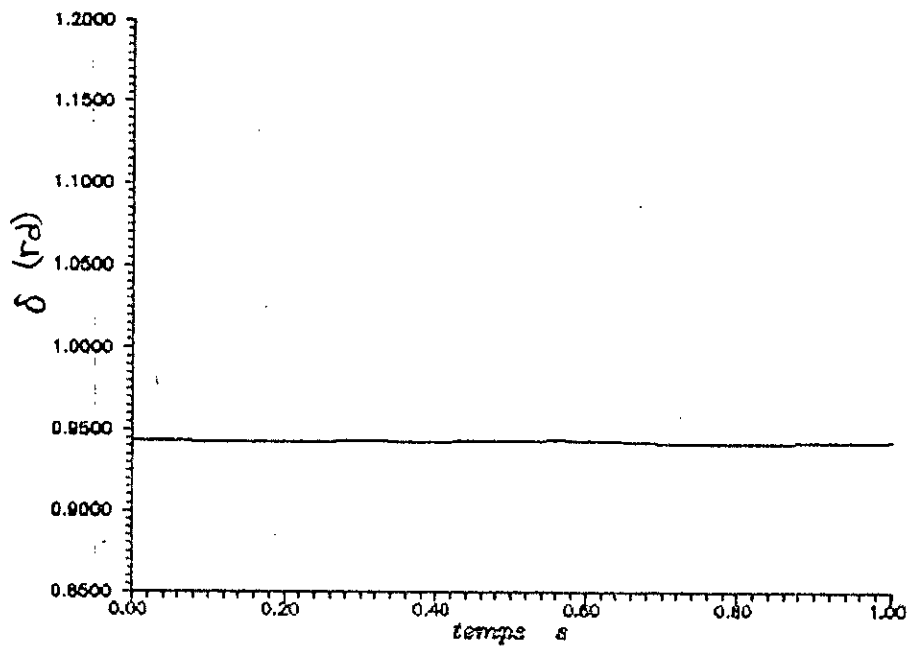
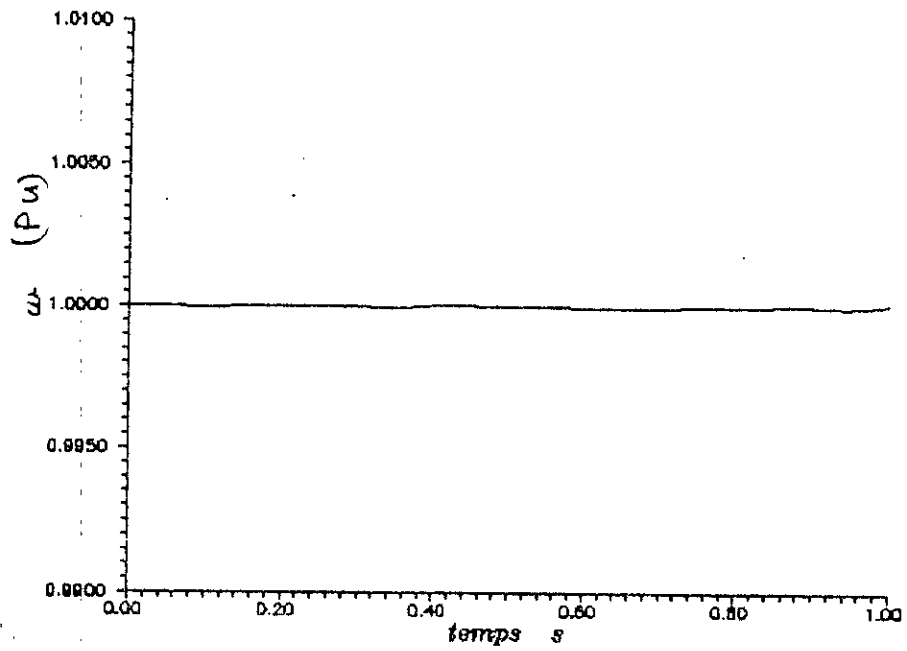


Planche.III.8.b: Bruit blanc de 0.1% sur la tension de ligne

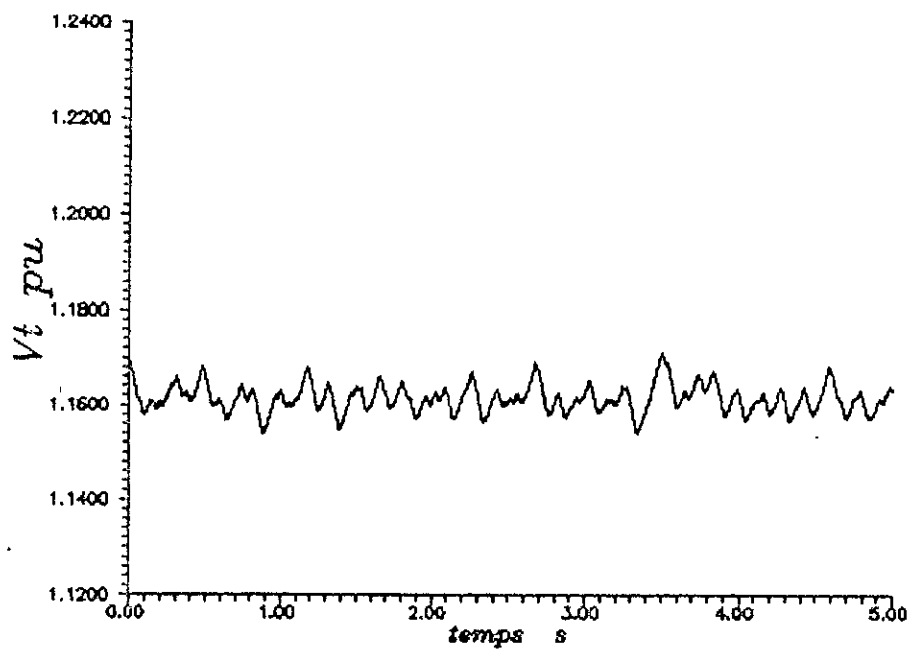
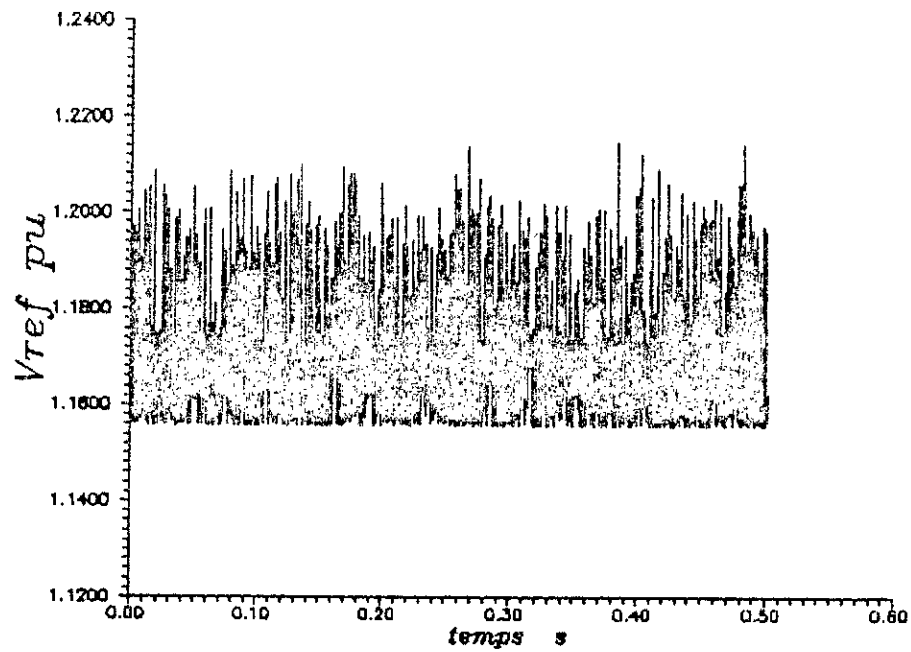


Planche.III.9.a: Bruit blanc de 1% sur la tension de ligne

CONCLUSION
GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce présent travail, nous avons établi un modèle mathématique non linéaire de la machine synchrone connectée à un réseau infini avec charge locale. Contrairement à de précédents travaux [25], ce modèle tient compte des différentes non linéarités du système et est valable pour de fortes perturbations en simulation.

Une fois le modèle validé, nous avons appliqué deux techniques de régulation:

La commande par régimes glissants (C R G).

La commande neuro-linguistique (C N L).

Où la grandeur à contrôler est la tension de ligne et la commande est la tension d'excitation.

La première technique de commande est la régulation par régimes glissants. La synthèse de la loi de commande repose essentiellement sur:

-La vérification des conditions de glissements.

-La recherche d'une surface de glissement.

-Le dimensionnement du circuit de commande.

Afin de synthétiser la surface de glissement qui est non linéaire, nous utilisons la technique de linéarisation exacte par retour d'état, la dynamique du système étant fixé par un placement de pôles.

Un dimensionnement correct du contrôleur par un choix adéquat de la self L_c et la capacité C_c améliore considérablement la qualité des réponses. Plusieurs essais nous ont permis de conclure qu'un bon dimensionnement est assuré pour des valeurs assez grandes de L_c et C_c (respectivement de l'ordre de 0.5 H et 10 mF).

Au vu des résultats obtenus en simulation (Cf tableau ci-après):

-Le régulateur par régimes glissants présente de bonnes performances pour la poursuite d'une consigne avec des variations pouvant aller jusqu'à 35% de la valeur nominale.

-La rapidité, le dépassement et la précision statique de la sortie qu'il contrôle sont satisfaisants.

CONCLUSION GENERALE

-Le CRG est robuste aux variations des paramètres internes (allant jusqu'à 100% de leurs valeurs nominales) et aux court circuits de faibles durées(inférieure à 100 ms) et au bruit sur la mesure de la tension de ligne.

-Son action vis à vis des perturbations sur le couple mécanique, ne prend en charge que les variations de T_m inférieures à 30% , ceci constitue une limite théorique de ce contrôleur.(Dilemme rapidité stabilité).

-L'implémentation pratique de cette technique de commande nécessite la mesure de tous les états pour le calcul de la surface (calculateur rapide), les capteurs nécessaires à cet effet et les convertisseurs A/D doivent être rapides. Toutes ces considérations rendent la réalisation coûteuse.

Le régulateur neuro-linguistique, quant à lui demande juste quelques mesures à l'entraînement et ne nécessite pas la connaissance du modèle mathématique du système(la machine).

-Il est facilement implémentable en temps réel(<0.1ms).

-Sa rapidité à poursuivre une consigne est la maximale permise par la saturation de la tension d'excitation et sa précision est excellente.

-Il est robuste aux paramètres internes et externes de la machine (des variation du couple mécanique pouvant aller jusqu'à 50% de sa valeur nominale).

-Il prend en charge des court circuits (allant jusqu'à 100 ms).

-Le neuro-contrôleur est cependant très sensible au bruit.

-L'apprentissage du neuro-contrôleur ne s'effectue qu'une seule fois et est très peu coûteux en temps de calcul (cf chap3).

De ces deux régulateurs, on peut aisément dire que le contrôleur neuro linguistique a de meilleures performances que ce soit pour une poursuite de consigne(rapidité et erreur statique), ou du point de vue robustesse de la commande face au variations du couple mécanique, des paramètres internes de la machine et de la ligne, au court circuit et aux paramètres de la charge locale (rapidité de stabilisation à la consigne, amplitude des perturbations compensées,

dépassements de la sortie). De plus le CNL ne suppose pas la connaissance du modèle mathématique ni de connaissances théorique sur la commande mais seulement la possibilité de saisie de certaines données(sortie, entrée) du système, faisant ainsi de lui dans l'avenir un régulateur plus prometteur pour les processus complexes .Le seul inconvénient qu'il présente est sa grande sensibilité au bruit; ce défaut peut être réduit par plusieurs techniques de filtrage du bruit.

L'étude que nous avons faite se limitant au cas de la commande monovariante d'une machine connectée au réseau, il serait intéressant d'appliquer les techniques de commande proposées au cas multi-machines; on pourra aussi contrôler les états mécanique en faisant de la commande multivariante (T_m et V_f).

Enfin, au vu de tous ces résultats, ce travail ouvre des perspectives sur la commande neuro-linguistique qui est une technique très efficace pour les systèmes actuels de plus en plus complexes, dont on a peu d'informations et donc difficilement modélisables.

CONCLUSION GENERALE

Variations des paramètres	Modes Glissants			Neuro-Linguistique				
	Taux de perturbation %	Temps de stabilisation (s)	Dépassement %	Taux de perturbation %	Temps de stabilisation (s)	Dépassement %		
Couple Mécanique	10	Nul	1.7	30	Nul	0.9		
	20	Nul	4.3	50	4.9	26.5		
	30	Infini	Diverge	70	Infini	Diverge		
Machine synchrone	20	0.6	5.6	20	Nul	1.5		
	100	1	10.3	100	Nul	1.7		
Charge Locale	20	Nul	0.4	20	Nul	0.25		
Ligne (Re,Le)	20	Nul	2.6	20	Nul	1.4		
Court circuit	De 10 ms	Nul	4.2	De 10 ms	0.16	28.2		
	De 100 ms	1.9	35.8	De 100 ms	0.15	36.8		
Bruit	10	Nul	Nul	Très SENSIBLE au Bruit				
	2000	Nul	Nul					
Consigne	10	1.2	2.5	1.7	Nul	10	0.85	Nul
	30	4.2	8.3	2	Nul	30	4	Nul

Tableau de comparaison des performances des deux régulateurs.

REFERENCES

- [1] P.M Anderson and A.Fouad: "Power System Control and Stability", IOWA State University Press 1977
- [2] J.Châtelain: "Machines électriques", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne.1983
- [3] A.Isidori : "Non linear control systems", 2nde édition, Springer Verlag.1990
- [4] H.Sira-Ramirez: "Sliding modes in general non linear systems a relative degree approach" .International Journal of Control. 1989 Vol 50, n=°4.p 1487-1506.
- [5] H.Bühler.: "Réglages par modes glissants", Presses Polytechniques Romandes.1986
- [6] E .Davallo: "Des réseaux de neurones", Editions Eyrolles 1990
- [7] J.A Freeman: "Neural networks algorithms, applications and programming technics", Adison Wesley Publishing Compagny.1991
- [8] H. Hashimoto, K. Maruyama and F. Harashima: "A microprocessor-based robot manipulator control with sliding mode", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol IE-34, pp 11-18 1987.
- [9] M. El Sharkawi and C. Huang: "Variable structure tracking of dc motor for high performance applications", IEEE Trans. Energy Conversion, Vol 4, pp 643-650, 1989.
- [10] C.J. Harris and S.A Billings: "Self tuning and adaptative control theory and applications",London: Peter Peregrinus LTD,1985.

- [11] H. Naitoh and S. Tadakuma: "Microprocessor based adjustable speed dc Motor drives using model reference adaptive control", IEEE Trans. Industry Applications, Vol IA-23, pp 313-318, 1987.
- [12] H.M. Tai, J. Wang and K. Ashenayi: "A neural network based tracking control system", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol 39 106, pp 504- 510, 1992
- [13] E.H. Hamdani and B.R. Gaines Eds: "Fuzzy reasoning and its applications", NY academic, 1981
- [14] P.Peterson: "On the logic of the few, many and most", Notre dame J. Formal logic, Vol 20 , pp 155-179, 1979.
- [15] M. Sugeno: "An introductory survey of Fuzzy control", Information Sci, Vol 36, pp 59-83, 1985.
- [16] N. Baba , T. Shoman and Y. Sarawaragi: "A modified convergence theorem for a random optimization method", Information sciences 13, pp 159- 166, 1977.
- [17] J. Matyas: "Random optimization", Automation and remote control 26, pp 246-253, 1965.
- [18] F.J. Solis and J.B. Wets: "Minimization by random search technics", Mathematics of operation research 6, pp 19-30, 1981.
- [19] N. Baba: "A new approach for finding the global minimum of error function of neural networks", Neural Networks , Vol 10, pp 367- 373, 1989.

[20] M.C. Souami: "Real time transputer based intelligent robot control design", Phd Thesis, Leeds University, 1991.

[21] M.C. Souami and K.F. Gill: "Multilevel self organising control", To be published.

[22] M.C. Souami and K.F. Gill: "Distributed fuzzy logic control of a robot arm", To be published.

[23] T.Fukuda and T. Shibata: "Theory and application of neural networks for industrial control systems", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol 39 ,N° 6, pp 472- 489, December 1992.

[24] T.Fukuda and T. Shibata: "Neuro morphic control: Adaptation and learning", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol 39 ,N° 6, pp 497- 503, December 1992.

[25] M.L. Ouari et N.Nacereddine: " Stabilité dynamique d'une machine synchrone- noeud infini à l'aide des régimes glissants et des réseaux de neurones", Thèse d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, 1992.

[26] L. Guenfaf et R. Keramane: "Réalisation d'un logiciel de simulation pour l'identification et la commande adaptative", Thèse d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, 1992.

[27] M. Kunt: " Théorie et traitement du signal", Masson, 1981.

ANNEXES

ANNEXE-1-

1.1 Valeurs des paramètres de la machine étudiée[1]:

SYMBOLE	M.K.S.A	PU
L_d	6.341 mH	1.7
L_q	6.118 mH	1.64
L_F	2.189 mH	1.651
L_D	5.989 mH	1.605
L_Q	1.423 mH	1.526
kM_Q	2.779 mH	1.49
kM_D	5.782 mH	1.55
kM_F	109.01 mH	1.55
M_R	—	1.55
r	1.542 m Ω	0.001096
r_D	18 m Ω	0.0131
r_F	0.371 m Ω	0.000742
r_Q	18.69 m Ω	0.0540
H	2.37 S	893.49

1.II Grandeurs de normalisation statorique:

SYMBOLE	VALEUR	UNITE
S_B	53.33	MVA
V_B	8660.25	V
I_B	6158.4	A
t_B	2.6526	ms
λ_B	22.972	Wb.t
R_B	1.406	Ω
L_B	3.73	mH

1.III Grandeurs de normalisation rotorique:

SYMBOLE	VALEUR	UNITE
V_{FB}	0.163280	MV
I_{FB}	326.64	A
M_{FB}	70.329	mH
R_{FB}	499.89	Ω
R_{DB}	1.406	Ω
R_{QB}	0.3515	Ω
L_{DB}	3.73	mH
L_{QB}	0.933	mH
L_{FB}	1.326	mH
M_{DB}	3.73	mH

1.IV Points de fonctionnement choisis:

Trois points de fonctionnement ont été choisis, un correspondant au régime nominal et deux autres l'un correspondant à une puissance active fournie au dessus du régime nominal et l'autre à une puissance au dessus du régime nominal [1].

Ces points sont présentés dans le tableau suivant:

P (pu)	β (°)	δ (°)	T_m (pu)
0.8	15.02	45.11	1.46667
1	19.075	54.05	1.66667
1.2	23.208	61.96	1.86667

Il est à noter que $\cos\phi=0.85$, le module de $V_i = 1.17$ (Pu) et le coefficient d'amortissement mécanique de la machine $D=2$.

A partir des valeurs calculées précédemment (T_m, δ, β) on déduit tous les autres états par résolution d'un système algébrique non linéaire (11 équations) en utilisant le logiciel Matlab.

Tableau récapitulatif des différents points de fonctionnements:

Il est à noter qu'aux régimes permanents on a : $\omega=1, i_D=i_Q=0$ et $V_F = r_F i_F$.

P (pu)	i_d (pu)	i_q (pu)	i_{td} (pu)	i_{tq} (pu)	V_d (pu)	V_q (pu)	i_F (pu)
0.8	-1.29	0.62	-1.30	0.59	-1.02	1.75	2.54
1	-1.57	0.71	-1.57	0.68	-1.16	1.66	2.79
1.2	-1.87	0.77	-1.87	0.75	-1.27	1.58	3.07

1.5. Notations

-Transformation de Park:

$$P = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

-Matrice des inductances:

$$R + \omega N = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & \omega L_a & \omega kM_Q \\ 0 & r_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ -\omega L_a & -\omega kM_F & -\omega kM_D & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_d & kM_F & kM_D & 0 & 0 \\ kM_F & L_F & M_R & 0 & 0 \\ kM_D & M_R & kM_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_a & kM_Q \\ 0 & 0 & 0 & kM_Q & L_Q \end{bmatrix}$$

Avec

$$k = \sqrt{3/2}$$

1.VI Modèle complet de la machine avec charge locale connectée au bus infini:

En posant: $X^T = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_{11}) = (i_d, i_F, i_D, i_q, i_Q, \omega, \delta, v_d, v_q, i_{ld}, i_{lq})$

Et

$$-L^{-1} (R + \omega N) = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} & l_{14} x_6 & l_{15} x_6 \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} & l_{24} x_6 & l_{25} x_6 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & l_{34} x_6 & l_{35} x_6 \\ l_{41} x_6 & l_{42} x_6 & l_{43} x_6 & l_{44} & l_{45} \\ l_{51} x_6 & l_{52} x_6 & l_{53} x_6 & l_{54} & l_{55} \end{bmatrix}$$

les équations d'états sont alors:

$$\dot{x}_1 = l_{11}x_1 + l_{12}x_2 + l_{13}x_3 + l_{14}x_4x_6 + l_{15}x_5x_6 + l_{11}x_8 - l_{12}V_F$$

$$\dot{x}_2 = l_{21}x_1 + l_{22}x_2 + l_{23}x_3 + l_{24}x_4x_6 + l_{25}x_5x_6 + l_{21}x_8 - l_{12}V_F$$

$$\dot{x}_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + l_{34}x_4x_6 + l_{35}x_5x_6 + l_{31}x_8 - l_{12}V_F$$

$$\dot{x}_4 = l_{41}x_1x_6 + l_{42}x_2x_6 + l_{43}x_3x_6 + l_{44}x_4 + l_{45}x_5 + l_{44}x_9$$

$$\dot{x}_5 = l_{51}x_1x_6 + l_{52}x_2x_6 + l_{53}x_3x_6 + l_{54}x_4 + l_{55}x_5 + l_{54}x_9$$

$$\dot{x}_6 = l_{61}x_1x_4 + l_{62}x_2x_4 + l_{63}x_3x_4 + l_{64}x_4x_1 + l_{65}x_5x_1 + l_{66}x_6 + T_m/\tau$$

$$\dot{x}_7 = x_6 - 1$$

$$\dot{x}_8 = -x_6x_9 - x_8/(RC) + (x_1 - x_{10})/C$$

$$\dot{x}_9 = x_6x_8 - x_9/(RC) + (x_4 - x_{11})/C$$

$$\dot{x}_{10} = -x_6x_{11} - R_c x_{10}/L_e + x_8/L_e + V_{\infty}\sqrt{3}/L_e \sin(x_7 - \delta)$$

$$\dot{x}_{11} = x_6x_{10} - R_c x_{11}/L_e + x_9/L_e - V_{\infty}\sqrt{3}/L_e \cos(x_7 - \delta)$$

ANNEXE-2-

II.1. Algèbre de Lie: Rappels et notations :

$$dh(X) = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1}, \frac{\partial h}{\partial x_2}, \frac{\partial h}{\partial x_3} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] = \frac{\partial h}{\partial X};$$

$$\langle dh, f(X) \rangle = \frac{\partial h}{\partial X} f(X) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(X);$$

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(X);$$

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial [L_f h(x)]}{\partial X} g(X);$$

En généralisant on obtient:

$$L_f^k h(x) = \frac{\partial [L_f^{k-1} h(X)]}{\partial X} f(X);$$

II.2. Calcul du degré relatif:

- Le calcul du degré relatif du système pour $y=h(X)=V_1=\sqrt{x_8^2+x_9^2}$ (a $\sqrt{3}$ près)

$$* L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial X} g(X) = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1}, \frac{\partial h}{\partial x_2}, \frac{\partial h}{\partial x_3} \dots \frac{\partial h}{\partial x_{13}} \right] g(X)$$

Comme $g(X)=E/Lc(0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0)^t$ et que $\frac{\partial h}{\partial x_{12}}=0$

Alors:

$$L_g h(x) = 0$$

$$* L_g L_f h(x) = \frac{\partial [L_f h(x)]}{\partial X} g(X)$$

Où

$$L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial X} f(X) = \left[x_8 f_8(X) + x_9 f_9(X) \right] / \sqrt{x_8^2 + x_9^2}$$

comme $\partial[L_1 h(x)]/\partial x_{12}=0$

Donc

$$\partial[L_1 h(x)]/\partial x_{12}=0$$

D'Où

$$L_2 L_1 h(x)=0$$

* $L_g L_r^2 h(x)=\partial[L_r^2 h(X)]/\partial X g(X)$ comme $\partial[L_r^2 h(X)]/\partial X=\partial[\partial h(X)/\partial X f(X)]/\partial X f(X)$

Et

$$L_r^2 h(X)=Y_1 f_1(X)+Y_4 f_4(X)+Y_8 f_8(X)+Y_9 f_9(X)+Y_{10} f_{10}(X)+Y_{11} f_{11}(X)$$

Sachant que

$$Y_1 = x_8/[C\sqrt{x_8^2+x_9^2}]; Y_4 = x_9/[C\sqrt{x_8^2+x_9^2}];$$

$$Y_{10} = -x_8/[C\sqrt{x_8^2+x_9^2}]; Y_{11} = -x_9/[C\sqrt{x_8^2+x_9^2}];$$

$$Y_8 = -1/\sqrt{x_8^2+x_9^2} [(x_9^2-x_8^3)/RC+(x_8^2(x_1-x_{10})+x_8x_9x_4-x_8x_9x_{11})/C] \\ +1/\sqrt{x_8^2+x_9^2} [-2x_8/RC+(x_1-x_{10})/C]$$

$$Y_9 = -1/\sqrt{x_8^2+x_9^2} [(-x_8^2+x_9^3)/RC+(x_8x_9(x_1-x_{10})+x_9^2(x_4-x_{11})/C] \\ +1/\sqrt{x_8^2+x_9^2} [2x_9/RC+(x_4-x_{11})/C];$$

On conclut que:

$$L_g L_r^2 h(x)=0$$

* $L_g L_r^3 h(x)=\partial[L_r^3 h(X)]/\partial X g(X)$ étant donné que:

13

$$L_r^3 h(x)=\sum_{i=1} W_i f_i(X)$$

Avec

$$W_1 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_1 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_1 + Y_8 \partial f_8 / \partial x_1 + f_8 \partial Y_8 / \partial x_1 + f_9 \partial Y_9 / \partial x_1$$

$$W_2 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_2 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_2$$

$$W_3 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_3 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_3$$

$$W_4 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_4 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_4 + f_8 \partial Y_8 / \partial x_4 + f_9 \partial Y_9 / \partial x_4 + Y_9 \partial f_9 / \partial x_4$$

$$W_5 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_5 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_5$$

$$W_6 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_6 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_6 + Y_8 \partial f_8 / \partial x_6 + Y_9 \partial f_9 / \partial x_6 + Y_{10} \partial f_{10} / \partial x_6 + Y_{11} \partial f_{11} / \partial x_6$$

$$W_7 = Y_{10} \partial f_{10} / \partial x_7 + Y_{11} \partial f_{11} / \partial x_7$$

$$W_8 = Y_1 \partial f_1 / \partial x_8 + f_1 \partial Y_1 / \partial x_8 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_8 + f_4 \partial Y_4 / \partial x_8 + f_8 \partial Y_8 / \partial x_8 + Y_8 \partial f_8 / \partial x_8 + f_9 \partial Y_9 / \partial x_8 + Y_9 \partial f_9 / \partial x_8 \\ + Y_{10} \partial f_{10} / \partial x_8 + f_{10} \partial Y_{10} / \partial x_8 + f_{11} \partial Y_{11} / \partial x_8$$

$$W_9 = f_1 \partial Y_1 / \partial x_9 + f_4 \partial Y_4 / \partial x_9 + Y_4 \partial f_4 / \partial x_9 + f_8 \partial Y_8 / \partial x_9 + f_9 \partial Y_9 / \partial x_9 + Y_9 \partial f_9 / \partial x_9 \\ + Y_8 \partial f_8 / \partial x_9 + f_{10} \partial Y_{10} / \partial x_9 + f_{11} \partial Y_{11} / \partial x_9 + Y_{11} \partial f_{11} / \partial x_9$$

$$W_{10} = f_8 \partial Y_8 / \partial x_{10} + f_9 \partial Y_9 / \partial x_{10} + Y_8 \partial f_8 / \partial x_{10} + Y_{10} \partial f_{10} / \partial x_{10} + Y_{11} \partial f_{11} / \partial x_{10}$$

$$W_{11} = f_8 \partial Y_8 / \partial x_{11} + f_9 \partial Y_9 / \partial x_{11} + Y_9 \partial f_9 / \partial x_{11} + Y_{11} \partial f_{11} / \partial x_{11} + Y_{10} \partial f_{10} / \partial x_{11}$$

$$W_{12} = 0$$

$$W_{13} = Y_1 \partial f_1 / \partial x_{13}$$

Etant donné que x_{12} est contenu dans $f_{13}(X)$

On conclut que:

$$L_g L_f^3 h(x) \neq 0$$

D'où le degré relatif pour le système r est égal à 4.

II.3 Notations :

-Matrice de transition sous forme compagne de commande:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \dots 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \dots 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix}$$

-Vecteur commande sous forme compagne de commande:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Annexe-3-

METHODE DE GENERATION DE BRUIT BLANC DE MOYENNE μ ET DE VARIANCE σ^2 : [24]

Cas où $\mu=0$:

Z est une variable aleatoire qui suit une loi normale $N(0, \sigma^2)$. La décomposition en series de Fourier de Z est donnée par:

$$Z(t) = \sum_1^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{A.1})$$

Où a_n et b_n sont des variables aleatoires.

$$\omega = 2\pi/T \quad (\text{T periode du signal tendant vers } \infty)$$

En ecrivant (A.1) sous forme:

$$Z(t) = \sum_1^{\infty} a_n \cos(n\omega + \omega_n - \omega_n)t + b_n \sin(n\omega + \omega_n - \omega_n)t \quad (\text{A.1})$$

Avec ω_n quelconque.

$$\text{On a alors: } Z(t) = X(t) \cos(\omega_n t) - Y(t) \sin(\omega_n t)$$

L'application du théorème central limite fait que X et Y suivent une normale $N(0, \sigma^2)$.

En posant $X=R \cos\theta$ et $Y=R \sin\theta$, on aura:

$$Z(t) = R(t) \cos(\omega_n t + \theta(t))$$

$R(t)$ et $\theta(t)$ sont 2 variables aléatoires qui suivent respectivement une loi de Rayleigh et une loi uniforme [24] définies par:

$$f(r) = r / \sigma^2 e^{-(r^2/2\sigma^2)} \text{ et } g(\theta) = 1/2\pi$$

De plus, R et θ sont liés par la relation:

$$R(t) = \sqrt{2 \sigma^2 \ln(2\pi/\theta(t))}$$

En posant $\omega_n = 0$ on a enfin:

$$Z(t) = R(t) \cos(2\pi U(t))$$

Avec $U(t) = \theta(t)/2\pi$.

$U(t)$ suit une loi uniforme $[0,1]$.

On peut alors générer $Z(t)$ à chaque instant connaissant $U(t)$.

Génération de $U(t)$: [27]

La suite $U_1(t) = U(t)/2^n - 1$ suit une distribution uniforme sur $[0,1]$.

Où $U(t+1) = K \cdot U(t) \cdot [2^n - 1]$; $U(0) = U_0$

Pour $K = 8m + 3$ proche de $2^{n-1} / 2$.

En prenant $n=16$ nombre de bits du microprocesseur, on obtient $m=16$ et $K=131$.

On choisit $U_0 = 12357$.

L'algorithme de génération récursive de $Z(t)$ se présente comme suit:

$$t=0, U_0 = 12357$$

Tant que $t < t_{max}$

faire

$$U(t) = (131 \cdot U(t) \bmod(2^{15}))$$

$$U_1(t) = U(t)/2^{15} - 1$$

$$R(t) = \sqrt{2 \sigma^2 \ln(1/U_1(t))}$$

$$Z(t) = R(t) \cos(2\pi U_1(t))$$

$$t=t+1$$

Fin faire.

Dans le cas où $\mu \neq 0$, il suffit de l'ajouter à $Z(t)$:

$$Z(t) = R(t) \cos(2\pi U_1(t)) + \mu.$$

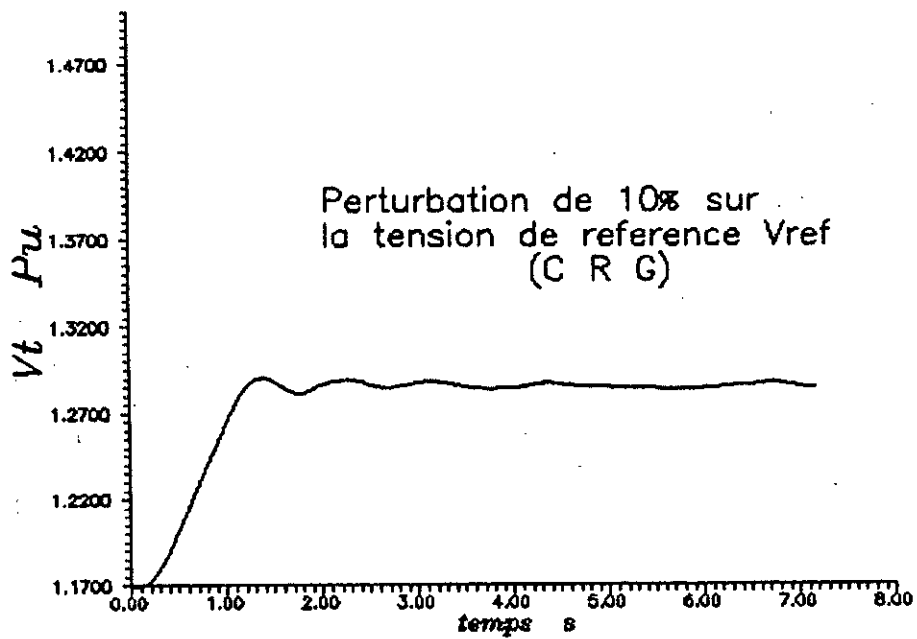
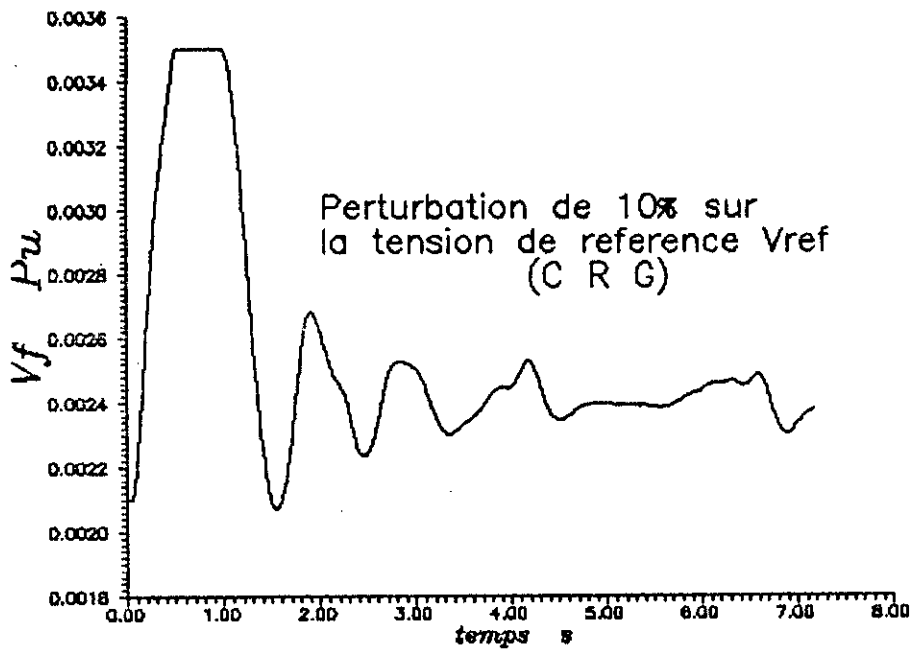
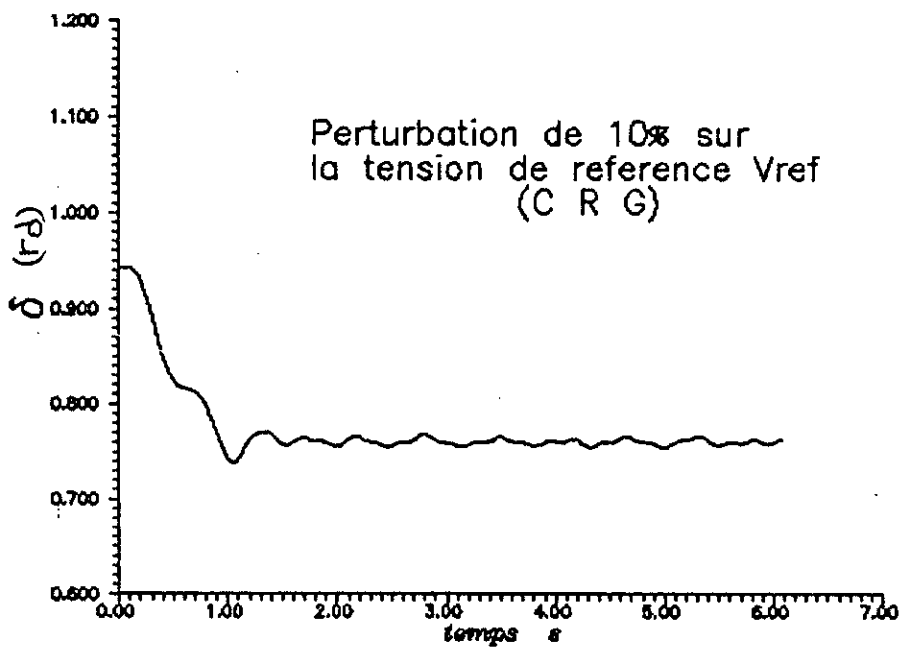
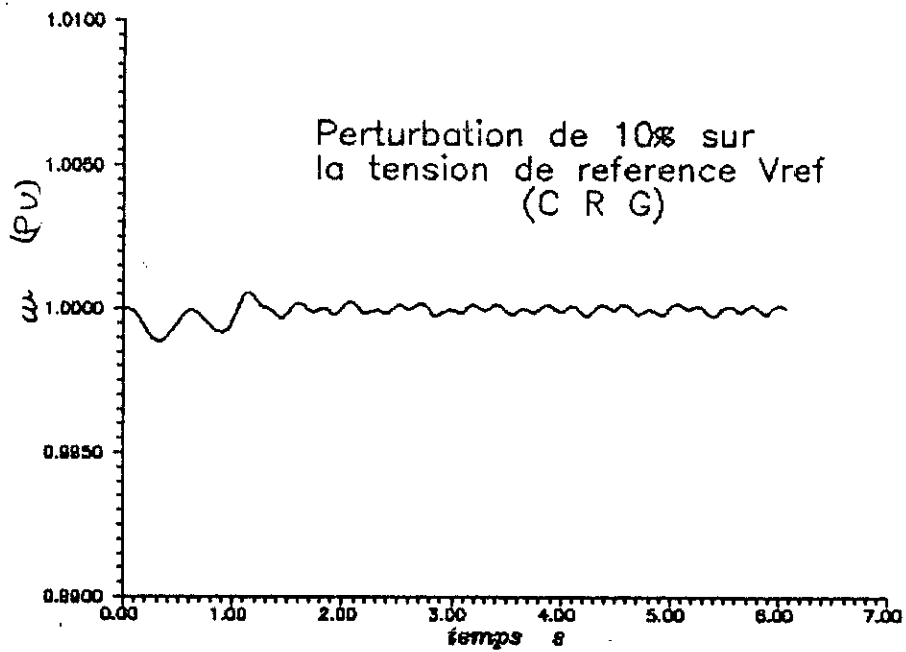
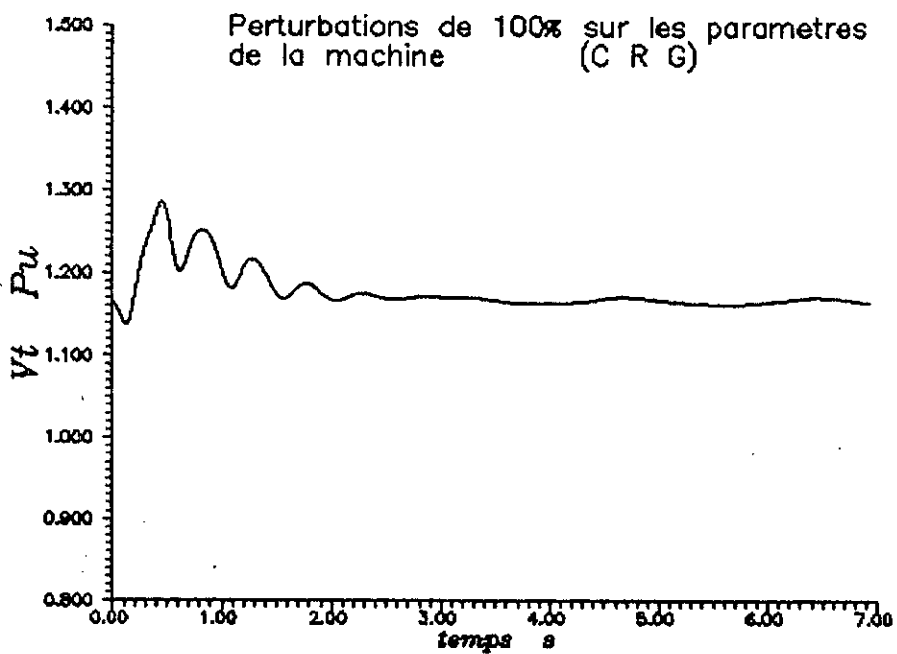
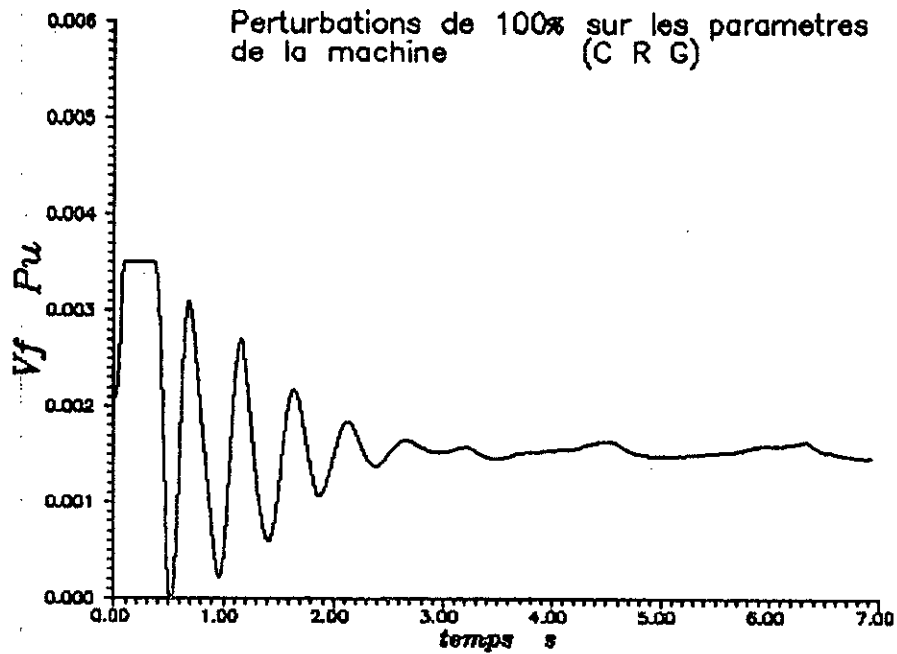


Planche.II.2.a:Variation de 10% de la consigne
 $L_c=0.5H$ $C_c=15mF$.



**Planche.II.1.b:Variation de 10% de la consigne
Lc=5mH Cc=15mF.**



**Planche.II.4'.a:Variation de 100% des paramètres
internes de la machine.**

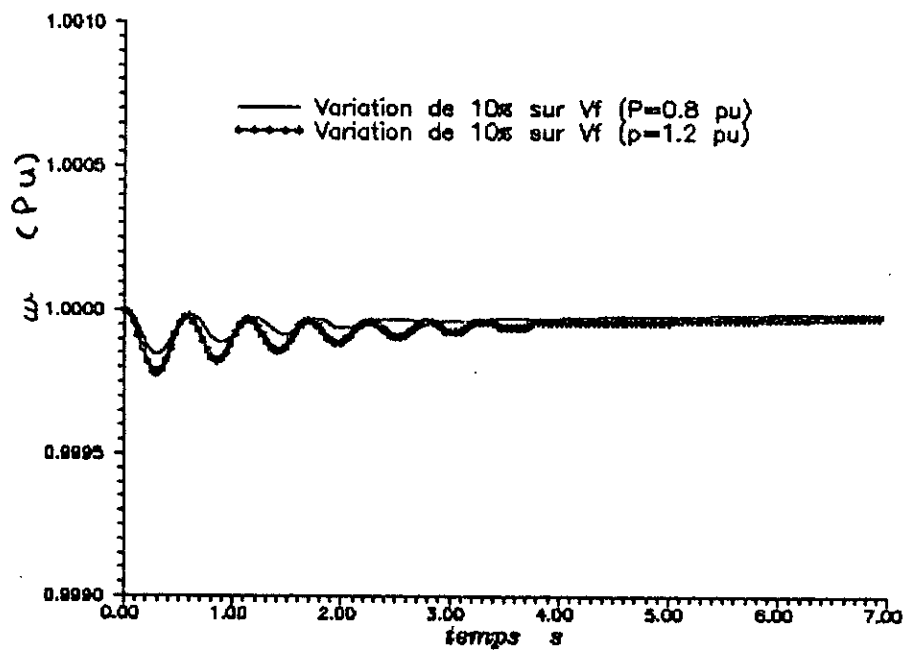


Planche.I.2.b:Variation de 10% sur la tension de référence

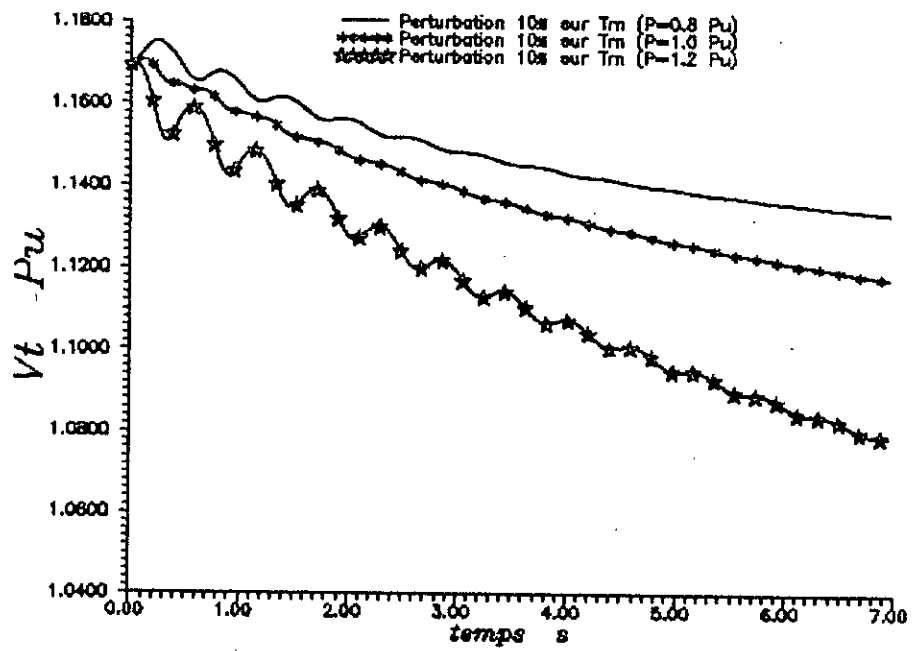
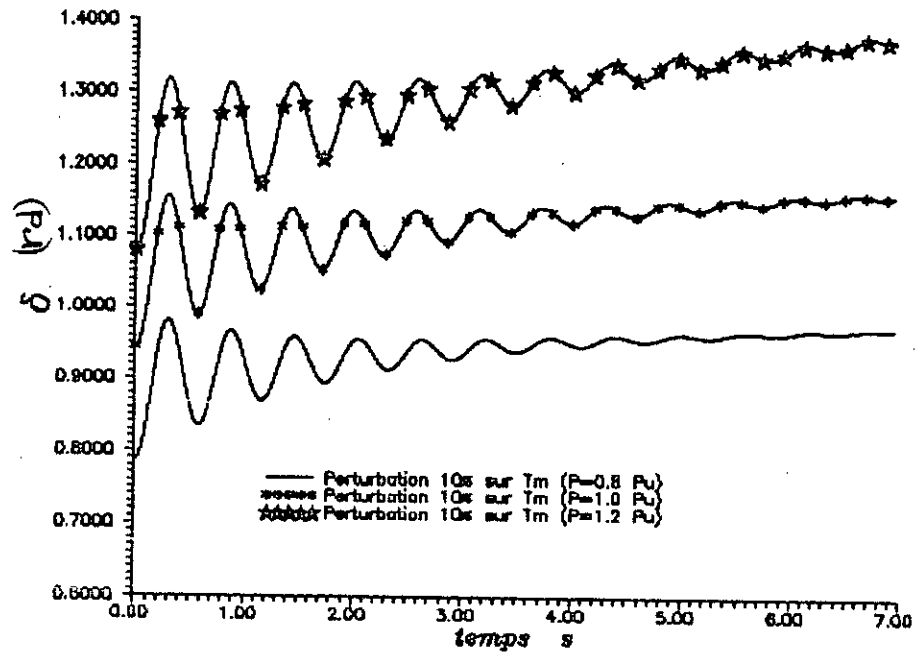


Planche.I.3.a:Variation de 10% sur le couple mécanique.

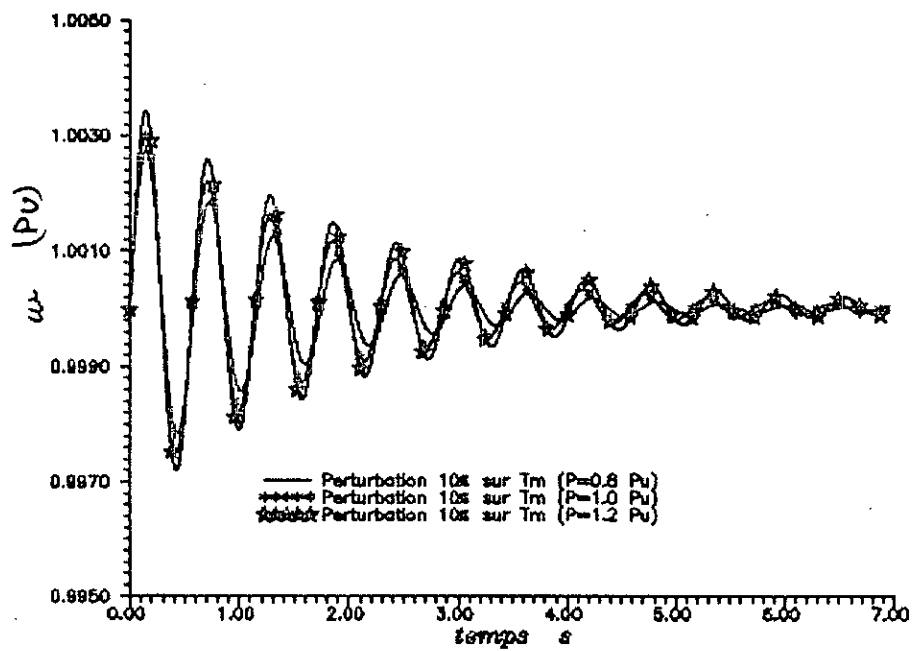


Planche.1.3.b:Variation de 10% sur le couple mécanique.

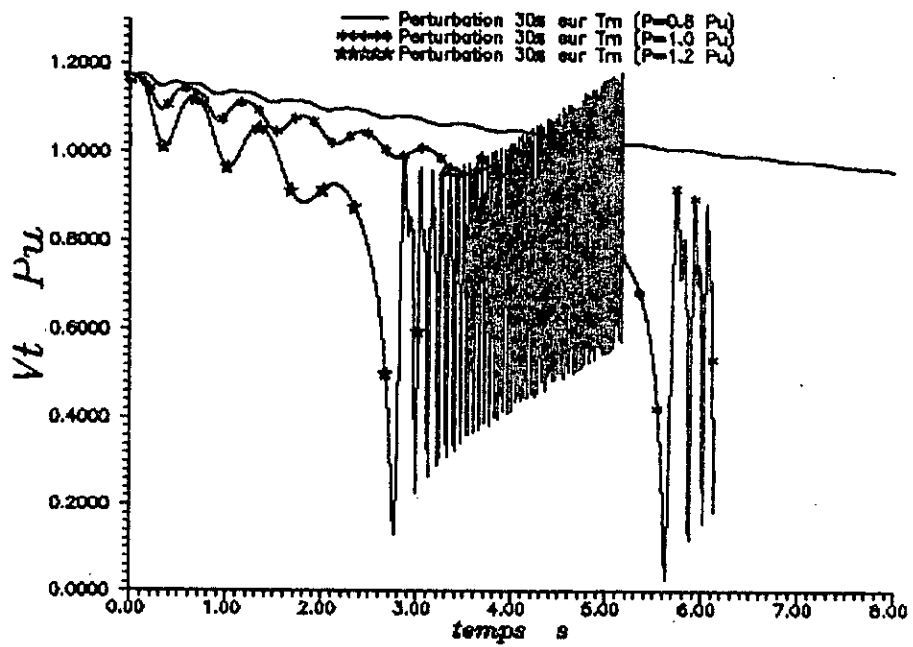
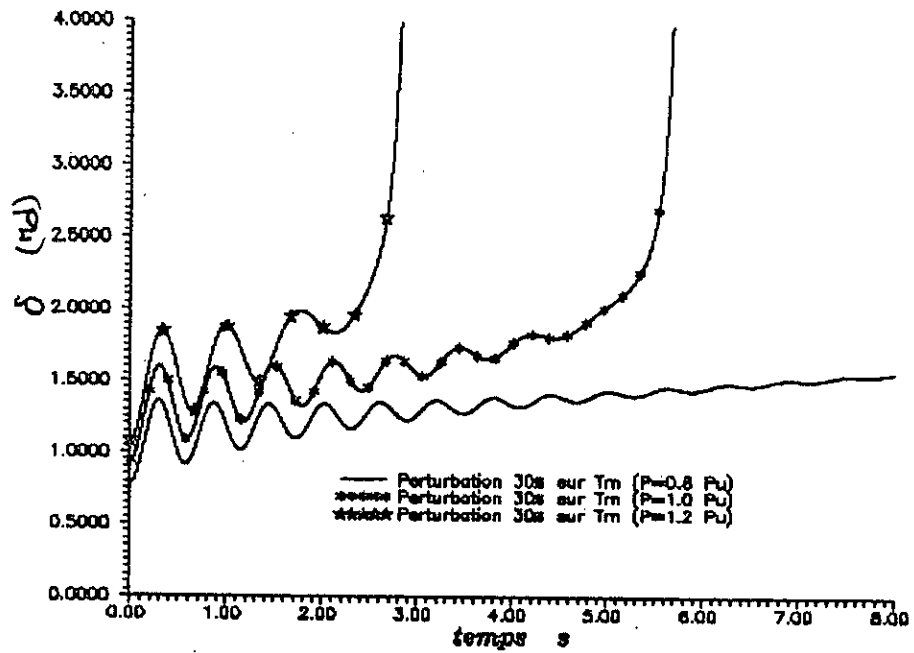


Planche.I.4.a:Variation de 30% sur le couple mécanique.

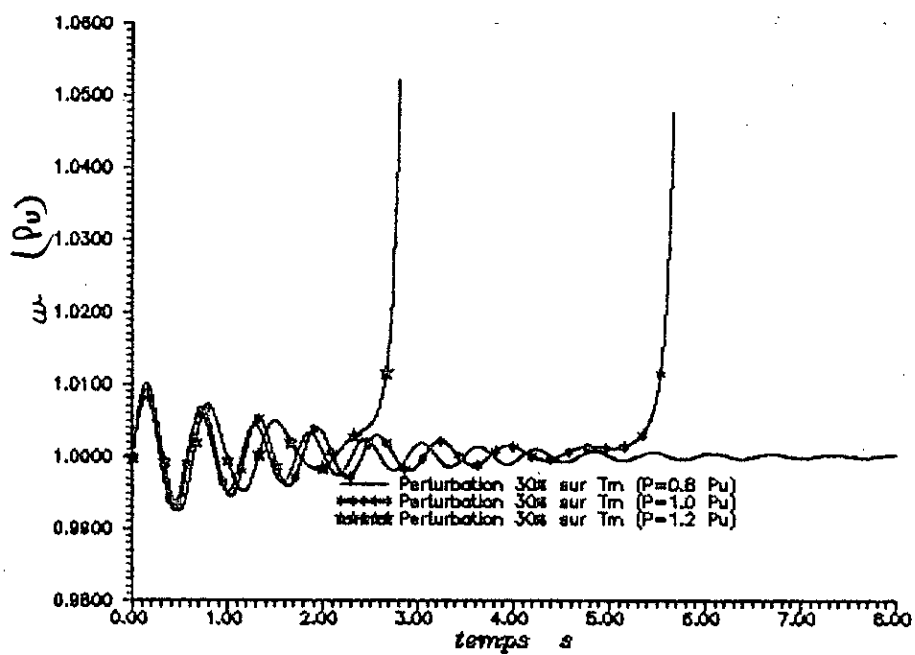


Planche.I.4.b:Variation de 30% sur le couple mécanique.

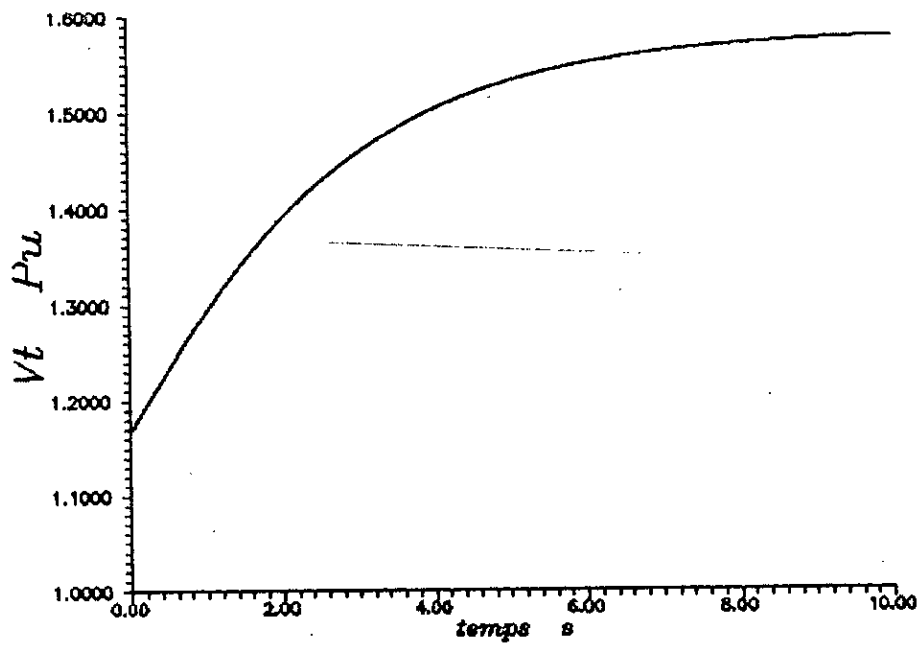
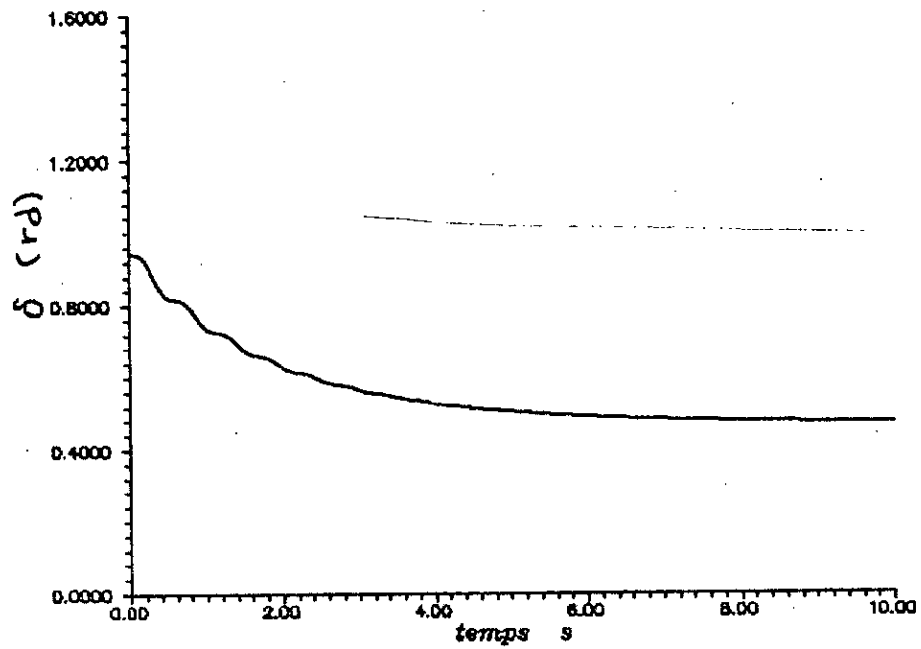


Planche.I.5.a:Application de l'excitation maximale.

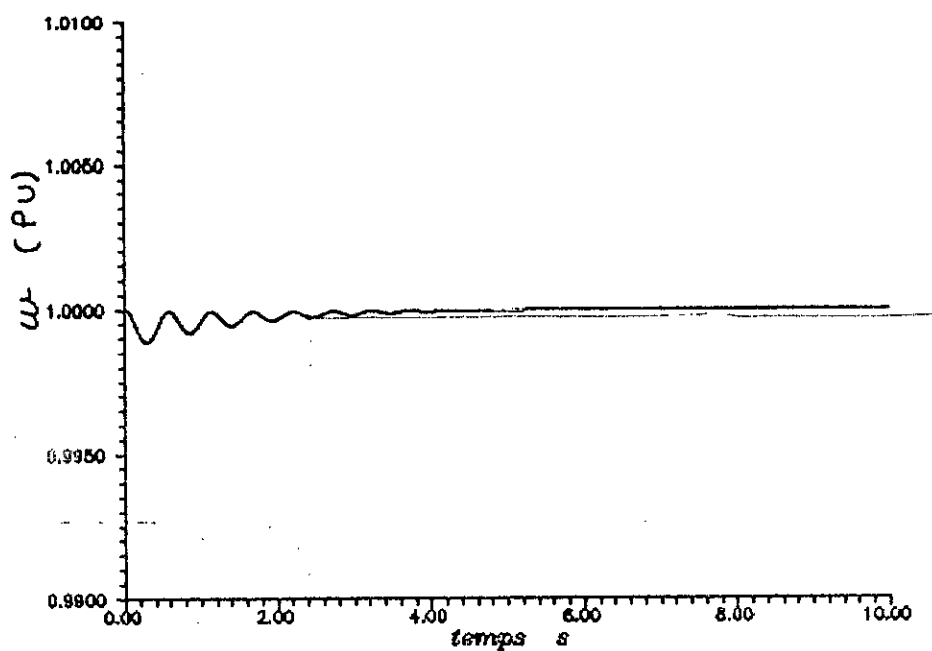


Planche.1.5.b:Application de l'excitation maximale.