

وزارة الجامعات  
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE  
DES DIFFERENTS REGIMES DE  
COURT - CIRCUIT  
D'UN GENERATEUR SYNCHRONE

Proposé par :  
L.NEZLI

Etudié par :  
BOUMEDIENE  
ABDELMADJID

Dirigé par :  
L.NEZLI

PROMOTION Juin 1991

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier monsieur L.Nezli mon promoteur pour ses conseils et son aide précieuse qu'il m'a apportés .

Je tiens plus particulièrement à remercier M A.Bensenouci pour ses conseils utiles .

Enfin , je remercie tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce projet .

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

à mes parents ,  
à mes frères et soeurs ,  
à tous mes amis .

# SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

<u>INTRODUCTION</u> .....	4
<u>CHAPITRE I</u>	
<u>MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEES</u>	
I.1 > INTRODUCTION .....	5
I.2 > DEVELOPPEMENT DES EQUATIONS .....	5
2.1 > Conventions de signes .....	5
2.2 > Equations électriques .....	6
2.3 > Equations magnétiques .....	6
I.3 > TRANSFORMATION DE PARK .....	9
3.1 > Généralités .....	9
3.2 > Equations électriques dans les axes $d$ et $q$ .....	10
3.3 > Relations entre flux et courants (composantes $q, d, o$ ) ..	11
3.4 > Equations de fonctionnement de la machine .....	12
3.5 > Puissance et couple .....	14
I.4 > PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES .....	15
<u>CHAPITRE II</u>	
<u>SIMULATION DES COURTS-CIRCUITS D'UNE MACHINE SYNCHRONE</u>	
II.1 > GENERALITES .....	16
II.2 > ETUDE DES DIFFERENTS REGIMES DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHRONE .....	17
2.1 > Régimes permanent synchrone .....	18
2.2 > Simulation des différents types de courts-circuits ..	19
II.3 > ALGORITHME DE SIMULATION .....	19
II.4 > METHODES NUMERIQUES .....	20
4.1 > Généralités .....	20
4.2 > Algorithme de RUNGE-KUTTA .....	20

CHAPITRE III

RESULTATS DE LA SIMULATION

III.1 > DISCUSSIONS DES RESULTATS .....	21
1.2 > Effet de l'instant initial sur les courants de $c_c$ ..	21
1.3 > Contraintes maximales .....	22
1.4 > Effet du circuit amortisseur .....	23
1.5 > Conclusions .....	24
<u>CONCLUSIONS</u> .....	43
<u>ANNEXES</u> .....	44
<u>BIBLIOGRAPHIE</u> .....	47

## NOTATIONS

\* \* \* \*

- $v$  : Tension instantanée .
- $i$  : Courant instantané .
- $\phi$  : Flux instantané .
- $T_e$  : Couple électromagnétique instantané .
- $\omega$  : pulsation électrique .
- $\delta$  : Angle interne entre la tension appliquée et l'axe quadrature 'q'
- $J$  : moment d'inertie .
- $p$  :  $d/dt$  .
- $P_1$  : nombre de pôle
- $a, b, c$  : Circuits statoriques réels .
- $f, kd, kq_1, kq_2$  : Circuits rotoriques (inducteur, amortisseurs) .
- $d, q$  : Axes direct et quadrature de la machine fictive .
- $L_{ls}$  : Partie constante des inductances statoriques .
- $L_{md}, L_{mq}$  : inductances magnétisantes suivant les axes  $d$  et  $q$  .
- $X_d, X_q$  : Réactances synchrones ,longitudinale et transversale .
- $N_i$  : Nombre de tours équivalent correspondant à l'enroulement  $i$  .
- $r_i$  : Résistance de l'enroulement  $i$  .
- $X_i$  : Réactance de l'enroulement  $i$  .
- avec  $i = s, fd, kd, kq_1, kq_2$  .
- $c_c$  : abréviation du mot court\_circuit .

INTRODUCTION

## INTRODUCTION

Dans l'ordre d'assurer la crédibilité et la sécurité d'un réseau de transport d'énergie électrique, il est indispensable que tous les générateurs maintiennent le synchronisme durant et après n'importe quelle perturbation .

Comme les courts\_circuits sont les plus sévères des perturbations rencontrées , ils sont généralement utilisés comme un critère pour le dimensionnement des différents organes d'un réseau ( *générateurs , protections , ...etc* ) , en effet ils provoquent des accidents par les efforts électrodynamiques qu'ils développent entre les conducteurs , qui peuvent entraîner la dislocation des têtes de bobines du rotor , et par les échauffements qui occasionnent un dégagement de chaleur très important qui conduit à la détérioration de l'isolation et même la fusion des conducteurs .

Dans le présent travail nous proposons une étude par simulation numérique de tous les courts\_circuits possibles aux bornes d'un alternateur couplé à un réseau de puissance infinie ( *la fréquence et l'amplitude de la tension sont constantes* ) .

### Remarque :

Toutes les grandeurs utilisées sont exprimé en PER\_UNIT ( PU ), et on a pris comme grandeurs de bases les valeurs correspondantes au régime nominale de la machine synchrone à étudier .



---

CHAPITRE I

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEE

---

## I.1 > INTRODUCTION

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement d'une machine synchrone triphasée sont caractérisées par des coefficients qui dépendent du temps d'où la difficulté de leur la résolution .

Pour la machine synchrone , la seule transformation qui peut éliminer le problème de dépendance du temps dans la matrice inductance est celle représentée par le référentiel tournant avec le rotor . Donc la simulation de la machine va être accomplie en faisant le changement de variable du repère a,b,c lié au stator vers le repère d,q,o lié au rotor , cette transformation est connue sous le nom de transformation de *PARK* .

Il est à noter que la saturation , l'hystérésis , courants de Foucault, et les non linéarités liées à la fabrication de la machine ( encoche , f.m.m, harmoniques, ...etc ) sont négligées .

On n'a pas pris en compte l'effet du régulateur de vitesse et celui de la tension d'excitation .

## I.2 > DEVELOPPEMENT DES EQUATIONS

### I.2.1 > CONVENTIONS DE SIGNES

La machine dont nous allons étudier la mise en équation est une machine bipolaire à pôles saillants correspondant à la fig I-1 dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation :

-au stator , les bobinages a,b,c des trois phases décalées deux à deux de 120° électriques .

-au rotor :

-suivant l'axe direct, le bobinage inducteur f et l'amortisseur kd .

-suivant l'axe quadrature, le bobinage des amortisseurs kq1 et kq2.

Comme la machine est généralement en fonctionnement générateur , on prendra le sens positif de ses courants sortant fig 1.1 sachant que :

-un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif .

-une f.é.m positive fait circuler un courant positif .

$\theta_r = (\theta_\alpha, \theta_q)$  l'angle qui caractérise la position de la phase (a) par rapport l'axe en quadrature (q) .

$\omega_r = d\theta_r / dt$  la vitesse de rotation .

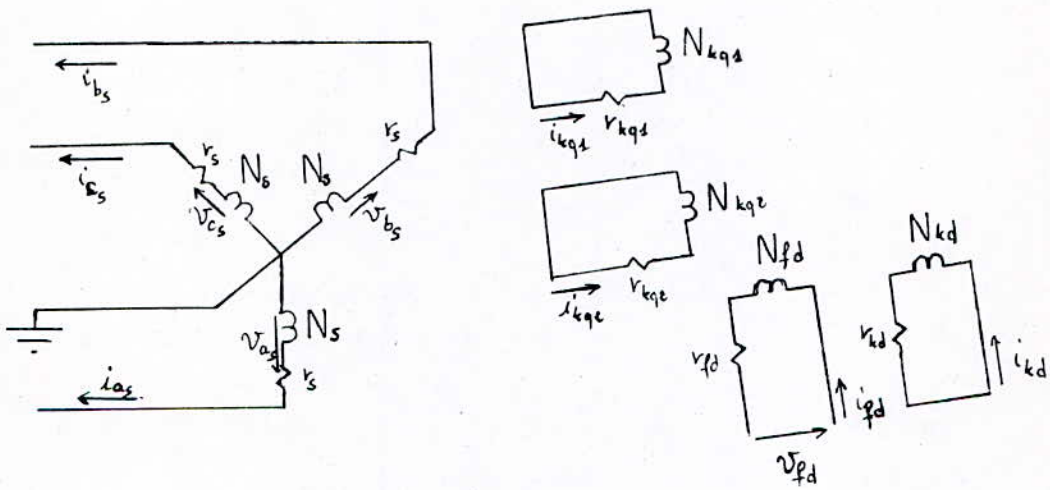
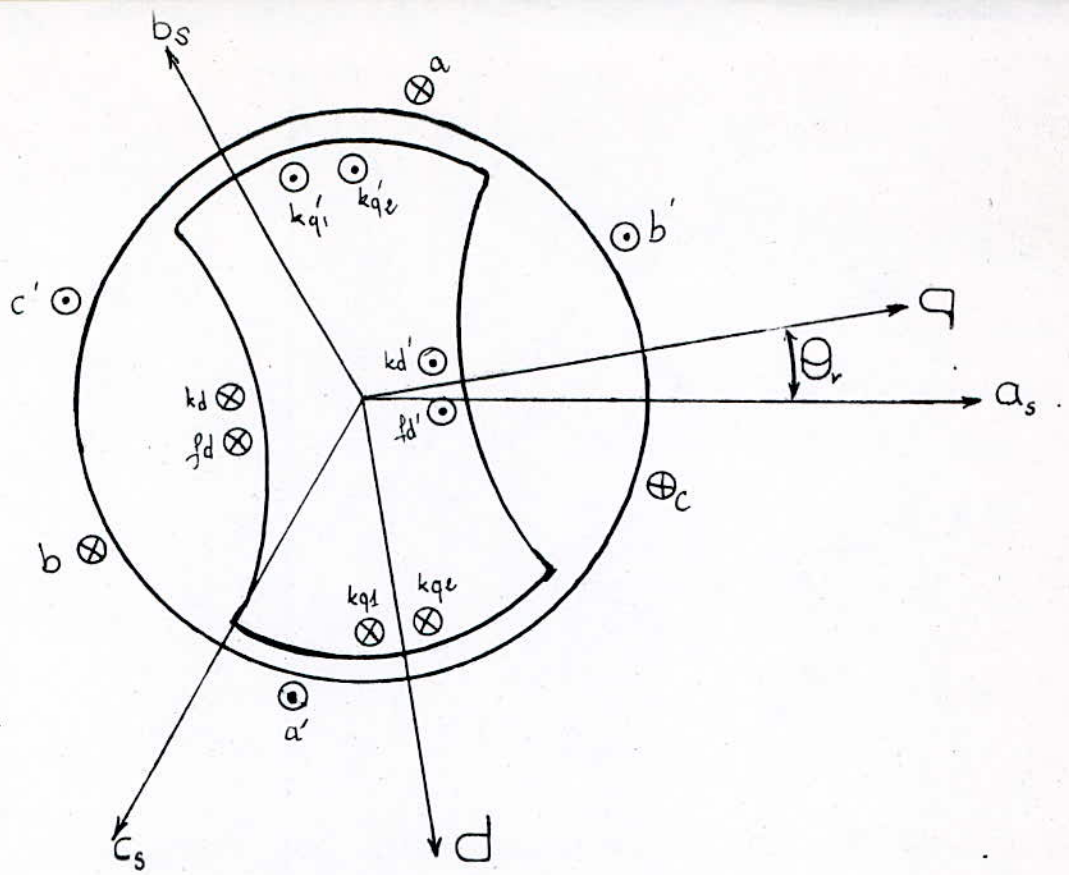


Figure 1.1 Machine synchrone triphasée à pôles saillants avec amortisseurs .

### I.2.2 > EQUATIONS ELECTRIQUES

Avec la convention de signe précédente les équations de tensions sont :

$$v_{abcs} = -r_s i_{abcs} + p\phi_{abcs} \quad (I-1)$$

$$v_{qdr} = -r_r i_{qdr} + p\phi_{qdr} \quad (I-2)$$

avec  $(f_{abcs})^T = [f_a \ f_b \ f_c]$

$$(f_{qdr})^T = [f_{kq1} \ f_{kq2} \ f_{fd} \ f_{kd}]$$

où s et r indiquent respectivement les variables statoriques et rotoriques .  $r_s$  et  $r_r$  sont toutes les deux des matrices diagonales

$$r_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s]$$

$$r_r = \text{diag}[r_{kq1} \ r_{kq2} \ r_{fd} \ r_{kd}]$$

En désignant par :

- $r_s$  : résistance d'un enroulement d'induit
- $r_{fd}$  : résistance de l'enroulement inducteur
- $r_{kq1}, r_{kq2}, r_{kd}$  : résistances du circuit amortisseur
- $\phi_k$  : flux traversant l'enroulement k

### I.2.3 > EQUATIONS MAGNETIQUES

Les flux et les courants sont liés par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{abcs} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

on peut développer l'équation (I-3) comme suite :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r) & -L_A/2 - L_B \cos(2\theta_r - a) & -L_A/2 - L_B \cos(2\theta_r + a) \\ -L_A/2 - L_B \cos(2\theta_r - a) & L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r + a) & -L_A/2 - L_B \cos 2\theta_r \\ -L_A/2 - L_B \cos(2\theta_r + a) & -L_A/2 - L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r - a) \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lkq1} + L_{mkq1} & L_{kq1kq2} & 0 & 0 \\ L_{kq1kq2} & L_{lkq2} + L_{mkq2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fdkd} \\ 0 & 0 & L_{fdkd} & L_{lkd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{skq1} \cos\theta_r & L_{skq2} \cos\theta_r & L_{sfd} \sin\theta_r & L_{skd} \sin\theta_r \\ L_{skq1} \cos(\theta_r - a) & L_{skq2} \cos(\theta_r - a) & L_{sfd} \sin(\theta_r - a) & L_{skd} \sin(\theta_r - a) \\ L_{skq1} \cos(\theta_r + a) & L_{skq2} \cos(\theta_r + a) & L_{sfd} \sin(\theta_r + a) & L_{skd} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

On pose  $a=2\pi/3$ . Les indices  $skq1, skq2, sfd$  et  $skd$  désignent les mutuelles inductances entre le bobinage statorique et rotorique.

On définit aussi :

$$L_A = (1/3)(L_{mq} + L_{md})$$

$$L_B = (1/3)(L_{md} - L_{mq})$$

$$L_{skqi} = (2/3)(N_{kqi}/N_s)L_{mq}$$

$$L_{sj} = (2/3)(N_j/N_s)L_{md}$$

$$L_{sfd} = (2/3)(N_{fd}/N_s)L_{md}$$

$$L_{mkqi} = (2/3)(N_{kqi}/N_s)^2 L_{mq}$$

$$L_{mj} = (2/3)(N_j/N_s)^2 L_{md}$$

$$L_{kq1kq2} = (N_{kq2}/N_{kq1})L_{mkq1} = (N_{kq1}/N_{kq2})L_{mkq2}$$

$$L_{fdkd} = (N_{kd}/N_{fd})L_{mfd} = (N_{fd}/N_{kd})L_{mkd}$$

$i = 1$  ou  $2$  et  $j = fd$  ou  $kd$

Il est convenable de ramener les variables du rotor vers le stator.

$$i'_j = (2/3)(N_j/N_s)i_j$$

$$v'_j = (N_j/N_s)v_j$$

$$\phi'_j = (N_j/N_s)\phi_j$$

où  $j = kq1, kq2, fd, kd$ .

L'équation (I-3) devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ \frac{2}{3}(L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{abcs} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

La matrice  $L'_r$  est identique à  $L_s$  sauf qu'il faut remplacer  $L_{skq1}$  et  $L_{skq2}$  par  $L_{mq}$ , et  $L_{sfd}$  et  $L_{skd}$  par  $L_{md}$ .

$L'_r$  deviendra :

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lkq1} + L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ L_{mq} & L'_{lkq2} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lfd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

où

$$r'_j = (3/2)(N_s/N_j)^2 r_j$$

$$L'_{lj} = (3/2)(N_s/N_j)^2 L_{lj}$$

avec  $j = kq1, kq2, fd, kd$ .

On voit donc que la majorité des coefficients de la matrice inductance sont fonctions du temps ce qui compliquerait l'étude des régimes transitoires pour y remédier on utilisera la transformation de PARK, et cela vu la symétrie que présente le circuit magnétique par rapport aux axes  $d$  et  $q$ .

Remarque :

Dans tout ce qui suit on va utiliser la notation relative au rotor, c-à-d on ne va pas utiliser dans la notation le prime afin d'éviter l'encombrement.

### I.3 > TRANSFORMATION DE PARK

#### I.3.1 > GENERALITES

C'est à partir de la notion physique de force magnétomotrice résultante des trois phases a,b,c, somme des trois distributions sinusoïdales, cette addition vectorielle peut être réalisée en projetant les vecteurs ( $\vec{F}_a, \vec{F}_b, \vec{F}_c$ ) sur les axes d et q, qui sont des axes de symétrie géométrique pour la machine, ce qui permet de combiner avec la f.m.m d'induit, les f.m.m créées par les enroulements rotoriques, qui respectent les mêmes symétries (fig 2) [2] [3]. La projection selon les axes d et q de la f.m.m résultante donne :

$$\begin{cases} F_q = A[i_a \cos\theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)] \\ F_d = A[i_a \sin\theta + i_b \sin(\theta - 2\pi/3) + i_c \sin(\theta + 2\pi/3)] \end{cases} \quad (I-9)$$

On a donc deux équations pour trois inconnues. Ceci est en accord avec le fait que la composante homopolaire ne participe pas à la création de la f.m.m sinusoïdale d'entrefer.

Pour avoir une transformation biunivoque, il faut introduire une troisième équation. D'où on obtient trois courants  $i_d, i_q, i_0$  liés à  $i_a, i_b, i_c$  par la relation matricielle dite transformation de PARK.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = (2/3) \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

la matrice  $A(\theta)$  de transformation est dite "matrice PARK", et de même pour les flux et les tensions.

La transformation inverse  $A(\theta)^{-1}$  est définie par :

$$A(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

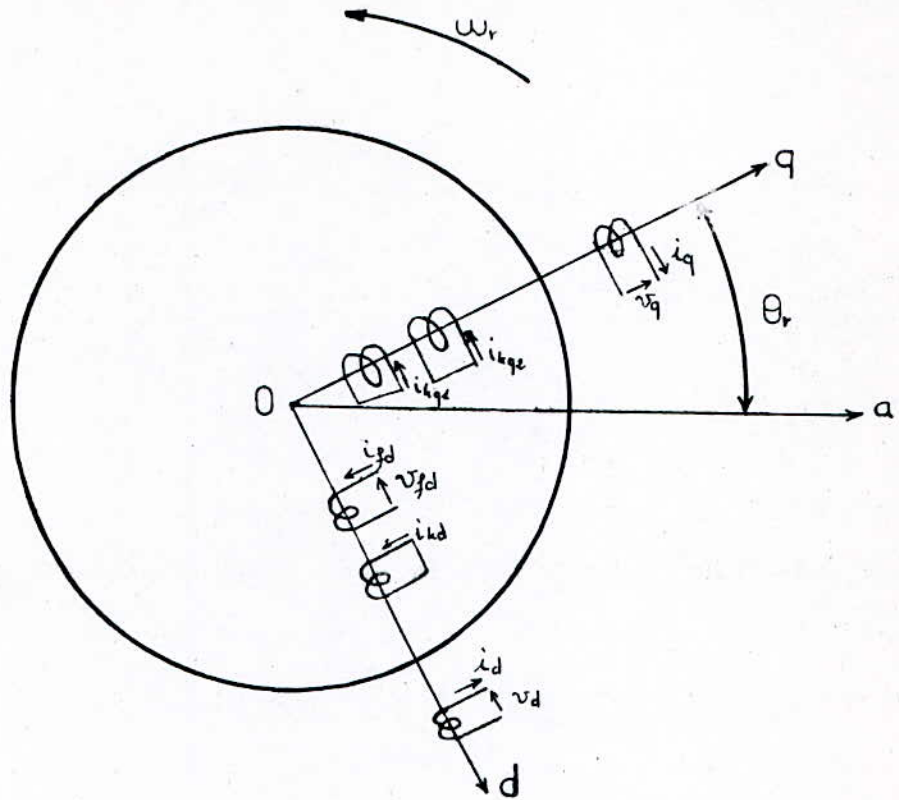


Figure I.2 Représentation de la machine synchrone après transformation de PARK .



La transformation de *PARK* peut s'interpréter comme la substitution, des enroulements de phases *a, b, c* dont les conducteurs et les axes magnétiques sont immobiles par rapport au stator, par deux enroulements *d* et *q* dont les axes magnétiques sont solidaires du rotor et tournent avec lui (Fig I-2). [2]

On conclue que la transformation de *PARK* associe fictivement aux enroulements *a, b, c* un collecteur immobile et des balais tournant avec le rotor et disposés selon les axes *d* et *q*.

Cette transformation est faite de telle façon que :

- les courants, les flux et les tensions subissent la même transformation.
- la puissance reste invariante.
- la matrice inductance soit toujours symétrique.

### 1.3.2 > EQUATIONS ELECTRIQUES DANS LES AXES *d* ET *q*

Appliquons la transformation de *PARK* à l'équation (I-1)

on aura :

$$\begin{aligned}
 v_{qdos} &= A(\theta) v_{abcs} \\
 \text{d'où} &= A(\theta) \frac{d}{dt} \phi_{abcs} - r_s A(\theta) i_{abcs} \\
 v_{qdos} &= A(\theta) A(\theta)^{-1} \frac{d}{dt} \phi_{qdos} + A(\theta) \frac{dA(\theta)^{-1}}{dt} - r_s A(\theta) A(\theta)^{-1} i_{qdos} \quad (I-12)
 \end{aligned}$$

$$\text{Or } A(\theta) A(\theta)^{-1} = Id \quad \text{et} \quad A(\theta) \frac{dA(\theta)^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où *Id* représente la matrice identité.

En développant l'équation (I-12) et en tenant compte que  $w_r = \frac{d\theta}{dt}$ , on

obtiendra :

$$\begin{cases} v_q = -r_s i_q + w_r \phi_d + p \phi_q \\ v_d = -r_s i_d - w_r \phi_q + p \phi_d \\ v_o = -r_s i_o + p \phi_o \end{cases} \quad (I-13)$$

Ces trois équations sont appelées "équations de *PARK*". Dans la plupart des applications on n'utilisera que les deux premières, qui sont identiques aux équations relatives à l'induit d'une machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie signalée ci-dessus entre la transformation de *PARK* et un collecteur fictif.

### I.3.3 > RELATIONS ENTRE FLUX ET COURANTS (COMPOSANTES q,d,o)

On applique la transformation de *PARK* au système d'équations (I-7) le calcul est long |1|, on va donner seulement les résultats :

$$i_{abcs} = A(\theta)^{-1} i_{qdos} \quad (I-14) \quad \text{et} \quad \phi_{qdos} = A(\theta) \phi_{abcs} \quad (I-15)$$

remplaçant dans (I-7) on obtient :

$$\phi_{abcs} = L_s (-i_{abcs}) + L_{sr} i_{qdr}$$

d'après (I-14) et (I-15) on aura :

$$\phi_{qdos} = A(\theta) \left[ L_s A(\theta)^{-1} (-i_{qdos}) + L_{sr} i_{qdr} \right] \quad (I-16)$$

pour les composantes relatives au rotor on aura :

$$\phi_{qdr} = (L_{sr})^T (-i_{abcs}) + L_r i_{qdr}$$

d'après (I-14) on obtient :

$$\phi_{qdr} = (L_{sr})^T A(\theta)^{-1} (-i_{qdos}) + L_r i_{qdr} \quad (I-17)$$

En représentant les équations (I-16) et (I-17) sous forme matricielle

on obtiendra :

$$\begin{bmatrix} \phi_{qdos} \\ \phi_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(\theta) L_s A(\theta)^{-1} & A(\theta) L_{sr} \\ \left(\frac{2}{3}\right) (L_{sr})^T A(\theta)^{-1} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qdos} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

Sous forme développée on aura :

$$A(\theta) L_s A(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

$$A(\theta) L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

$$\left(\frac{2}{3}\right) (L_{sr})^T A(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

### 1.3.4 > EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE

Après les transformations ci-dessus on a obtenu la forme finale des équations régissant le fonctionnement de la machine , et comme il est souvent plus commode de donner l'expression des tensions et des flux en fonction des réactances au lieu des inductances on écrira :

Equations des tensions :

$$v_q = -r_s i_q + w_r (\psi_d / W_b) + p(\psi_q / W_b) \quad (I-22)$$

$$v_d = -r_s i_d - w_r (\psi_q / W_b) + p(\psi_d / W_b) \quad (I-23)$$

$$v_o = -r_s i_o + p(\psi_o / W_b) \quad (I-24)$$

$$0 = r_{kq1} i_{kq1} + p(\psi_{kq1} / W_b) \quad (I-25)$$

$$0 = r_{kq2} i_{kq2} + p(\psi_{kq2} / W_b) \quad (I-26)$$

$$v_{fd} = r_{fd} i_{fd} + p(\psi_{fd} / W_b) \quad (I-27)$$

$$0 = r_{kd} i_{kd} + p(\psi_{kd} / W_b) \quad (I-28)$$

Equations magnétiques :

$$\psi_q = -X_{ls} i_q + X_{mq} (-i_q + i_{kq1} + i_{kq2}) \quad (I-29)$$

$$\psi_d = -X_{ls} i_d + X_{md} (-i_d + i_{kd} + i_{fd}) \quad (I-30)$$

$$\psi_o = -X_{ls} i_o \quad (I-31)$$

$$\psi_{kq1} = X_{lkq1} i_{kq1} + X_{mq} (-i_q + i_{kq1} + i_{kq2}) \quad (I-32)$$

$$\psi_{kq2} = X_{lkq2} i_{kq2} + X_{mq} (-i_q + i_{kq1} + i_{kq2}) \quad (I-33)$$

$$\psi_{fd} = X_{lfd} i_{fd} + X_{md} (-i_d + i_{kd} + i_{fd}) \quad (I-34)$$

$$\psi_{kd} = X_{lkd} i_{kd} + X_{md} (-i_d + i_{kd} + i_{fd}) \quad (I-35)$$

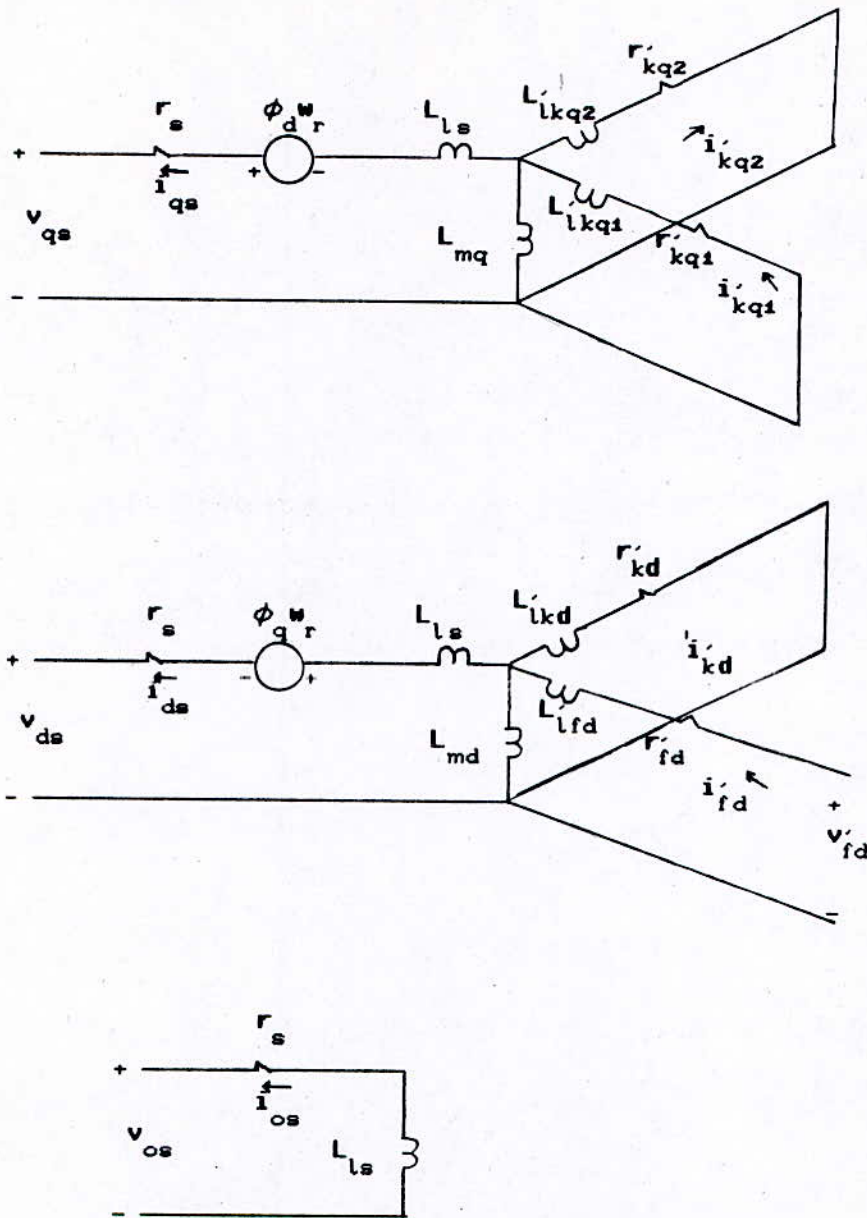
Avec  $W_b = 377 \text{ rad/s}$  (vitesse de synchronisme),  $p = d/dt$  et  $\psi_i = W_b \phi_i$  on définit aussi la f.é.m d'excitation :

$$e_{xfd} = v_{fd} X_{md} / r_{fd} \quad (I-36)$$

Ces équations de tensions et de flux nous permettent d'établir le schéma équivalent de la figure I-3 .

Remarque :

Pour la marche en moteur ,il suffit d'inverser le sens des tensions statoriques , le couple électromagnétique devient un couple moteur . Donc  $v_q$  va être remplacé par  $-v_q$  et  $v_d$  par  $-v_d$  .



**Fig I-3** schéma équivalent de la machine synchrone triphasée dans le référentiel de *PARK* .

### 1-3-5 > PUISSANCE ET COUPLE

La puissance électrique instantanée aux bornes de la machine synchrone est :

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (I-37)$$

elle est positive dans le cas du fonctionnement en alternateur .

En utilisant les composantes de PARK l'équation (I-37) deviendra :

$$P_e = (3/2)(v_q i_q + v_d i_d + 2v_o i_o) \quad (I-38)$$

Exprimons cette puissance en fonction des flux et des courants utilisant les équations de (I-22) à (I-24) d'où :

$$P_e = -(3/2) \left[ \left( i_q \frac{d\psi_q}{dt} + i_d \frac{d\psi_d}{dt} + 2i_o \frac{d\psi_o}{dt} \right) - (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \omega_r + \dots + r_s (i_d^2 + i_q^2 + 2i_o^2) \right]$$

La puissance est exprimée en fonction de plusieurs termes [2] parmi eux on peut trouver :

- la première parenthèse représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.
- la deuxième représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique, comme  $\omega_r$  est la vitesse instantanée de rotation, on en déduit l'expression du couple électromagnétique  $T_e$  (de freinage) :

$$T_e = (3/2)(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (I-39)$$

- la dernière, exprime les pertes par effet joule dans l'induit .

Pour une machine multipolaire les équations électriques restent inchangées mais celle du couple va être multipliée par le nombre de paires de pôles ( $P_1$ ), d'où

$$T_e = (3/2)P_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (I-40)$$

#### Equation du mouvement

L'étude des régimes transitoires fait intervenir des variations non seulement des grandeurs électriques, mais aussi celle des grandeurs mécaniques (couple, vitesse) .

On note  $J$  moment d'inertie des masses tournantes, accouplées sur le même arbre que la machine électrique étudiée .

L'équation du mouvement s'écrit :

$$C_m - T_e = J \, d\Omega/dt \quad (I-41) \quad \text{avec } \Omega = \omega_r / P_1$$

$C_m$  est le couple d'entraînement imposé par la machine motrice (turbine, moteur diesel...etc)

$\delta$  est défini comme angle de déphasage (*décalage*) interne ou bien angle de charge, il indique l'effet du couple électromagnétique, qui se manifeste par l'écart entre l'axe des pôles inducteurs et un axe de référence tournant à la vitesse  $\omega$  dont la position initiale est imposée par les tensions aux bornes et qui est dans l'axe de la phase 'a' au temps  $t=0$ , d'où  $\theta = \omega t + \delta$  avec  $\omega = \omega_b$  et  $\theta = \omega_r t + \theta_0$ .

par conséquent 
$$p\delta = \omega_r - \omega_b \quad (I-42)$$

Pour la marche en alternateur,  $\delta$  est positif car le rotor entraîné mécaniquement tend à tourner à une vitesse supérieure à  $\omega$ , il prend une avance angulaire sur l'axe de référence, le couple électromagnétique le freine.

#### I.4 > PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES

Pour la simulation numérique, on va utiliser deux types de machines la première à pôles saillants (*utilisée en général dans les centrales hydrauliques*) et la deuxième à pôles lisses (*cas des centrales thermiques*).

La machine à pôles saillants est généralement prise avec un seul circuit amortisseur en quadrature, ce qui correspond à omettre les équations I-26 et I-33, et le courant  $i_{kq2}$  dans toutes les autres équations.

Le circuit équivalent de la composante homopolaire est représenté comme complément.

les paramètres caractérisant les deux générateurs sont donnés dans l'annexe A . |1|

#### Remarque

Les générateurs à pôles lisses sont en pratique à rotor massif, mais ce dernier présente le même comportement que le circuit amortisseurs, donc la modélisation précédente est justifiée.

---

CHAPITRE I I

SIMULATION DES COURTS\_CIRCUITS D'UNE MACHINE SYNCHRONE

---

## II > SIMULATION DES COURTS CIRCUITS D'UNE MACHINE SYNCHRONE

### II.1 > GENERALITES

Le problème peut se schématiser de la façon suivante :  
l'alternateur est dans un régime permanent synchrone , raccordé à une source de tension d'amplitude et de fréquence invariables , une perturbation brusque,étant supposée appliquée à un instant donné,les flux commencent à varier et par conséquent l'équilibre entre les couples moteur et résistant n'est plus respecté ceci implique l'augmentation de  $\delta$  , ce régime est oscillatoire , mais si l'angle  $\delta$  dépasse une certaine valeur le synchronisme est perdu .

La simulation numérique est réalisée pour quatre types de courts\_circuits possibles aux bornes de la machine qui sont :

- Une phase avec le neutre (*monophasé*)
- Deux phases entre elles (*biphasé*)
- Deux phases avec le neutre (*biphasé-terre*)
- Triphasé

Ces derniers sont appliqués aux machines décrites dans le chapitre (I) pour les deux cas suivants :

- machine avec amortisseurs
- machine sans amortisseurs

Après l'application du court\_circuit,on étudiera le rétablissement de la tension aux bornes de la machine , c.à.d le retour au régime permanent synchrone .



## II.2 > ETUDE DES DIFFERENTS REGIMES DE FONCTIONNEMENT D'UN ALTERNATEUR

D'après les équations de (I-22) à (I-28) et de (I-29) à (I-35), on définit le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine synchrone par :

$$p\psi_q = W_b (v_q + r_s i_q - (w_r/w_b)\psi_d) \quad (II-1)$$

$$p\psi_d = W_b (v_d + r_s i_d - (w_r/w_b)\psi_q) \quad (II-2)$$

$$p\psi_o = W_b (v_o + r_s i_o) \quad (II-3)$$

$$p\psi_{kq1} = W_b (-r_{kq1} i_{kq1}) \quad (II-4)$$

$$p\psi_{kq2} = W_b (-r_{kq2} i_{kq2}) \quad (II-5)$$

$$p\psi_{fd} = W_b r_{fd} (e_{xfd}/X_{md} - i_{fd}) \quad (II-6)$$

$$p\psi_{kd} = W_b (-r_{kd} i_{kd}) \quad (II-7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_{kq1} \\ \psi_{kq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -X_q & X_{mq} & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{kq1} & X_{mq} \\ -X_{mq} & X_{mq} & X_{kq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_{kq1} \\ i_{kq2} \end{bmatrix} \quad (II-8)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -X_d & X_{md} & X_{md} \\ -X_{md} & X_{fd} & X_{md} \\ -X_{md} & X_{md} & X_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_{fd} \\ i_{kd} \end{bmatrix} \quad (II-9)$$

$$\psi_o = -X_{ls} i_o \quad (II-10)$$

On désigne par  $X_d$  et  $X_q$  les réactances synchrones suivant l'axe direct et en quadrature respectivement tels que :

$$X_d = X_{ls} + X_{md} \quad \text{et} \quad X_q = X_{ls} + X_{mq}$$

on définit aussi les autres réactances de la façon suivante :

$$X_{fd} = X_{lfd} + X_{md} \quad \text{et} \quad X_{kd} = X_{lkd} + X_{md}$$

$$X_{kq1} = X_{lkq1} + X_{mq} \quad \text{et} \quad X_{kq2} = X_{lkq2} + X_{mq}$$

On complète les équations précédentes par l'équation mécanique (I-41) et celle correspondante à l'angle interne (I-42).

Les coefficients des équations différentielles n'étant pas constants, la solution analytique exacte est donc impossible, pour cela il va falloir recourir à une méthode numérique.

## II.2.1 > REGIME PERMANENT SYNCHRONE

Le régime permanent synchrone correspond à l'étude classique de la machine synchrone, qui va nous permettre l'obtention des conditions initiales nécessaires à l'étude des régimes transitoires.

Soit  $V_m$  la valeur maximale des tensions simples  $v_a, v_b, v_c$  aux bornes de l'alternateur et  $I_m$  celle des courants débités par les trois phases,  $\varphi$  est leur déphasage.

les grandeurs statoriques réelles sont :

$$\begin{cases} v_a = V_m \cos \omega t \\ v_b = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad \begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

On applique la transformation de *PARK*, en désignant par  $\delta$  l'angle que l'axe polaire fait avec l'axe de la phase 'a' à l'instant  $t=0$  où la tension croissante passe par zéro  $\theta = \omega t + \delta$ .

D'où les composantes des tensions selon ce référentiel sont :

$$v_q = (2/3)(v_a \cos(\omega t + \delta) + v_b \cos(\omega t + \delta - 2\pi/3) + v_c \cos(\omega t + \delta + 2\pi/3))$$

$$v_d = (2/3)(v_a \sin(\omega t + \delta) + v_b \sin(\omega t + \delta - 2\pi/3) + v_c \sin(\omega t + \delta + 2\pi/3))$$

De la même façon pour les courants, on obtient :

$$\begin{cases} v_q = V_m \cos \delta \\ v_d = V_m \sin \delta \end{cases} \quad \begin{cases} i_q = I_m \cos(\delta + \varphi) \\ i_d = I_m \sin(\delta + \varphi) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

En régime synchrone  $\omega_r = \omega$ , ce qui implique que toutes les dérivées dans (II-1) à (II-7) et (I-41,42) sont nulles par conséquent on aura :

- les équations (II-4,5,7) admettent comme solution  $i_{kd} = 0, i_{kq1} = i_{kq2} = 0$ , donc les amortisseurs n'interviennent pas.
- puisqu'il n'y a pas de contact avec le neutre, la composante homopolaire n'existe pas.

En conclusion, pendant le régime établi synchrone, les relations donnant les flux à travers les bobines de l'induit en fonction des courants qui les traversent, ne sont pas affectées par la présence de l'inducteur et des amortisseurs.

## II.2.2 > SIMULATION LES DIFFERENTS TYPES DE COURTS-CIRCUITS

L'effet d'un court-circuit sur les différents courants peut être simulé par l'application à la machine des tensions égales à celles produites par le court\_circuit et qui sont données par :

- Monophasé :  $v = 0$   
 $v_a = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$   
 $v_b = V_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$   
 $v_c = 0$
- Biphassé :  $v = V_m \cos \omega t$   
 $v_b = v_c = (-1/2)v_a$
- Biphassé\_terre :  $v = V_m \cos \omega t$   
 $v_b = v_c = 0$
- Triphasé :  $v_a = v_b = v_c = 0$

On remplace ces tensions pour chaque cas dans les équations différentielles (II-1 à 3) et cela après avoir transféré ces tensions au repère de *PARK* .

## II.3 > ALGORITHME DE SIMULATION

La démarche suivit dans la simulation est la suivante :

- Etape 1: -Choix de la machine à etudier et la lecture de ses paramètres .
- Etape 2: -Calcul des conditions initiales , correspondant à la marche synchrone .
- Etape 3: -Choix du type de court\_circuit à appliquer à la machine , lecture de sa durée, et le temps totale de la simulation  $T_{max}$  .
- Etape 4: -Calcul des nouvelles valeurs des variables d'états (flux,  $w_r, \delta$  ) par l'utilisation de l'algorithme de *RUNGE\_KUTTA* .
- Etape 5: -Impression des résultats .
- Etape 6: -Incrémenter le temps  $t = t + dt$  .
- Etape 7: -Tester , si  $t \leq T_{max}$  aller à l'étape 3 .

En conclusion , on impose à l'alternateur une certaine forme de tension correspondant à un des types de courts\_circuits possibles, et on observe l'évolution des variables d'états .

## II.4 > METHODES NUMERIQUES

Il existe de nombreuses méthodes numériques pour la résolution des équations différentielles (*EULER*, *RUNGE\_KUTTA*, *prédiction et correction d'ADAMS\_BASFORH*,...etc). Dans notre cas on a utilisé la méthode de *RUNGE\_KUTTA* du quatrième ordre parcequ'elle est connue comme étant précise, stable et convergente [7].

### II-4-1 > ALGORITHME DE RUNGE-KUTTA

Le problème consiste en la recherche d'une fonction  $y$  du premier ordre vérifiant :-

$$\begin{cases} y'(t) = F(t, y(t)) & T_0 \leq t \leq T_{\max} \\ y(a) = y_0 & y_0 \text{ donnée} \end{cases}$$

l'algorithme est donc comme suite :

$$y_{i+1} = y_i + (dt/6)(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \quad i=0, \dots, n-1$$

où

$$\begin{cases} K_1 = F(t_i, y_i) \\ K_2 = F(t_i + dt/2, y_i + dtK_1/2) \\ K_3 = F(t_i + dt/2, y_i + dtK_2/2) \\ K_4 = F(t_i + dt, y_i + dtK_3) \end{cases}$$

dt le pas d'intégration .

RESULTATS DE LA SIMULATION

---

### III.1 > RESULTATS DE LA SIMULATION

Concernant l'étude par simulation, les traitements numériques ont porté sur les principaux types de machines :

- alternateur à pôles saillants avec amortisseurs 'machine A'.
- alternateur à pôles saillants sans amortisseurs 'machine B'.
- alternateur à pôles lisses avec amortisseurs 'machine C'.
- alternateur à pôles lisses sans amortisseurs 'machine D'.

Les alternateurs sont supposés initialement en régime permanent synchrone nominale, le couple mécanique de la machine est pris égal à 0.85 pu et la tension d'excitation égale à 1.6 pu et 2.48 pu respectivement pour les machines à pôles saillants et à pôles lisses

#### III.1.1 > Effet de l'instant initial sur les courants de c-c

L'instant initial d'application du défaut a un grand effet sur la forme des courants de courts-circuits, pour cela on a considéré le cas le plus défavorable, l'instant où la tension de l'une des phases en court-circuit passe par zéro allant dans le sens positif ( $v_{as} = 0$  pour les c\_c triphasé et monophasé,  $v_{cs} = 0$  pour les c\_c biphasé et biphasé-terre), ce qui implique que le courant de c\_c comporte une composante apériodique dépendant de l'instant initial d'application du défaut, si le c\_c se produit à  $\theta_0 = 0$ , le courant de la phase 'a' ne comporte pas de composante apériodique par contre dans les phases 'b' et 'c' en comportent une, cela est dû au décalage de  $2\pi/3$  entre les phases |1| |4| |6|. Cela est bien visible en comparant les courbes des courants  $i_a, i_b, i_c$  illustrées dans les figures II.10, 11, 12 dans lesquelles on a varié l'instant initial du c\_c.

On voit bien que pour  $v_{as} = 0$  correspondant à  $\theta_0 = \pi/2$ , on obtient le maximum de décalage dû à la composante continue dans le courant  $i_a$  figure III.10, par contre dans la figure III.11 c'est  $v_c$  qui est nulle, on obtient le maximum de décalage dans  $i_c$ .

### III.1.2 > Contraintes maximales

D'après les tableaux III.1 et III.2 ( annexe B ) , qui résumant toutes les valeurs de pointes pour les différents  $c_c$  correspondants aux quatre types de machines , on peut déduire que :

- pour les courants  $i_a, i_b, i_c, i_{fd}$  et le couple  $T_e$  , c'est la machine à pôles saillants avec amortisseurs 'A' qui a subit les contraintes maximales puis vient la machine 'C' ensuite 'B' en dernier c'est la machine 'D' qui a subit les faibles contraintes .
- pour la variation de vitesse c'est la machine à pôles lisses 'D' qui a subit les contraintes maximales puis c'est la machine 'C' ensuite la machine 'B' enfin c'est la machine 'A' qui a subit les faibles contraintes .

D'après les figures III.25,26,27 et 28 , on peut déduire que le courant homopolaire généré lors d'un  $c_c$  monophasé ou biphasé\_terre est plus important pour la machine à pôles saillants que pour la machine à pôles lisses . Le courant homopolaire du cas monophasé est plus grand que celui du biphasé\_terre , en effet pour ce dernier il ya superposition entre le courant circulant entre phases court\_circuitées et le courant circulant entre le point de contact des deux phases et le neutre ce qui diminue le courant du neutre .

Enfin , on a vu qu'il est intéressant de donner la durée du court\_circuit correspondant à la limite de la stabilité transitoire de la machine , c-à-d après laquelle il ya perte de synchronisme , pour cela on a pris le cas le plus défavorable ( $c_c$  triphasé) . On a obtenu :

- pour la machine à pôles saillants avec amortisseurs , la durée limite correspondant au cas stable est égale à 0.462 s .
- pour la machine à pôles lisses avec amortisseurs , la durée limite correspondant au cas stable est égale à 0.355 s .

Donc , on a intérêt à dimensionner les protections de façon qu'ils interviennent avant que la machine perd son synchronisme .

Comme complément , on a représenté la variation des flux suivant les axes  $d, fd, kd, q$  pour un court\_circuit triphasé (fig III.29,30 ) et aussi l'évolution des courants dans circuits amortisseurs ( fig III.31,32 ) .

### III.1.3 > L'effet du circuit amortisseur .

Lorsqu'un court\_circuit s'établit brusquement aux bornes d'un alternateur excité en charge , l'inducteur , les amortisseurs et toutes les pièces massives du rotor traversés par un flux variable sont le siège de courants induits qui créent des flux s'opposant à la variation qui créent des flux s'opposant à la variation qui leur a donné naissance , ce qui permet un amortissement rapide .

Pour cela , on va montrer leurs influence sur l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine synchrone .  
Suivant le type du court\_circuit , on distingue deux cas :

#### - C-C déséquilibrés :

D'après les tableaux III.1 et 2 (annexe B) et les figures III.2,3-5,6 et 8,9 ,on peut conclure que l'utilisation de la représentation sans amortisseurs donne des résultats optimiste .

#### - C-C équilibré (triphase) :

D'après les tableaux III.1 et 2 (annexe B) et les figures III.11,12 , le problème qui apparait c'est la convergence très lente vers le régime permanent lors du rétablissement de la tension ( ce qui est néfaste pour la stabilité du réseau ) .

Vu les résultats obtenus , il faut diminuer l'effet des amortisseurs de façon à se rapprocher des résultats obtenus pour les c\_c déséquilibrés ( car ils sont les plus probables ) . Pour cela on se propose d'augmenter les résistances des amortisseurs .

Cette augmentation conduit à un comportement de la machine intermédiaire entre le cas avec amortisseurs (résistances faibles) et le cas sans amortisseurs (voir tableaux III.1 et 2 -annexe B) .

Ce résultat est utile pour le constructeur , il lui permettra de faire un bon choix des résistances des amortisseurs de façon à améliorer la stabilité de la machine et à réduire les contraintes maximales (électro-mécaniques) qui lui sont imposées .



### III.1.4 > CONCLUSIONS

L'exploitation des résultats de la simulation nous a permis l'analyse de l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour chaque types de court\_circuit .

On a mis en évidence la présence d'une composante apériodique dans les courants statoriques , qui dépend de l'instant initial du court-circuit et qui est dû au fait , que le flux ne peut pas subir un changement instantané . |6| |4|

On a aussi donné une comparaison portant sur les contraintes maximales (électro-mécaniques) entre les quatre types de machines

En dernier , on a vu l'influence des amortisseurs sur le degré de stabilité de la machine et les contraintes maximales qui lui sont imposées .

On a aussi introduit l'effet des résistances des amortisseurs .

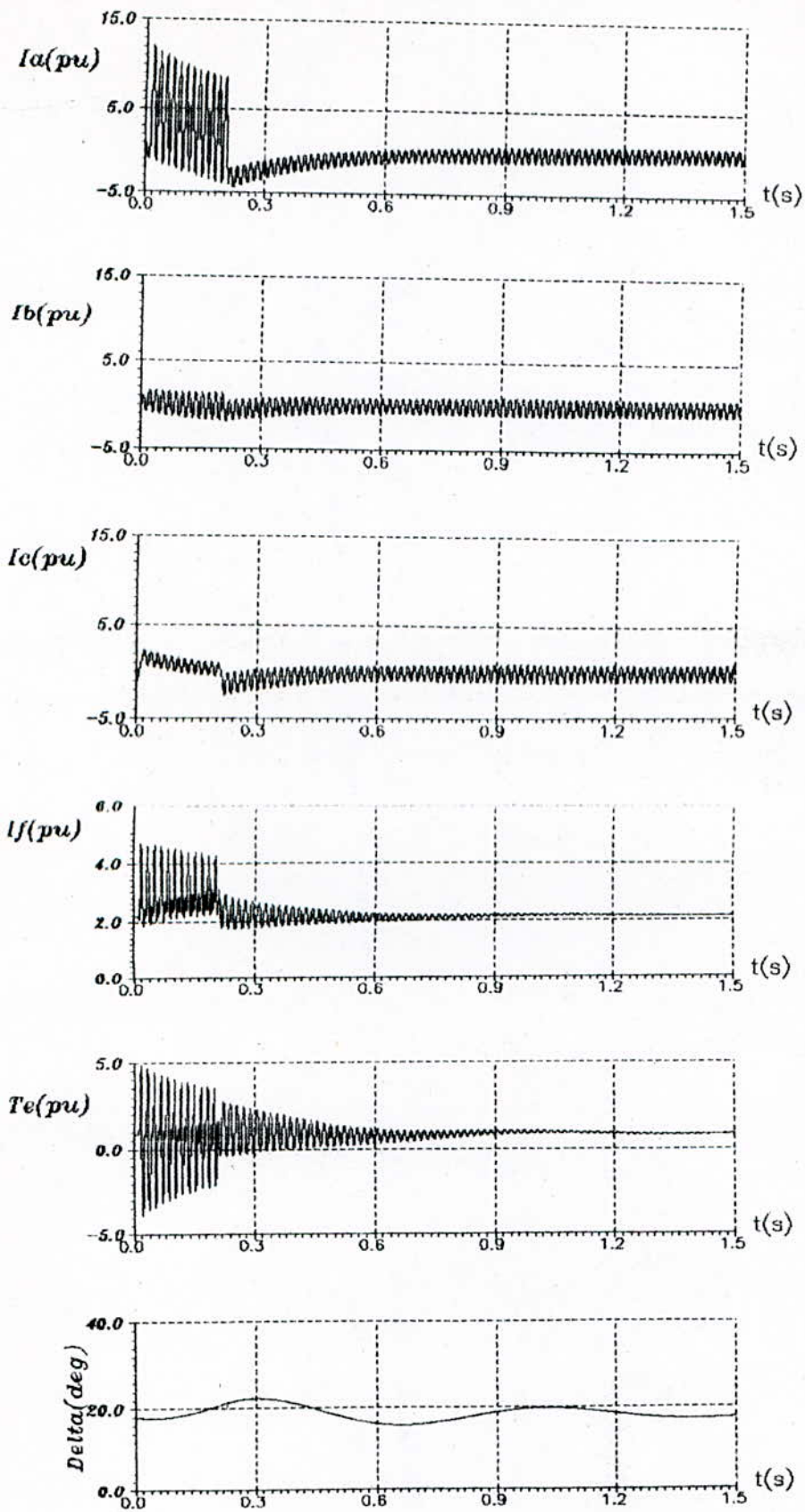


Figure III.1 C-Circuit monophasé de 0.2 s, Alternateur à pôles saillants avec amortisseurs.

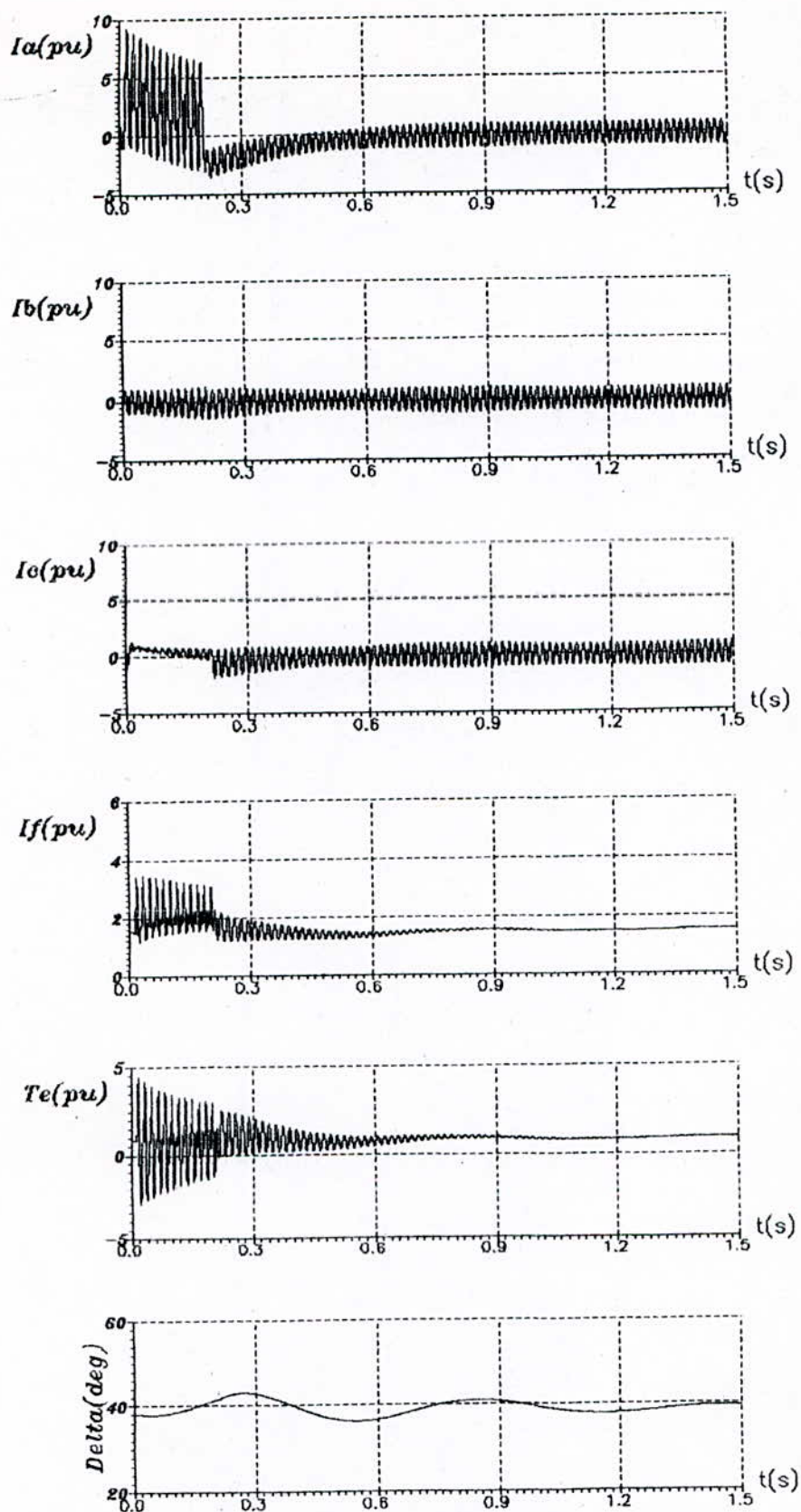


Figure III.2 C Circuit monophasé de 0.2 s, Alternateur à pôles lisses avec amortisseurs.

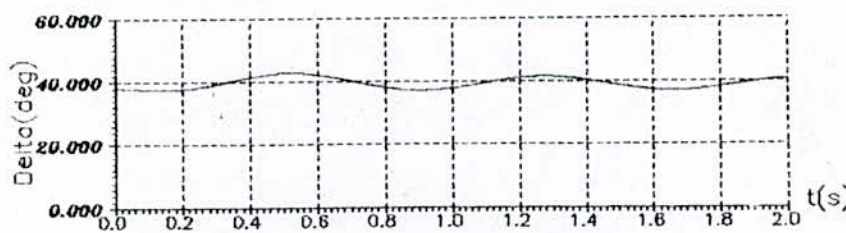
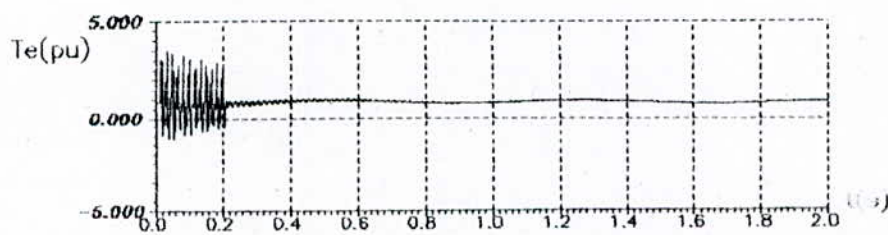
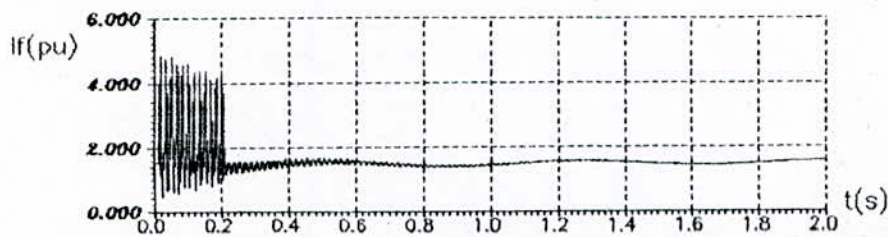
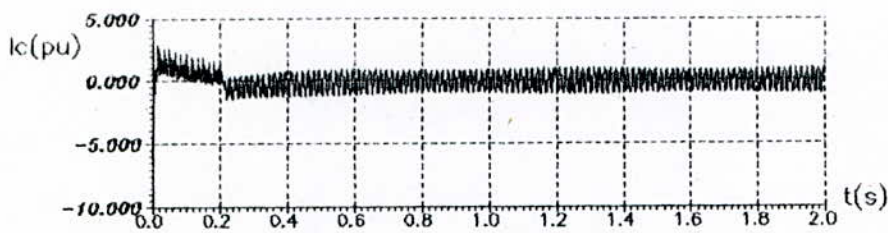
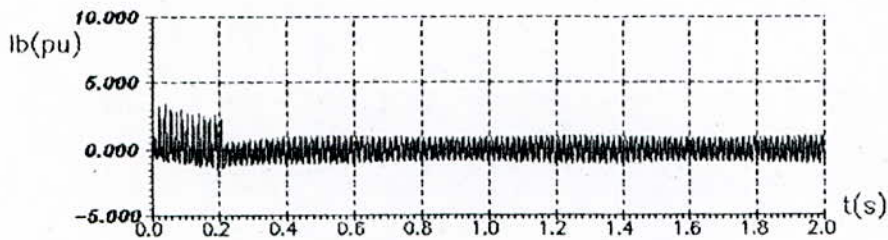
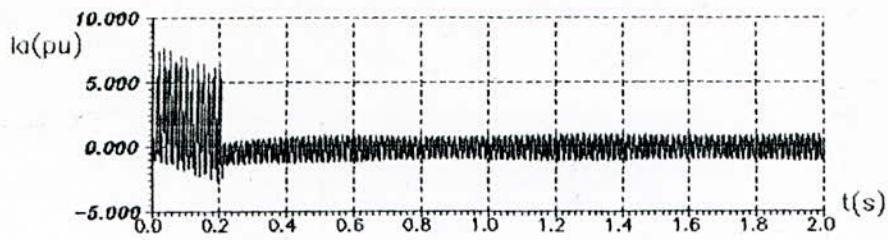


Figure III.3 C-Circuit monophasé de 0.2 s Alternateur à pôles lisses sans amortisseurs.

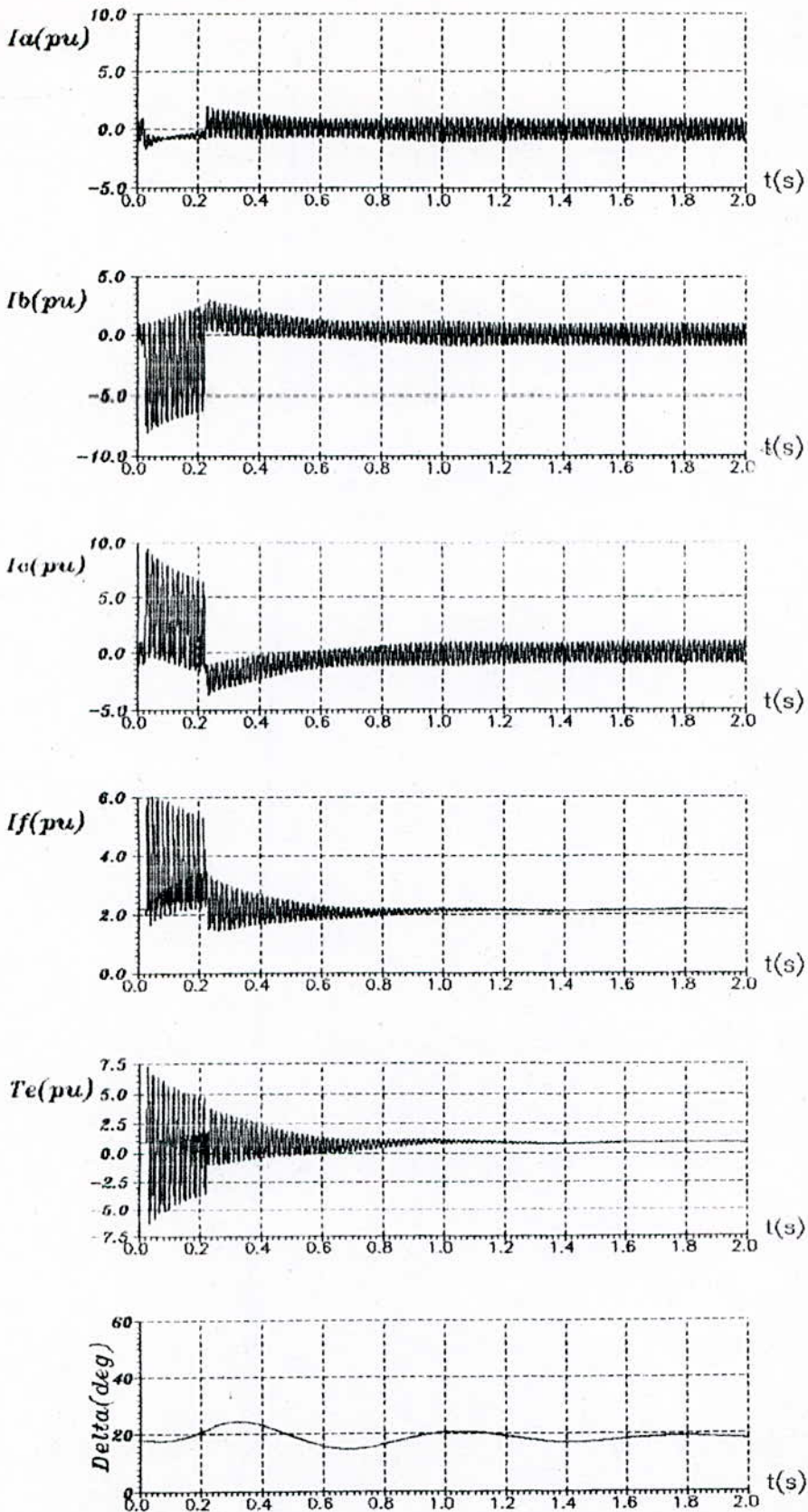


Figure III. 4 C-Circuit biphasé de 0.2 s. Alternateur à pôles saillants avec amortisseurs.

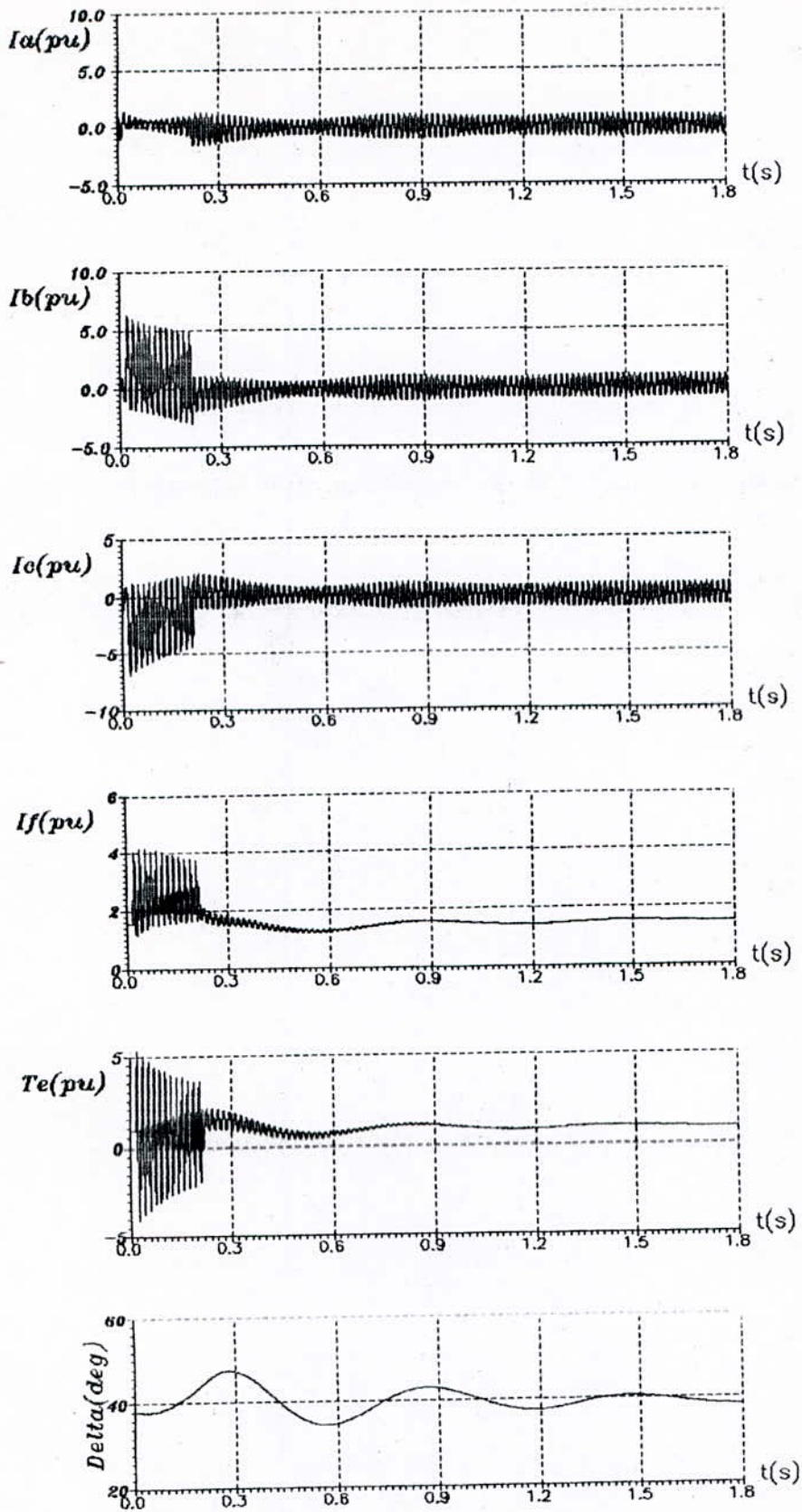


Figure III.5C Circuit biphasé de 0.2 s, Alternateur à pôles lisses avec amortisseurs.

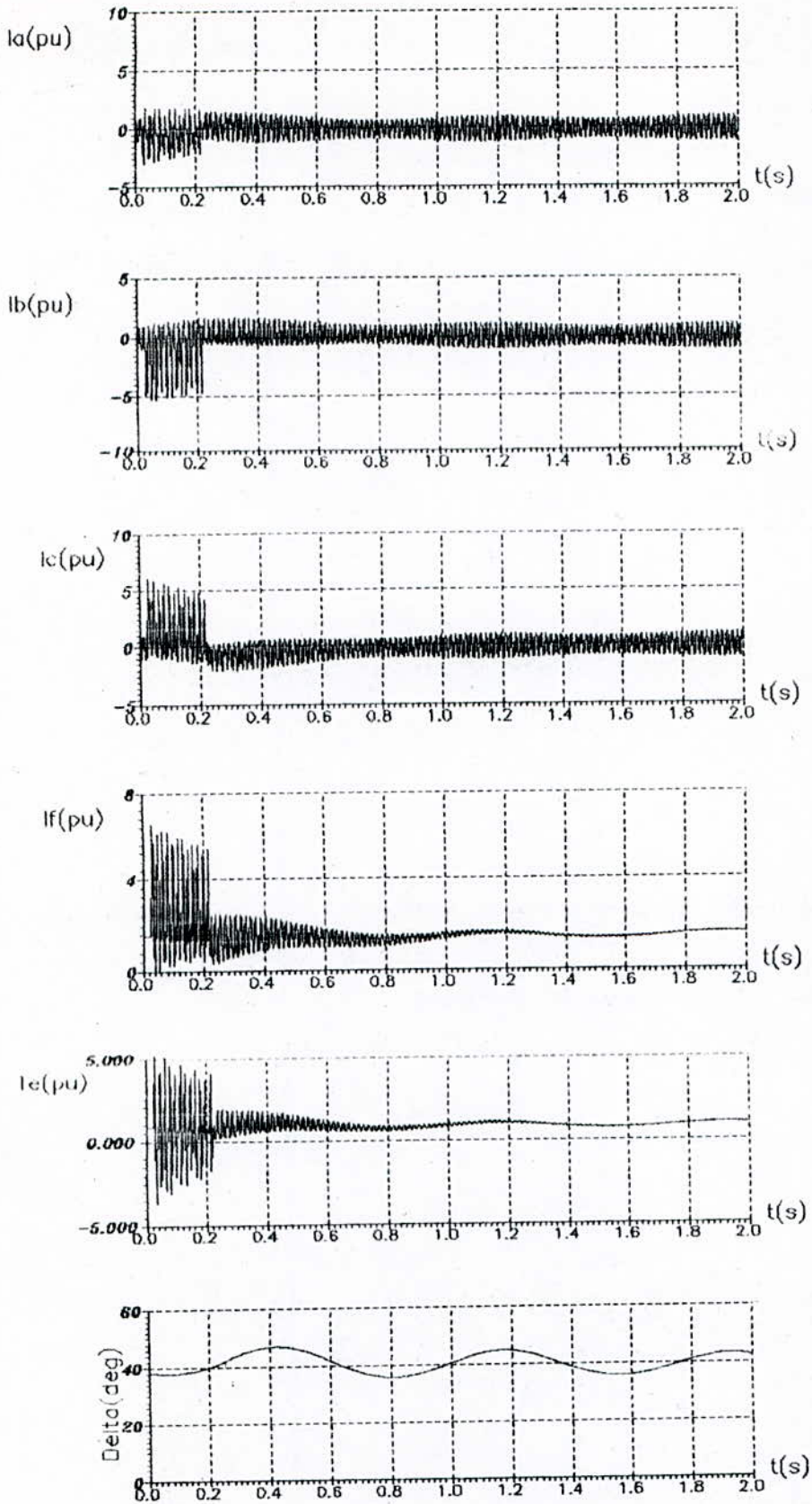


Figure III.6 C-Circuit biphase de 0.2 s, Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.

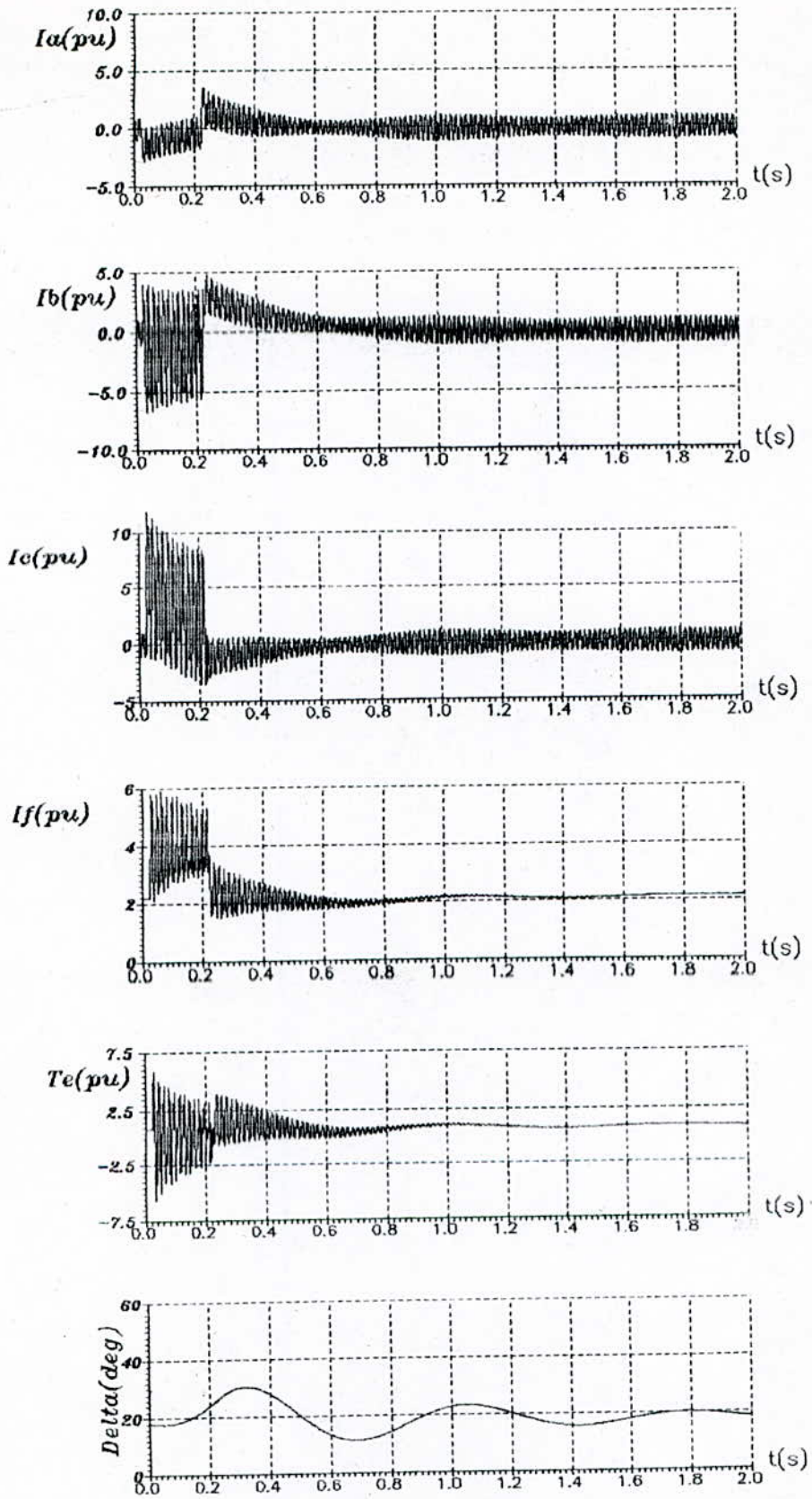


Figure III.7 C-Circuit biphase-terre de 0.2 s, Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.



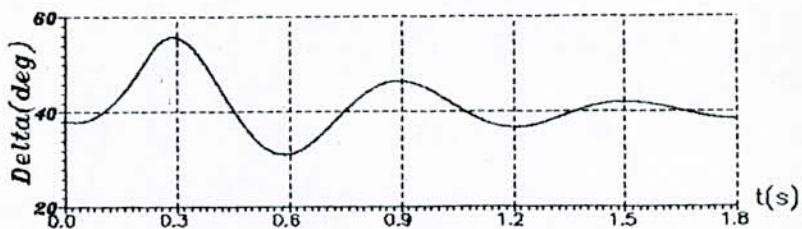
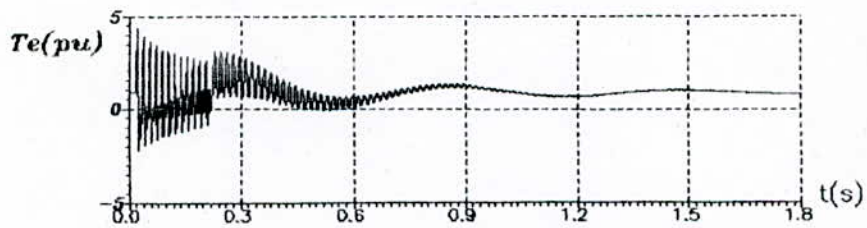
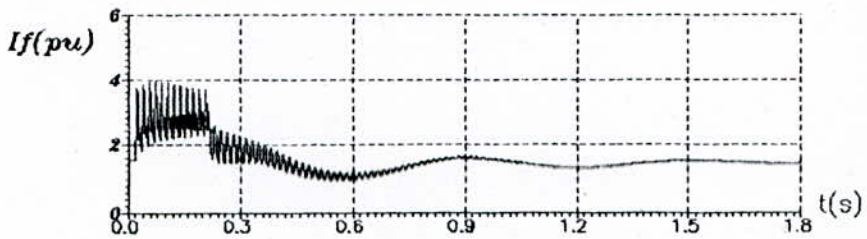
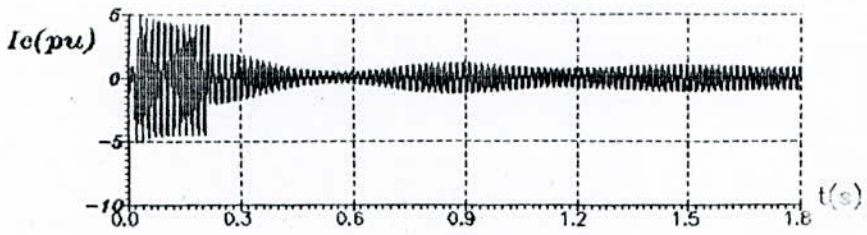
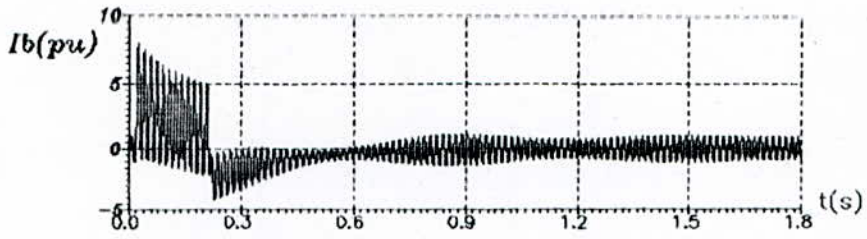
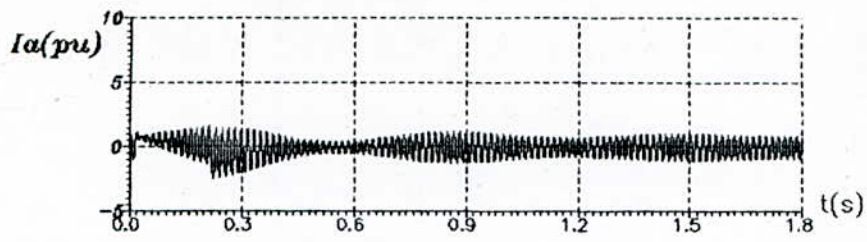


Figure III. 8 C Circuit biphas-terre de 0.2 s .Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

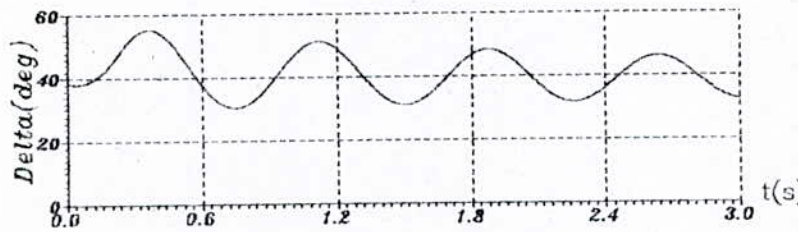
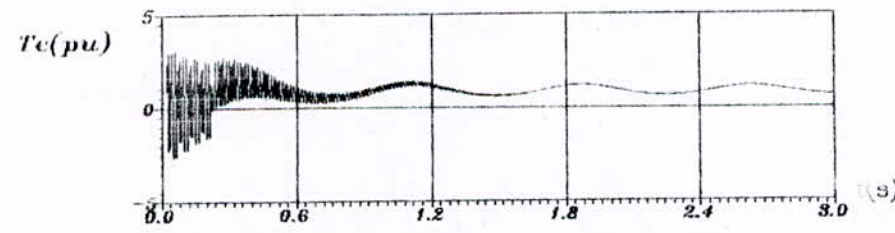
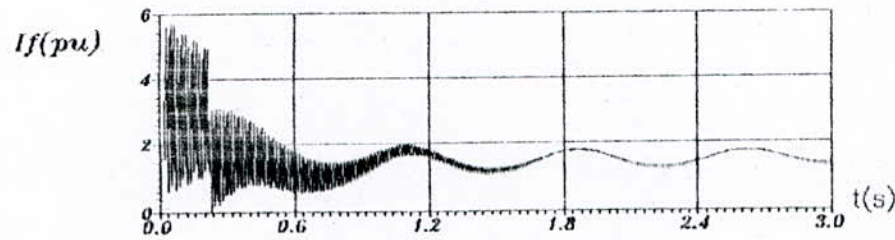
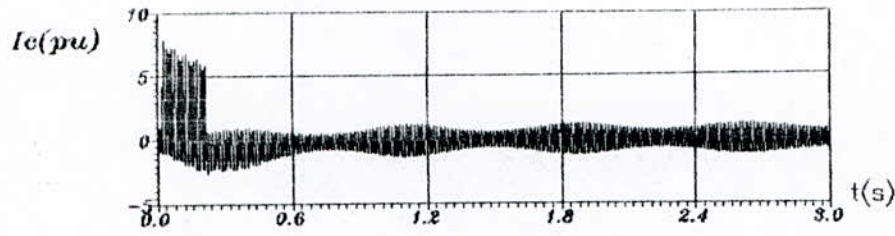
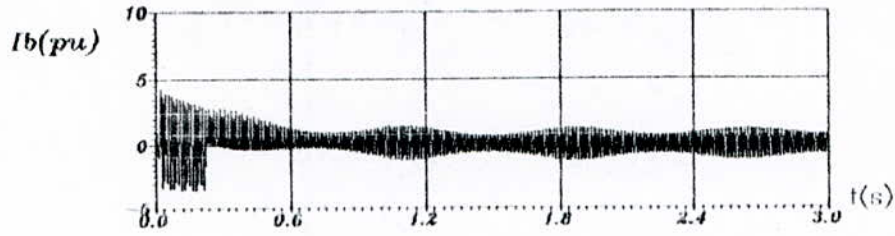
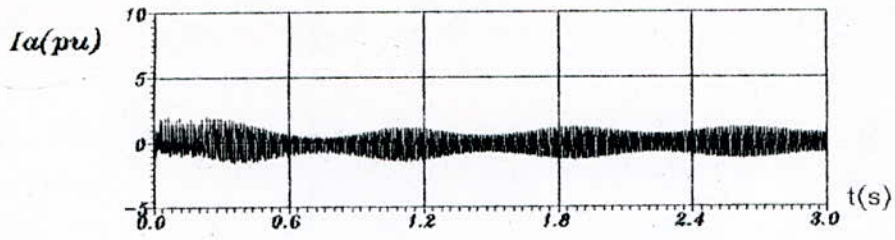


Figure III. 9 C-Circuit biphas-terre de 0.2 s, Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.

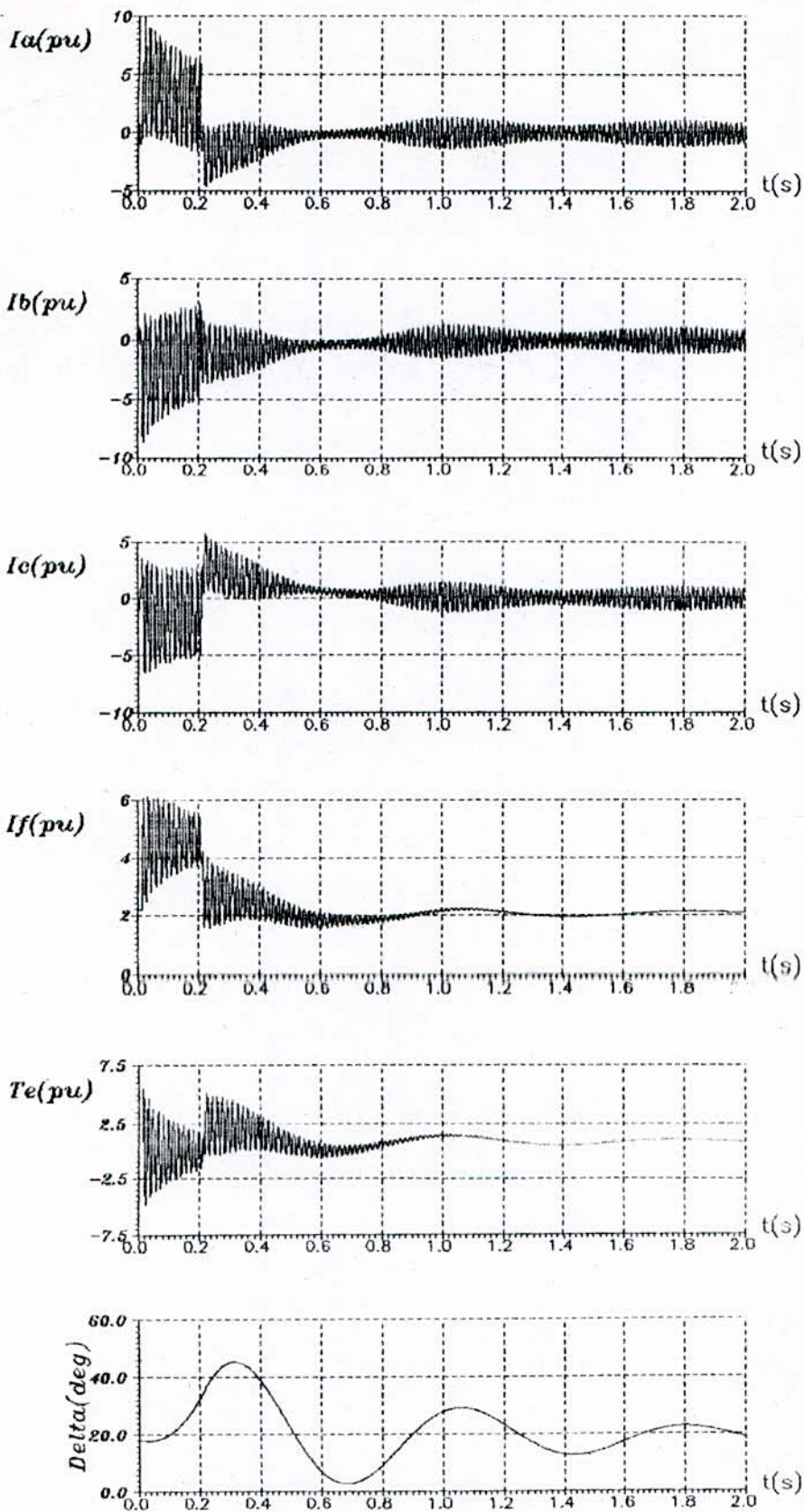


Figure III.10 C-Circuit triphase de 0.2 s, Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

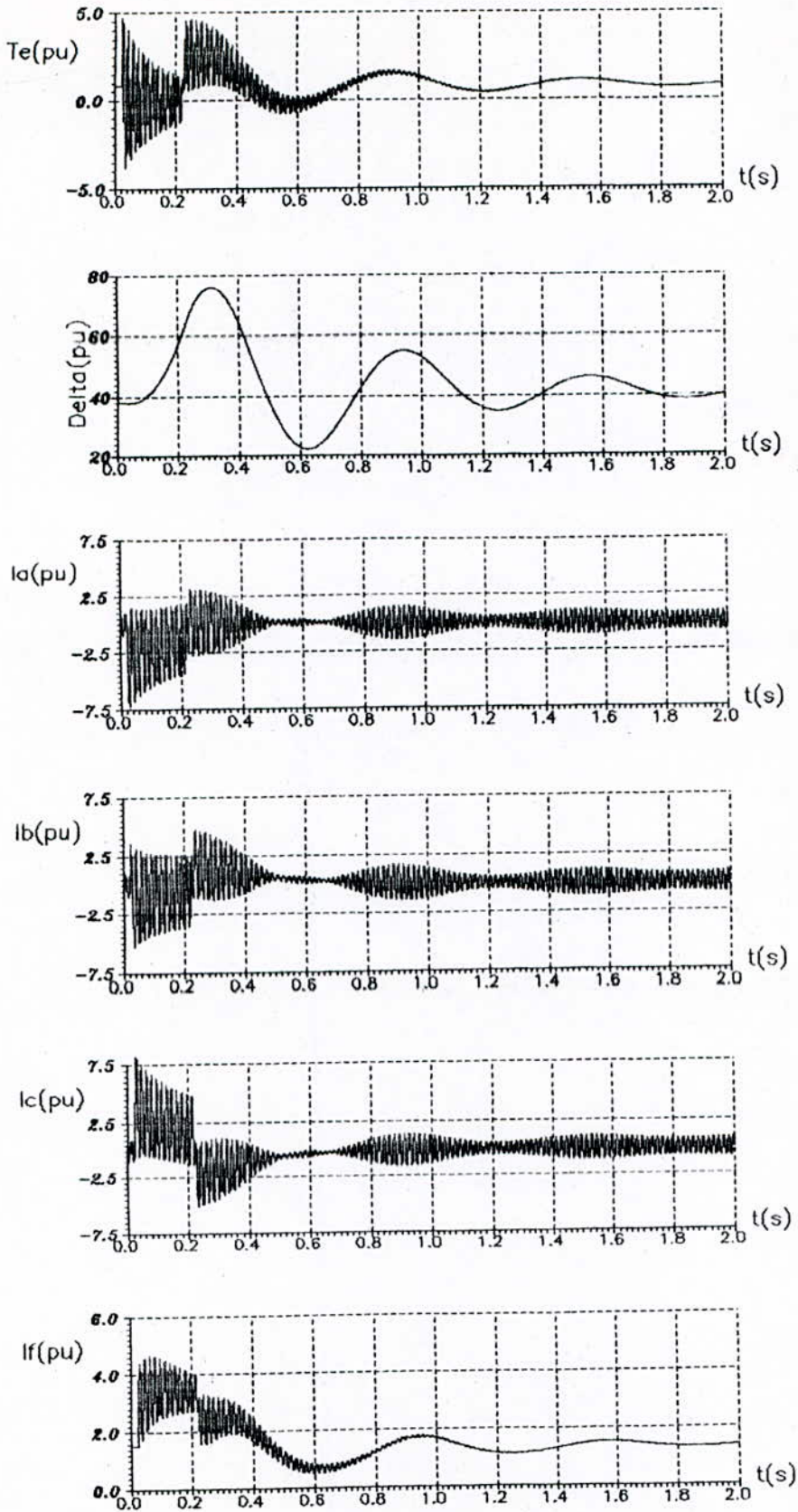


Figure III. 11 C-Circuit triphase de 0.2 s ,alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

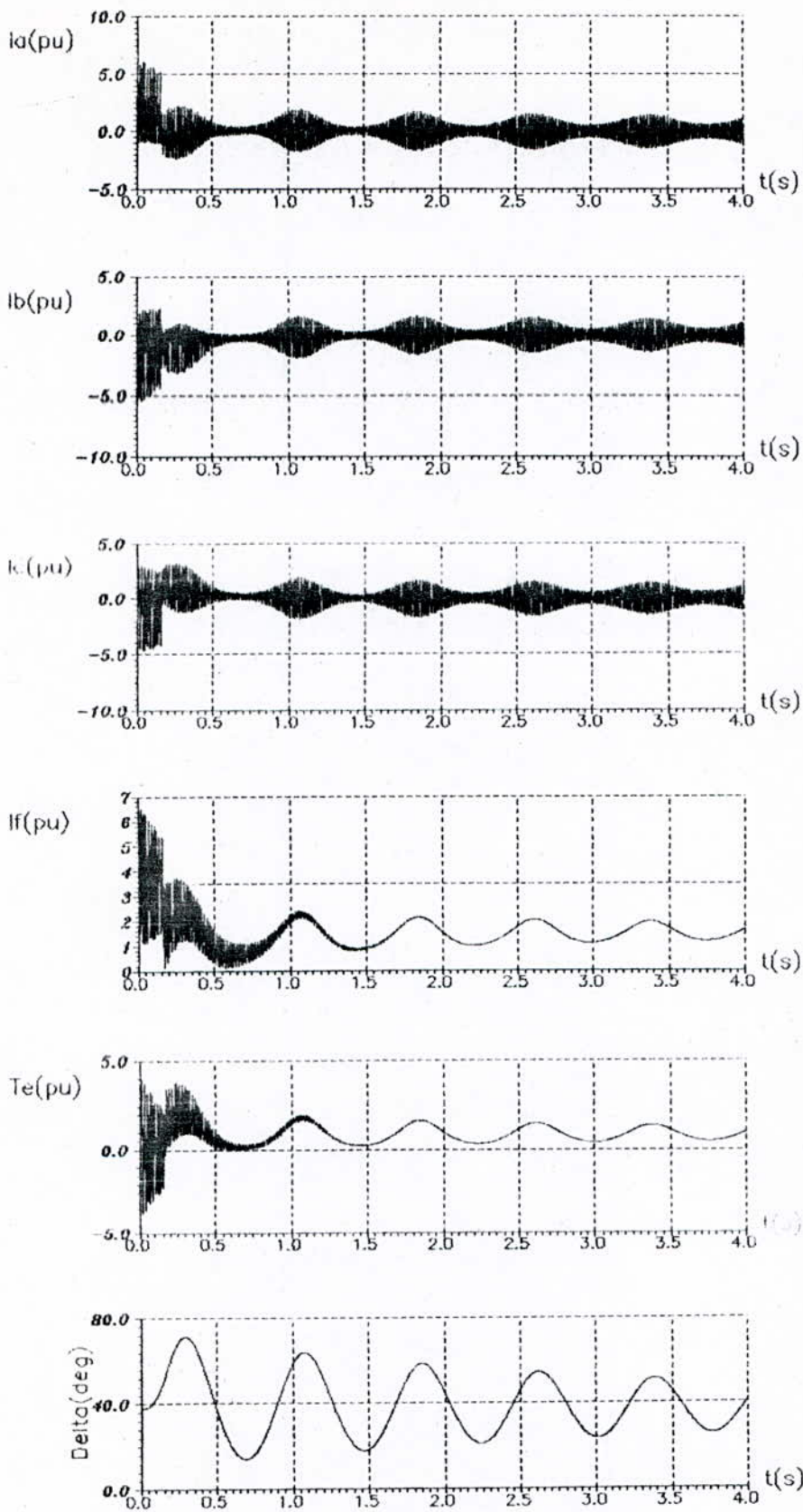


Figure III.12 C-Circuit triphase de 0.15 s, Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.

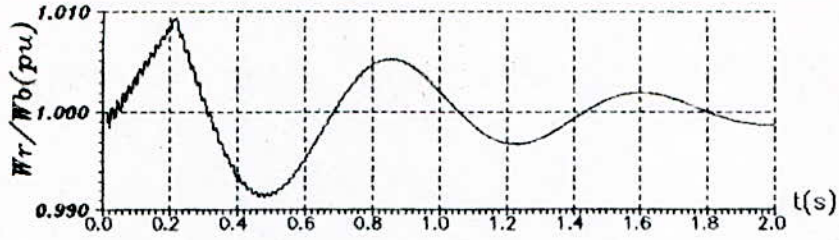


Figure III.22 C-Circuit triphase de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

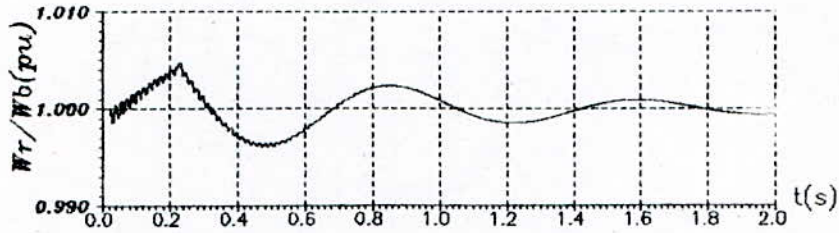


Figure III.19 C-Circuit biphas-terre de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

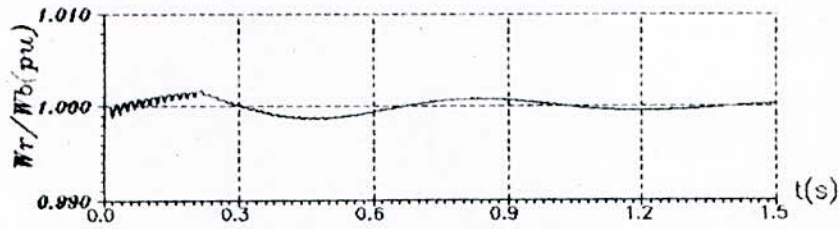


Figure III.13 C-Circuit monophas de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

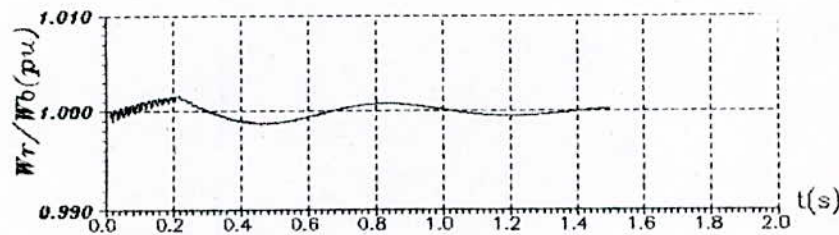


Figure III.16 C-Circuit biphas de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

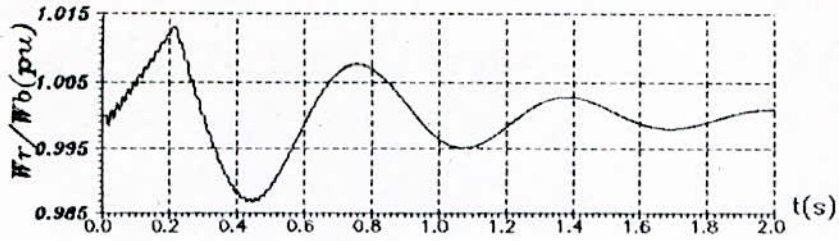


Figure III.23C-Circuit triphase de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

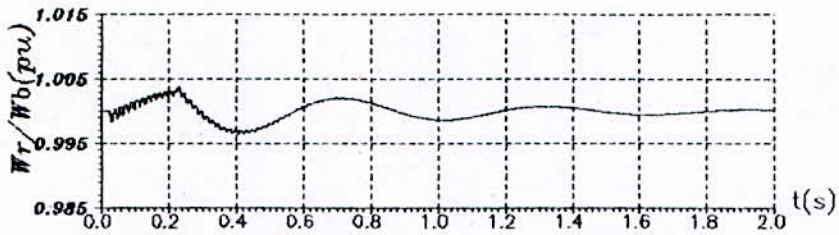


Figure III.17C-Circuit biphasé de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

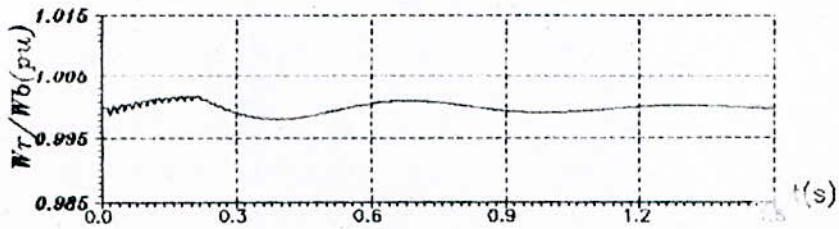


Figure III.14 C-Circuit monophasé de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

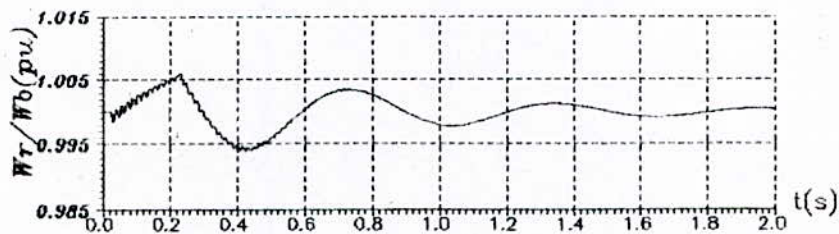
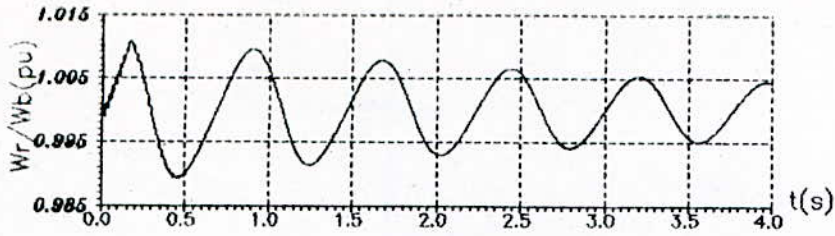
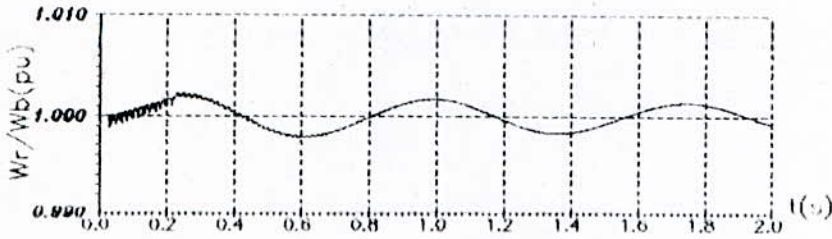


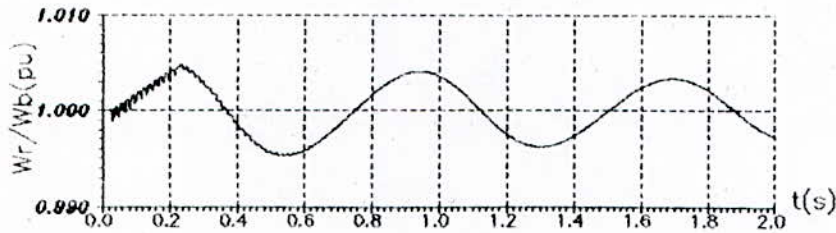
Figure III.20C-Circuit biphasé-terre de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.



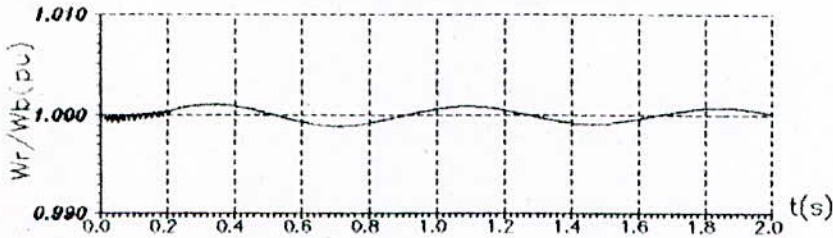
**Figure III.24** C-Circuit triphase de 0.15 ,Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.



**Figure III.18** C-Circuit biphasé de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.



**Figure III.21** C-Circuit biphasé-terre de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.



**Figure III.15** C-Circuit monophasé de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses sans amortisseurs.



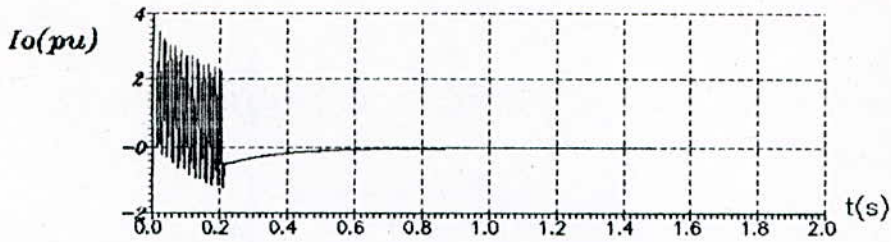


Figure III.26 C-Circuit monophasé de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

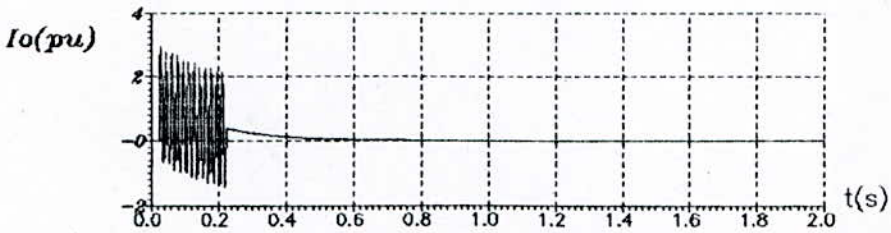


Figure III.28 C-Circuit biphasé-terre de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

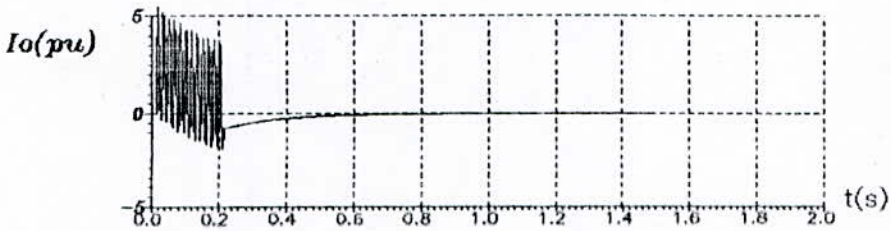


Figure III.25 C-Circuit monophasé de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

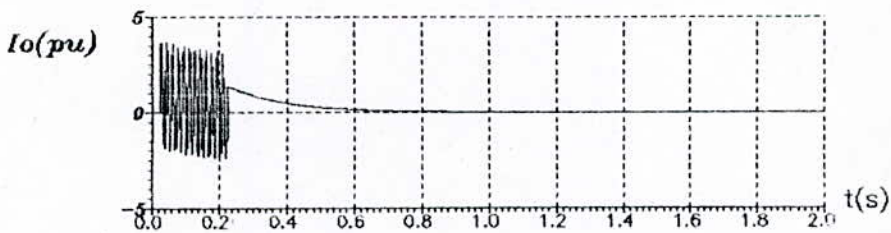


Figure III.27 C-Circuit biphasé-terre de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

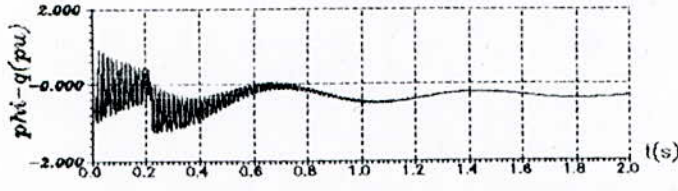
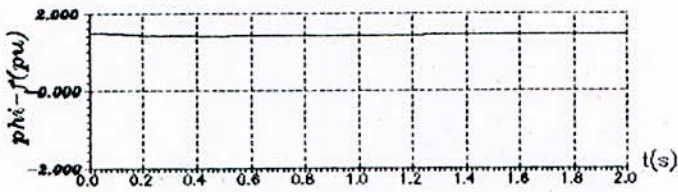
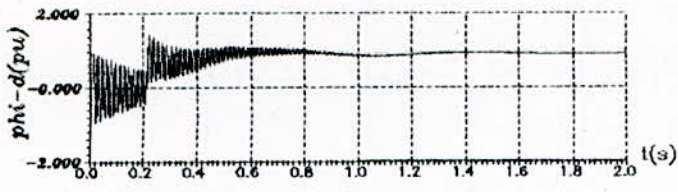


Figure III.29C-Circuit triphase de 0.2 s, Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.

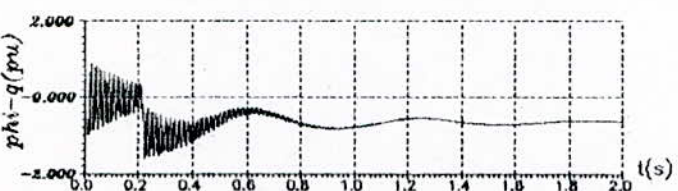
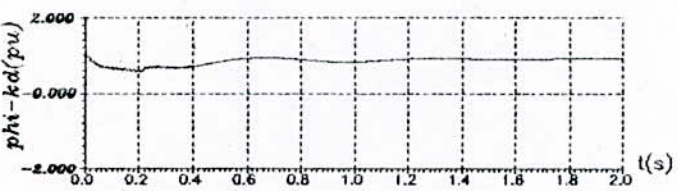
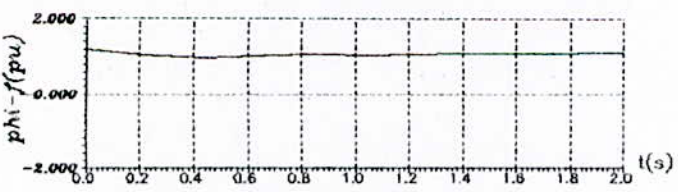
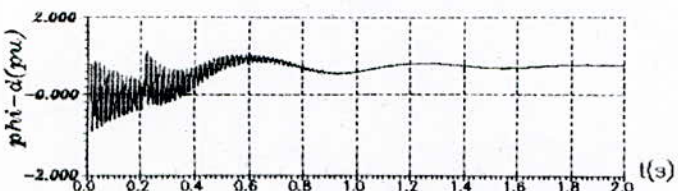
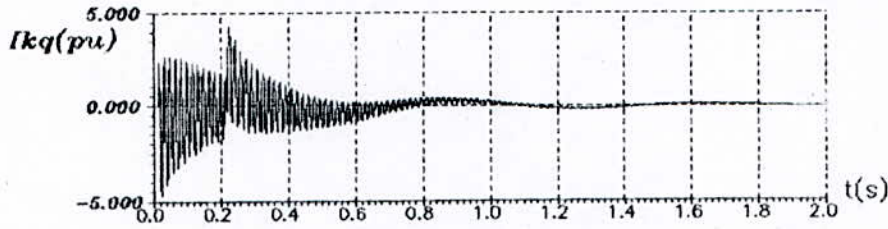
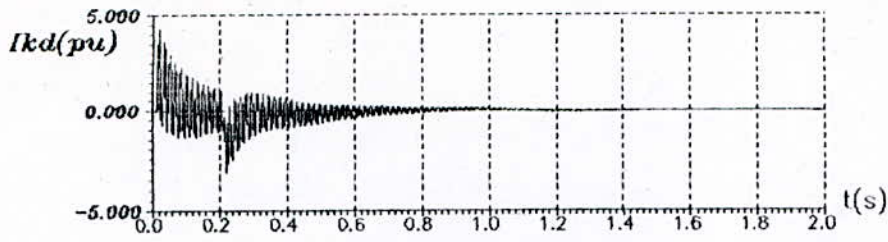
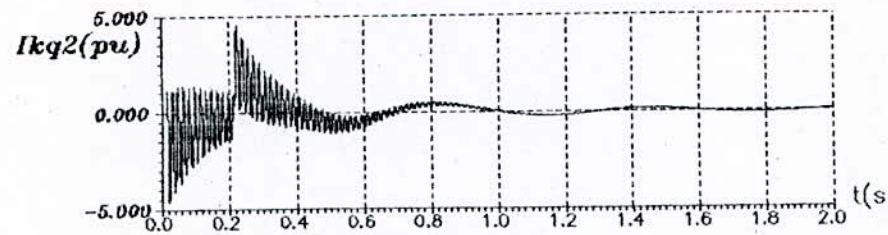
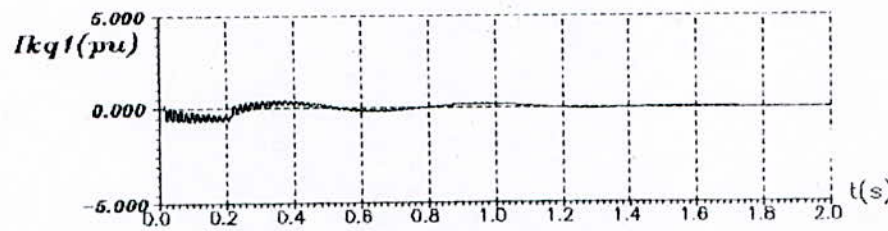
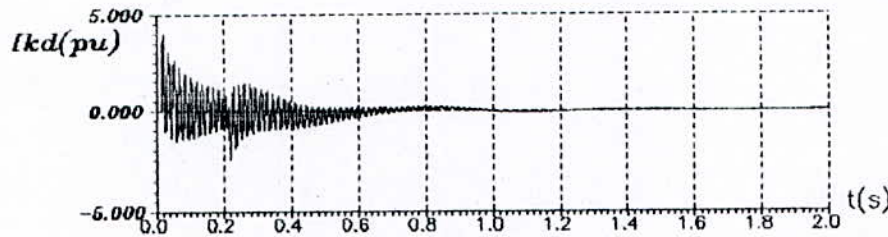


Figure III.30C-Circuit triphase de 0.2 s, Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.



**Figure III.31** C-Circuit triphase de 0.2 s ,Alternateur a poles saillants avec amortisseurs.



**Figure III.32** C-Circuit triphase de 0.2 s ,Alternateur a poles lisses avec amortisseurs.

CONCLUSIONS

Ce projet, nous a permis d'étudier les différents régimes de fonctionnement transitoires d'un générateur synchrone couplé sur un réseau de puissance infinie .

L'évolution temporelle des grandeurs caractéristiques du système est représenté par des équations différentielles non linéaires , par conséquent leurs résolution analytique est impossible .

Pour cela , on a recouru à une méthode numérique .

La simulation est faite pour chaque types de court\_circuit , et l'analyse des résultats obtenus a permis la connaissance de l'influence de certains paramètres de la machine sur les contraintes maximales (électro-mécaniques) et la stabilité transitoire de la machine .

Comme complément à ce projet , il serait souhaitable d'étudier les courts\_circuits pour un réseau à deux machines , ce qui va permettre l'estimation des contraintes maximales imposer aux différents organes du réseau et de son degré de stabilité .

ANNEXES

## ANNEXE A

Les paramètres des machines utilisées sont :

- Les paramètres de la machine à pôles saillants sont :

Puissance apparente  $S_n=325$  MVA      Tension composée  $U_n=20$  kV

$\cos\varphi = 0.85$       pôles = 64

$N = 112.5$  tr/min       $J = 35.1E6$  J.S<sup>2</sup>

Paramètres en (PU)

$r_s = 0.0019$

$X_{ls} = 0.12$

$X_q = 0.480$

$r'_{kq} = 0.0136$

$X'_{lkq} = 0.1029$

$X_d = 0.850$

$r'_{fd} = 0.00041$

$X'_{lfd} = 0.2049$

$r'_{kd} = 0.0141$

$X'_{lkd} = 0.160$

- Les paramètres de la machine à pôles lisses sont :

Puissance apparente  $S_n=835$  MVA      Tension composée  $U_n=26$  kV

$\cos\varphi = 0.85$       pôles = 2

$N = 3600$  tr/min       $J = 0.0658E6$  J.S<sup>2</sup>

Paramètres en (PU)

$r_s = 0.003$

$X_{ls} = 0.19$

$X_q = 1.8$

$r'_{kq1} = 0.00178$

$X'_{lkq1} = 0.8125$

$r'_{kq2} = 0.00841$

$X'_{lkq2} = 0.0939$

$X_d = 1.8$

$r'_{fd} = 0.000929$

$X'_{lfd} = 0.1414$

$r'_{kd} = 0.01334$

$X'_{lkd} = 0.08125$

## ANNEXE B

Tableau III.1

en pu	machine 1-a				machine 1-b				machine 1-c			
	Trip	Bi.T	Biph	Mono	Trip	Bi.T	Biph	Mono	Trip	Bi.T	Biph	Mono
$i_{am}$	10.9	3.5	-1.7	12.1	8.8	-2.9	-2.6	11.4	7.6	-1.9	-2.1	10.5
$i_{bm}$	-7.1	-8.5	-8.1	-1.8	-6.7	-7.1	-6.7	1.9	-5.5	-6.7	-6.6	4.1
$i_{cm}$	-8.4	11.5	9.5	-2.9	-6.7	10.7	9.1	3.3	-6.5	9.2	7.0	3.4
$i_{fdm}$	6.2	6.0	6.0	4.7	6.9	6.6	6.5	5.1	7.5	7.5	7.5	5.7
$T_{em}$	5.5	6.1	7.3	4.9	5.3	6.0	7.1	4.5	4.4	4.9	5.7	3.
$w_r/w_b$ *	1009	1005	1003	1001	1003	1003	1006	1002	1010	1005	1004	1002
$\delta_m$	44.5	29.9	24.4	22.4	22.7	27.1	33.1	22.3	53.7	35.6	29.4	24.4
$i_o$	—	3.2	—	5.3	—	3.2	—	5.3	—	3.2	—	5.3

Tableau III.2

en pu	machine 2-a				machine 2-b				machine 2-c			
	Trip	Bi.T	Biph	Mono	Trip	Bi.T	Biph	Mono	Trip	Bi.T	Biph	Mono
$i_{am}$	8.4	-1.5	-1.6	9.3	7.4	-1.9	-1.8	8.5	6.4	2.6	2.6	7.7
$i_{bm}$	-5.9	-6.7	-6.9	-1.3	-5.5	-5.9	-6.0	-1.3	-4.8	-5.3	-6.1	3.8
$i_{cm}$	-6.7	9.2	7.7	1.2	-5.4	8.5	7.3	1.5	-5.6	7.4	5.9	2.4
$i_{fdm}$	4.7	4.5	4.4	3.4	5.9	5.7	5.6	4.1	6.6	6.5	6.7	4.9
$T_{em}$	4.7	5.3	6.4	4.3	4.5	5.0	6.2	4.0	0	4.6	5.8	3.4
$w_r/w_b$ *	1013	1006	1004	1002	1009	1002	1004	1002	1014	1005	1002	1001
$\delta_m$	75.3	54	46.8	43.1	59.4	43.7	46.7	42.3	84.6	55.2	47.1	42.9
$i_o$	—	2.1	—	3.3	—	2.1	—	3.3	—	2.1	—	3.3

\* : indique que ( $w_r/w_b$ ) doit être multiplié par  $10^{-3}$ .

machine i-j : est défini comme suit :

i correspond aux types de machine utilisée tels que :

- i=1 : cas de la machine à pôles saillants .
- i=2 : cas de la machine à pôles lisses .

j correspond aux types d'amortisseurs utilisée tels que :

- j=a : cas de la machine i avec amortisseurs .
- j=b : cas de la machine i avec les résistances des amortisseurs sont multipliées par 10 .
- j=c : cas de la machine i sans amortisseurs .



BIBLIOGRAPHIE

## BIBLIOGRAPHIE

\* \* \* \*

- |1 | -P.C.Krause ,Analysis of electric machinery .,  
Ed :Mc Graw-Hill (1987) .
- |2 | -P.Barret ,Régimes transitoires des machines tourantes  
électriques .Ed :Eyrolles (1982) .
- |3 | -J.Lesenne,F.Notelet,G.Seguirer ,Introduction à  
l'électrotechnique approfondie ,  
Ed :Technique et documentation (1981) .
- |4 | -G.Seguirer,F.Notelet ,Electrotechnique industrielle ,  
Ed :Technique et documentation (1980) .
- |5 | -A.A.Abdelrazek ,Contribution à l'étude des régimes  
déséquilibrés des machines synchrones ,  
Thèse docteur d'état es-sciences ,Gronoble (1976) .
- |6 | -A.Fouille ,Electrotechnique à l'usage des ingénieurs (t II)  
Ed :Dunod (1980) .
- |7 | -F.Scheid ,Analyse numérique  
Ed :Mc Graw-Hill (1986) .