

M0033/9BA

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

المركز الوطني  
المكتبة - المكتبة  
BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

# THESE DE MAGISTER

Présentée par :  
Hammoud RADJEL

## THEME

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES :  
COMPARAISON ENTRE ESSAIS PRATIQUES  
ET MODELES NUMERIQUES.

Le 15 novembre 1993

### JURY

M.E. ZAIM

A. BENSENOUCI

O. TOUHAMI

A. HELLAL

A. MEKHALDI

M. GHEZAILI

Maître de conférence ENP

Maître de conférence ENP

Chargé de cours ENP

Ph.D, ENP

Chargé de cours ENP

Ph.D UER Sonelgaz

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Invité

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES ELECTRIQUES



# THESE DE MAGISTER

Présentée par :  
**Hammoud RADJEL**

## THEME

**MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES :  
COMPARAISON ENTRE ESSAIS PRATIQUES  
ET MODELES NUMERIQUES.**

Le 15 novembre 1993

### JURY

M.E. ZAIM	Maître de conférence ENP	Président
A. BENSENOUCI	Maître de conférence ENP	Rapporteur
O. TOUHAMI	Chargé de cours ENP	Examineur
A. HELLAL	Ph.D, ENP	Examineur
A. MEKHALDI	Chargé de cours ENP	Examineur
M. GHEZAILI	Ph.D UER Sonelgaz	Invité

DEDICACE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

à ma mère,

à ma mère,

à ma mère,

à mon père.

## AVANT-PROPOS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du Département Génie-électrique à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (E.N.P) et au Laboratoire des Courants Forts à l'Université Catholique de Louvain La Neuve (U.C.L) en Belgique.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à:

Monsieur M.E. ZAIM, Maître de Conférence à l'E.N.P, pour avoir accepté de présider le Jury et pour les critiques judicieuses qu'il m'a transmises, après la lecture de cette thèse.

Monsieur A. BENSENOUCI, Maître de Conférence à l'E.N.P, qui a dirigé ce travail, pour l'aide et les conseils qu'il m'a prodigués et pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de sa réalisation.

Messieurs F. LABRIQUE et G. LABBE Professeurs à l'U.C.L, pour m'avoir accueilli dans leur Laboratoire et qui, par leur aide constante et très précieuse, m'ont permis de mener à bien le travail que j'ai effectué lors de mon séjour de stage.

Je remercie également:

Monsieur A. HELLAL, Ph.D, Directeur du Laboratoire de Réseaux Electriques à l'E.N.P pour sa totale disponibilité à mon égard, pour ses conseils indispensables et ses encouragements.

Monsieur O. TOUHAMI, Chargé de Cours à l'E.N.P, pour avoir accepté de faire partie du Jury et pour les échanges de vues forts intéressants que nous avons eus.

Monsieur A. MEKHALDI, Chargé de Cours à l'E.N.P pour avoir accepté de juger ce travail en faisant partie du Jury de soutenance.

Messieurs M. GHEZAILI et M. Redjah attachés de recherche à Sonelgaz, qui ont favorablement répondu à notre invitation pour nous honorer de leur présences parmi les membres du Jury.

Je voudrai aussi adresser mes sentiments de gratitude à tous les enseignants du département de Génie-électrique, particulièrement O. Stihi Responsable du centre de calcul, ainsi que les collègues et les amis pour leur sollicitude dévouée, leurs encouragements et l'ambiance chaleureuse qu'il n'ont cessé de créer autour de moi.

Mes remerciements vont également aux responsables du projet PNUD qui a financé mon stage, particulièrement le professeur BALI, Directeur de ce projet à l'E.N.P pour ces facilités administratives.

Ainsi Je dois remercier tous les Professeurs, les Assistants, les Chercheurs et les Techniciens du Laboratoire des Courants Forts à l'U.C.L pour toutes les facilités qu'ils m'ont offertes durant mon séjour du stage.

H. RAJELI

# TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE.....	1
1 POSITION DU PROBLEME.....	1
2 SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE.....	2
3 PLAN DU TRAVAIL.....	5

CHAPITRE 1	DESCRIPTION ET MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES.....	6
	1.1 INTRODUCTION.....	6
	1.2 DEFINITION DU MODELE DE REFERENCE.....	6
	1.3 CALCUL DES COEFFICIENTS DE LA MATRICE CONSTITUTIVE.....	11
	1.3.1 Inductances propres statoriques.....	11
	1.3.2 Inductances mutuelles stator-stator..	13
	1.3.3 Inductances mutuelles stator-rotor..	15
	1.3.4 Inductances propres rotoriques.....	15
	1.4 TRANSFORMATION DE PARK.....	16
	1.5 EQUATIONS DE PARK.....	17
	1.6 SYSTEME PER-UNIT.....	19

CHAPITRE 2	SCHEMAS EQUIVALENTS DES MACHINES SYNCHRONES..	24
	2.1 INTRODUCTION .....	24
	2.2 COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE DES CIRCUITS ELECTRIQUES.....	24
	2.3 SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	27
	2.3.1 Schéma équivalent selon l'axe d....	28
	2.3.2 Schéma équivalent selon l'axe q....	35
	2.4 SCHEMAS EQUIVALENTS POUR UNE MACHINE A PLUSIEURS ENROULEMENTS AMORTISSEURS SUR UN MEME AXE.....	36

2.5 COMPARAISON AVEC D'AUTRES FORMES DE SCHEMAS EQUIVALENTS DES MACHINES SYNCHRONES..... 39

2.6 CONCLUSION..... 41

CHAPITRE 3

ESSAIS PRATIQUES ET SIMULATION NUMERIQUE..... 42

3.1 INTRODUCTION..... 42

3.2 ESSAIS PRATIQUES..... 42

3.3 SIMULATION NUMERIQUE..... 45

    3.3.1 Régime permanent..... 48

    3.3.2 Traitement numérique des équations.. 50

3.4 RESULTATS..... 52

    3.4.1 Court-circuit triphasé équilibré.... 53

    3.4.2 Court-circuit non symétrique.....56

3.5 COMPARAISON DES RESULTATS..... 61

3.6 INFLUENCE DU SYSTEME D'EXCITATION..... 64

3.7 CONCLUSION..... 65

CHAPITRE 4

AMELIORATION DES RESULTATS..... 67

4.1 INTRODUCTION..... 67

4.2 MODELE DE CANAY..... 67

4.3 MODELE DIRECT..... 72

4.4 MODELE AMELIORE..... 76

    4.4.1 Interpretation physique..... 82

4.5 DEMARRAGE EN ASYNCHRON..... 84

4.6 CONCLUSION..... 88

CHAPITRE 5

LES MODELES SIMPLIFIES..... 89

5.1 INTRODUCTION..... 89

5.2 PRINCIPE DES MODELES SIMPLIFIES..... 89

5.3 MODELE DE CINQUIEME ORDRE (B)..... 91

5.4 MODELE REDUIT SANS AMORTISSEURS.....93

5.4.1 Modèle réduit (G)..... 94

5.4.2 Modèle réduit (C)..... 97

5.5 MODELE REDUIT DU DEUXIEME ORDRE (D).... 99

5.5 CONCLUSION.....102

CONCLUSION GENERALE..... 103

REFERENCES..... 106

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

## ***INTRODUCTION GENERALE***



## 1. POSITION DU PROBLEME

L'étude d'un système dynamique nécessite un modèle mathématique adéquat au problème étudié afin de faciliter le calcul et l'analyse. Ainsi il est déconseillé d'utiliser un seul modèle pour tous les types de problèmes.

Les modèles des systèmes dynamiques dépendent, en particulier;

- du type d'oscillation (haute ou basse fréquence)
- de l'intensité de la perturbation appliquée
- de la taille du système étudié.

Sachant que la dynamique d'un réseau électrique est régie par les machines synchrones interconnectées, leurs modélisations on fait et continuent à faire l'objet de plusieurs travaux de recherche.

Le problème de la modélisation des machines synchrones est particulièrement ardu. Il consiste essentiellement à trouver de bons compromis entre la complexité des modèles et la précision de calculs des réseaux. Lors de l'établissement d'un modèle, il est très souhaitable que chaque partie du modèle conserve une signification physique simple.

Ainsi, les puissants moyens de calcul et de mesure actuels ont montré l'existence des discordances entre les essais pratiques et les modèles mathématiques et, par conséquent, les modèles conventionnels sont contestés. A cet effet, la tendance de l'évolution de la modélisation des machines électriques s'est orientée vers l'amélioration des performances des modèles conventionnels.

Dans le même ordre d'idée, on propose dans ce mémoire, une étude des modèles de la machine synchrone, en se basant sur une comparaison entre des essais pratiques et la simulation numérique, effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement de la machine. A l'aide d'une méthode empirique un modèle amélioré est proposé.

## 2. SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE

Les modèles des machines synchrones sont utilisés, généralement, pour la description mathématique des générateurs synchrones dans leur fonction de conversion d'énergie électromécanique.

Dans de tels modèles, on distingue; des modèles dits globaux ou de KIRCHOFF, basés sur les lois des circuits électriques, et des modèles dits locaux ou de MAXWELL, basés sur les lois de l'électromagnétisme, lesquelles décrivent le comportement interne de la machine. Ces derniers modèles font appel à de puissants programmes d'intégration (par éléments finis ou de frontières) qui sont utilisés par les constructeurs de machines, dans la conception assistée par ordinateur (CAO) [1].

Actuellement, il y a un accord général pour l'utilisation des lois de KIRCHOFF pour la modélisation du comportement transitoire des machines synchrones par des circuits électriques équivalents [2]. La plupart de ces modèles sont basés sur la théorie des deux axes [3], qui est une généralisation des phénomènes transitoires de la méthode de BLONDEL appliquée aux machines à pôles saillants en régime établi. Cette théorie est basée, généralement, sur les variables q-d-o obtenues par la transformation des grandeurs de phase a-b-c [4-7]. Dans certains cas particuliers, il est préférable d'utiliser d'autres systèmes de variables [8-10].

La modélisation est, généralement, développée en système

per-unit [11], avec des variables et des constantes normalisées, qui éliminè certains facteurs comme;  $\sqrt{3}$ ,  $\sqrt{2}$ ,  $\pi$ , ..., [12-13].

Les Spécialistes ont classé les modèles de la machine synchrone selon la nature et les conditions du système étudié:

a) La réponse d'un système complexe à une large perturbation risque d'entraîner une perte immédiate de synchronisme [5-14].

b) Le comportement d'un système complexe sujet à de petites perturbations autour de son régime d'équilibre [6-7].

c) L'analyse de la synchronisation et du démarrage des machines, par exemple, le démarrage en parallèle des stations de pompage [15-16].

On distingue plusieurs types de modèles mathématiques, qui peuvent être classés en deux classes:

1- Modèle non linéaire, utilisé dans la simulation de phénomènes dans le domaine temporel et qui utilise l'intégration numérique pas à pas [17-31]. Ce type de modèle peut être utilisé pour toutes les études définies auparavant.

2- Modèle linéaire (ou de petites perturbations) utilisé dans l'étude des caractéristiques des réponses indicielles d'un système. Ce modèle peut être utilisé dans l'examination de l'équation caractéristique du système par des méthodes adaptées aux techniques de commande; méthode des valeurs propres, méthode de Nyquist et critère de Routh, [6,7,32].

En plus de ces deux types de modèles, il existe d'autres considérations et classifications des modèles:

a- L'ordre du modèle, qui correspond directement au nombre d'équations d'état ou au nombre de réactances qui sont le

siège de flux de fuite [14-33].

b- La procédure de la résolution numérique [16,29,32]. Plusieurs modèles définissent les tensions vues du stator et les flux de liaisons comme des fonctions de tension d'excitation [32]

c- L'inclusion ou l'omission des transitoires statoriques dus à l'effet "transformateur" et au "changement de vitesse". Il est préférable de négliger le transitoire électromagnétique dans le réseau et d'ignorer le changement dans les réactances dues au changement de fréquence. Dans ces cas, il est opportun d'exclure les mêmes effets dans les stators des générateurs [12,25,26,28,34].

d- L'étude de l'influence de la saturation magnétique et sa prise en compte correcte sont considérées à l'heure actuelle, comme un élément essentiel d'amélioration des modèles existants (non saturés). C'est pourquoi, ce problème jusqu'à aujourd'hui continue de faire l'objet de nombreux travaux [1,24,25,29].

Le problème de la précision des modèles a été posé depuis quelques années. Plusieurs efforts ont été fournis pour le résoudre. Parmi les résultats obtenus, nous citons celles de Canay [35], Schulz [6], Adkins [3] et Crappe [23], ..., etc. Les discorandces peuvent être expliquées par les trois principales sources d'erreurs:

- les méthodes d'identification ou les techniques de mesure utilisées pour déterminer les paramètres du modèle mathématique [36],
- les hypothèses imposées sur le modèle mathématique lors de l'établissement des schémas équivalents [7,35],
- la simplification exagérée du modèle mathématique utilisé

[14,37].

Dans le présent travail, nous proposons une étude comparative entre les essais pratiques et les modèles numériques, de la machine synchrone, effectués dans les mêmes conditions du fonctionnement de la machine, selon le plan du travail indiqué ci-dessous.

### 3. PLAN DU TRAVAIL

A la lumière de la nature de ce sujet, on a trouvé qu'il est nécessaire d'aborder le premier Chapitre par une description technologique de la machine synchrone et l'élaboration d'un modèle de référence qui représente la machine synchrone idéale et permet aussi l'établissement du modèle de Park.

Le deuxième Chapitre est consacré à la représentation du modèle de Park, sous une forme de schémas équivalents, à l'aide d'une méthode systématique, souvent utilisée, lors de la modélisation des transformateurs. Une discussion approfondie est faite, suivie par de comparaisons avec d'autres travaux dans le même domaine.

Le Chapitre 3 fait l'objet de l'estimation et l'examen du modèle de Park à l'aide d'une étude comparative précise entre les essais pratiques et la simulation numérique effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement de la machine.

Dans le Chapitre 4, on s'intéresse à l'amélioration des résultats des modèles existants, en utilisant des méthodes systématiques et empiriques. Ensuite, on propose un modèle amélioré.

Le dernier Chapitre consiste à l'étude des modèles simplifiés, largement utilisés dans l'étude et l'analyse de la stabilité des réseaux électriques.

**CHAPITRE 1**

**DESCRIPTION ET MODELISATION DES  
MACHINES SYNCHRONES**

## CHAPITRE 1

### DESCRIPTION ET MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES

#### 1.1 INTRODUCTION

Pour aborder l'étude des modèles de la machine synchrone, il est convenable de définir un modèle de référence donnant une description plus ou moins valable de la machine. A partir du modèle de référence, on procédera, à l'établissement du modèle de Park.

#### 1.2 DEFINITION DU MODELE DE REFERENCE

A l'heure actuelle, le modèle de référence des machines synchrones classiques est relativement bien établi.

D'un point de vue électromagnétique, le modèle de base consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé, (enroulements a, b et c). L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine (enroulement F "field").

La présence de grilles ou de cage d'amortissement au rotor, ou encore l'éventuel effet amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents: l'un situé sur l'axe direct (enroulement D) et l'autre sur l'axe perpendiculaire appelé axe en quadrature ou axe transversal de la machine (enroulement Q).

La Figure 1.1 présente schématiquement la machine synchrone considérée.

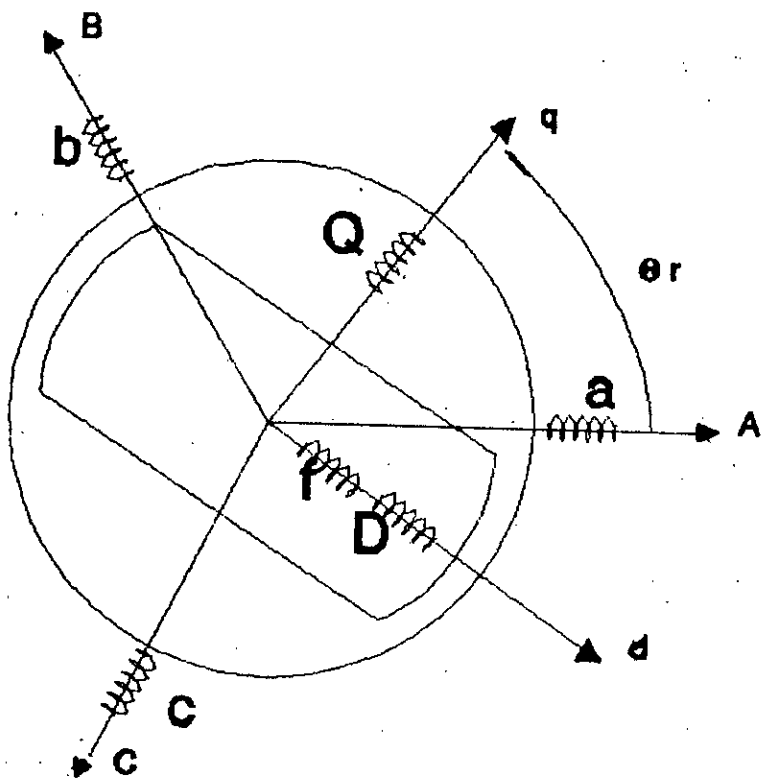


Figure 1.1 Représentation schématique de la machine synchrone

Cette machine obéit aux hypothèses simplificatrices, utilisées dans la littérature [24]:

- 1 - L'effet hystéresis et les pertes dans l'acier sont négligeables.
- 2 - La machine fonctionne dans un régime non saturé et les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales.
- 3 - Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- 4 - Les paramètres de la machine sont indépendantes des courants et de la vitesse de rotation.
- 5 - Les résistances sont indépendantes de la température.



6 - La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale, ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice, créée par chaque phase de l'induit.

Avec ces hypothèses, les différents circuits électriques satisfont l'équation électrique fondamentale suivante:

$$U_k = R_k i_k + \frac{d\lambda_k}{dt} \quad (1.1)$$

où  $k = a, b, c, Q, f, D$

D'un point de vue mécanique, le rotor sera considéré comme un corps rigide en rotation satisfaisant l'équation de mouvement:

$$C_r = J_r \frac{d\theta_r}{dt} + K_r \theta_r + C_{er} \quad (1.2)$$

Où

- $\theta_r$  Angle de rotation
- $C_r$  Couple appliqué
- $J_r$  Moment d'inertie
- $C_{er}$  Couple résistant
- $K_r$  Coefficient de frottement

Le couple résistant,  $C_{er}$ , d'origine électromagnétique est donné par

$$C_{er} = - \frac{dW_{cm}}{d\theta_r} \quad (1.3)$$

où

$W_{cm}$ , l'énergie électromagnétique qui est défini par

$$W_{cm} = \sum_{k=a}^p \int_0^{i_k} \lambda_k di_k \quad (1.4)$$

Ainsi, on obtient un système de sept équations dont la résolution est impossible vu la présence de 14 inconnues. Il est donc nécessaire de trouver d'autres expressions définissant les relations entre toutes ces inconnues.

Les flux  $\lambda_k$  apparaissant dans les deux équations (1.1) et (1.4) précédentes sont écrits en fonctions des courants  $i_k$  comme suit:

$$\lambda_k = \sum_j M_{kj} i_j \quad (1.5)$$

avec

$$k, j = a, b, c, Q, f, D$$

En remplaçant (1.5) dans (1.1) on obtient un nouveau système d'équations

$$U_k = R_k i_k + \frac{d}{dt} (\sum_j M_{kj} i_j) = R_k i_k + \sum_j (M_{kj} \frac{di_j}{dt} + i_j \frac{dM_{kj}}{dt}) \quad (1.6)$$

Les coefficients  $M_{kj}$  dépendent de la position du rotor  $\theta_r$ . Donc le système d'équations différentielles est un système à coefficients variables.

Pour la phase a, on obtient facilement

$$U_a = R_a i_a + M_{aa} \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dM_{aa}}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + i_b \frac{dM_{ab}}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + i_c \frac{dM_{ac}}{dt} \\ + M_{af} \frac{di_f}{dt} + i_f \frac{dM_{af}}{dt} + M_{ad} \frac{di_D}{dt} + i_D \frac{dM_{ad}}{dt} + M_{aQ} \frac{di_Q}{dt} + i_Q \frac{dM_{aQ}}{dt} \quad (1.7)$$

il en est de même pour les autres circuits.

L'expression constitutive (1.5) peut être exprimée sous forme matricielle comme suit:

$$\lambda = M i = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

où

$$i_s = [i_a \ i_b \ i_c]^t$$

$$i_r = [i_f \ i_D]^t$$

$L_{ss}$

Vecteur courant statorique.

Vecteur courant rotorique.

Matrice inductance (propre et mutuelle)  
Statorique.

$$L_{sr} = L_{rs}$$

avec,

Matrice inductance mutuelle stator\_rotor

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{a0} & L_{af} & L_{aD} \\ L_{b0} & L_{bf} & L_{bD} \\ L_{c0} & L_{cf} & L_{cD} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$L_{rs} = \begin{bmatrix} L_{0a} & L_{0b} & L_{0c} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & L_{Df} \\ 0 & L_{fD} & L_D \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

### 1.3 CALCUL DES COEFFICIENTS DE LA MATRICE CONSTITUTIVE

#### 1.3.1 Inductances propres statoriques

Reprenant le système de la Figure 1.1, et si l'on admet que l'inductance d'un enroulement  $L$  est sensiblement égale à la perméance magnétique [38]

$$L_a \approx \Lambda_a \quad L_b \approx \Lambda_b \quad L_c \approx \Lambda_c \quad (1.13)$$

Lorsque le rotor (Axe  $q$ ) est décalé de l'axe d'enroulement "a" d'un angle  $\theta_r = \pi/2$ , la perméance est maximale, et elle devient minimale pour  $\theta_r = 0$ , ainsi on obtient

$$\begin{array}{lll} \theta = 0 & \Lambda_a & \rightarrow \text{min} \\ \theta = \frac{\pi}{2} & \Lambda_a & \rightarrow \text{max} \\ \theta = \pi & \Lambda_a & \rightarrow \text{min} \end{array} \quad (1.14)$$

$$\Lambda_a = L_a = L_0 - L_2 \cos 2\theta_r - L_4 \cos 4\theta_r - \dots \quad (1.15)$$

$\Lambda_a$  est une fonction périodique de la position rotorique  $\theta_r$ .  
l'expression (1.15) ne comprend pas de composantes impaires car la fonction est paire. De plus l'hypothèse N° 6, concernant la répartition sinusoïdale, nous a permis d'admettre les coefficients d'ordres supérieurs égaux à zéro;

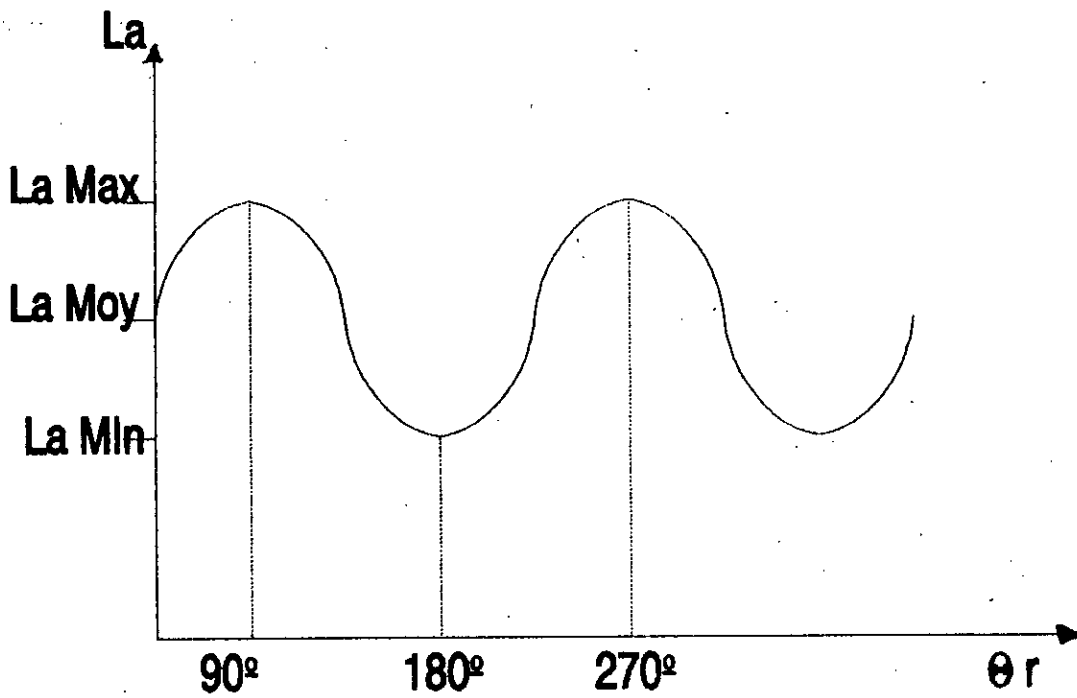


Figure 1.2 Inductance  $L_a$  en fonction de la position rotorique  $\theta_r$ ,

$$L_4 = L_6 = \dots = 0$$

En conclusion on obtient:

$$\begin{bmatrix} L_{aa} \\ L_{bb} \\ L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 \\ L_0 \\ L_0 \end{bmatrix} - L_2 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r \\ \cos(2\theta_r - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_r + 2\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

### 1.3.2 Inductances mutuelles stator-stator

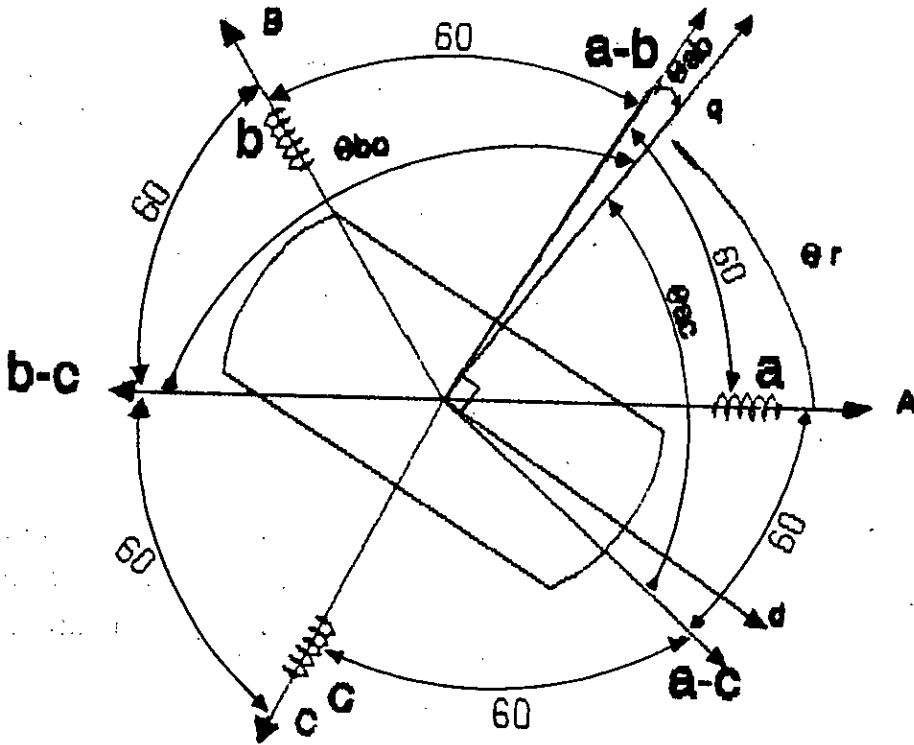


Figure 1.3 Variation de la mutuelle stator-stator en fonction de la position rotorique.

avec,

$$\begin{aligned}
 \theta_{ab} &= \frac{\pi}{3} - \theta_r \\
 \theta_{bc} &= \pi - \theta_r \\
 \theta_{ac} &= \frac{\pi}{3} + \theta_r
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

Quand l'angle de déphasage  $\theta_{ab} = \pi/2$ , le flux magnétique se ferme en traversant l'enroulement b, le rotor étant dans la direction de l'axe q et  $M_{ab}$  devient minimale.

Ainsi, on a :

$$\begin{array}{ll}
 \theta_{ab} = 0 & M_{ab} \Rightarrow \text{max} \\
 \theta_{ab} = \frac{\pi}{2} & M_{ab} \Rightarrow \text{min} \\
 \theta_{ab} = \pi & M_{ab} \Rightarrow \text{max}
 \end{array} \quad (1.18)$$

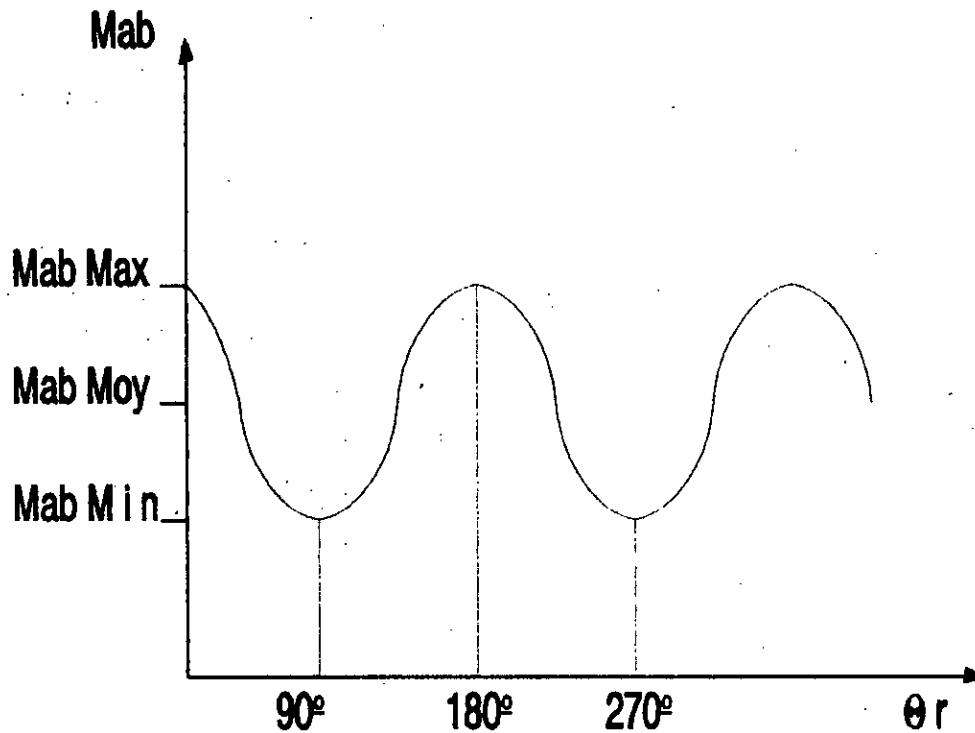


Figure 1.4 L'inductance  $M_{ab}$  en fonction de la position rotorique  $\theta_r$ .

On remarque que de la même manière que pour " $L_a$ ", la fonction " $M_{ab}$ " est périodique de période  $T=\pi$ . Donc elle peut être aussi décomposée en série de fourrier comme suit:

$$\begin{bmatrix} M_{ab} \\ M_{ac} \\ M_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_0 \\ M_0 \\ M_0 \end{bmatrix} - M_2 \begin{bmatrix} \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$M_0$  Coefficient dépendant du fer statorique et rotorique.

$M_2$  Dépendant uniquement du fer rotor, donc

$$M_2 = L_2$$

### 1.3.3 Inductances mutuelles stator-rotor

Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont fonction de l'angle rotorique  $\theta_r$ .

Pour l'enroulement amortisseur Q, on a:

$$\begin{aligned} M_{aQ} &= M_{aQq} \cos \theta_r \\ M_{bQ} &= M_{aQq} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{cQ} &= M_{aQq} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.20)$$

Pour l'enroulement d'excitation;

$$\begin{aligned} M_{af} &= M_{afd} \sin \theta \\ M_{bf} &= M_{afd} \sin \left( \theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \\ M_{cf} &= M_{afd} \sin \left( \theta_r + \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.21)$$

Et pour l'enroulement amortisseur D, on a:

$$\begin{aligned} M_{aD} &= M_{aDd} \sin \theta_r \\ M_{bD} &= M_{aDd} \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{cD} &= M_{aDd} \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.22)$$

### 1.3.4 Inductances propres rotoriques

On fait abstraction des perturbations locales dans la distribution du champ d'entrefer provoquées par les encoches, le circuit magnétique de la machine apparaît isotrope vu du rotor. Les inductances propres  $L_0$ ,  $L_f$ ,  $L_0$  sont donc constantes.



#### 1.4 TRANSFORMATION DE PARK

Puisque les coefficients matriciels établis ( $L_{ss}$  et  $L_{rs}$ ) sont variables en fonction de la position rotorique,  $\theta_r$ , Les méthodes numériques (Runge-Kutta, Trapèze-Euler...etc) utilisées pour la résolution d'un système d'équations différentielles à coefficients constants, ne s'avèrent pas suffisantes et il est nécessaire d'utiliser des méthodes numériques à multi-pas comme la méthode "Adams Predictor-Corrector Révisé" [6].

En négligeant la résistance dans les trois équations statoriques on peut donner la possibilité d'intégration analytique et réduire la difficulté de la résolution numérique [7]. Mais, dans le cas général, la méthode de changement de variables reste indispensable.

Pour supprimer la nonlinearité du système des équations différentielles (1.4), on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variables consiste à transformer les trois enroulements des phases à des enroulements orthogonaux (qdo) tournant à une vitesse arbitraire, comme suit:

$$F_{qdo} = K_s F_{abc} \quad (1.23)$$

avec,

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta+2\frac{\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta-2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta+2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\zeta) d\zeta \quad (1.25)$$

où

Le facteur 2/3 est choisi d'une façon convenable pour aboutir à des expressions simples.

- Angle entre l'axe magnétique a et l'axe transversal q,
- Vitesse de rotation de référentiel arbitraire.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue:

- $\omega = 0$       Référentiel statorique
- $\omega = \omega_e$     Référentiel synchronisme
- $\omega = \omega_r$     Référentiel rotorique

La présence de l'assymétrie dans le rotor des machines synchrones (en particulier à pôles saillants) nécessite l'utilisation du référentiel rotorique, qui permet l'élimination de la variation temporelle des inductances, en faisant ( $\theta = \theta_r$ ) dans la relation (1.24). Ainsi on a;

$$F_{qdo}^T = K_s^T F_{abc} \quad (1.26)$$

Ce changement de variables a été introduit pour la première fois par Park [3] en 1929.

### 1.5 EQUATIONS DE PARK

Les équations de tension statorique dans le référentiel naturel (abc) selon la relation (1.1) sont:

$$V_{abc} = -R_s i_{abc} + p\lambda_{abc} \quad (1.27)$$

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

Dans le référentiel rotorique on obtient:

$$K_s^{-1} V_{qdos} = -R_s K_s^{-1} i_{qdos} + \frac{d}{dt} \lambda_{qdos} \quad (1.28)$$

Après quelques manipulations algébriques on obtient [5]:

$$V_{qs} = -r_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (1.29)$$

$$V_{ds} = -r_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (1.30)$$

$$V_{os} = -r_s i_{os} + \frac{d\lambda_{os}}{dt} \quad (1.31)$$

Les équations rotoriques ne sont pas affectées par la transformation, ainsi, on a:

$$V_o = r_o i_o + \frac{d\lambda_o}{dt} \quad (1.32)$$

$$V_f = r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \quad (1.33)$$

$$V_D = r_D i_D + \frac{d\lambda_D}{dt} \quad (1.34)$$

Le système des équations constitutives est:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qdos} \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_{ss} K_s^{-1} & K_s L_{sr} \\ L_{rs} K_s^{-1} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qdos} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Le développement de ce système donne selon chaque axe:

- L'axe q,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aq} & M_{a\sigma q} \\ \frac{3}{2} M_{\sigma a q} & L_{\sigma o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qs} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

- L'axe d,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_f \\ \lambda_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{adf} & M_{adD} \\ \frac{3}{2} M_{afd} & L_f & M_{afD} \\ \frac{3}{2} M_{Dd} & M_{aDf} & L_{aD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{ds} \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

## 1.6 SYSTEME PER-UNIT

La matrice d'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques, en unité Internationale (MKSA), n'est pas réciproque dans le référentiel rotorique; le facteur 3/2 apparaît dans les équations (1.36) et (1.37), ce qui provoque une invariance de puissance. Cette asymétrie de la matrice inductance en unités (MKSA), peut être éliminée par l'utilisation de système Per-unit (Unité relative).

Le choix des unités de base doit être fait convenablement pour aboutir à des expressions simples et des résultats significatifs. Souvent on fait ce choix relativement à la puissance nominale du système. Pour une seule machine; la puissance de base est choisie égale à la puissance nominale de la machine, et on aura les grandeurs de base statoriques suivant:

Puissance de base:	$S_b = S_n$	puissance apparente nominale
Tension de base:	$U_b = U_n$	tension nominale de phase
Courant de base:	$I_b = I_n$	courant nominale de phase
Pulsation de base :	$\omega_b = \omega_n$	pulsation nominale

Les grandeurs de base  $U_b, I_b$  sont reliées avec la puissance de base par l'équation suivante:

$$S_b = 3 U_{b_{abc}} I_{b_{abc}} = \frac{3}{2} U_{b_{qdos}} I_{b_{qdos}} \quad (1.38)$$

où

$F_{babc}$  Grandeurs de base dans le système abc  
 $F_{bqdo}$  Grandeurs de base dans le système qdo

Pour éliminer le facteur 3/2 présent dans les équations (1.36) et (1.37), la puissance de base doit être identique pour les circuits rotoriques et statoriques.

$$S_b = \frac{3}{2} U_{b_{qdos}} I_{b_{qdos}} = U_{Qb} I_{Qb} = U_{fb} I_{fb} = U_{Db} I_{Db} \quad (1.39)$$

Les grandeurs, en per-unit, sont écrites de la manière suivante:

$$v = \frac{V}{U_b}, \quad i = \frac{I}{I_b} \dots etc \quad (1.40)$$

Les paramètres deviennent:

$$r_s = \frac{r_s}{z_b} = r_s \frac{I_b}{U_b} \quad (1.41)$$

$$L_d = L_{ad} \frac{I_b}{U_b} \quad L_q = L_{aq} \frac{I_b}{U_b} \quad (1.42)$$

$$M_{qo} = M_{aoq} \frac{I_{Qb}}{U_b} = \frac{3}{2} M_{aoq} \frac{I_b}{U_b} \quad M_{oq} = \frac{3}{2} M_{aoq} \frac{I_b}{U_{Qb}} = \frac{3}{2} M_{aoq} \frac{I_b}{U_b} \quad (1.43)$$

$$M_{df} = M_{adD} \frac{I_{Db}}{U_b} = \frac{3}{2} M_{adD} \frac{I_b}{U_b} \quad M_{fd} = \frac{3}{2} M_{adD} \frac{I_b}{U_{fb}} = \frac{3}{2} M_{adD} \frac{I_b}{U_b} \quad (1.44)$$

$$L_f = L_{af} \frac{I_{fb}}{U_{fb}} = \frac{3}{2} L_{af} \frac{I_b}{U_b} \qquad L_D = L_{aD} \frac{I_{Db}}{U_{Db}} = \frac{3}{2} L_{aD} \frac{I_b}{U_b} \qquad (1.45)$$

$$M_{afD} = M_{afD} \frac{I_{Db}}{U_{fb}} = \frac{3}{2} M_{afD} \frac{I_b}{U_b} \qquad M_{aDf} = M_{aDf} \frac{I_{fb}}{U_{Db}} = \frac{3}{2} M_{aDf} \frac{I_b}{U_b} \qquad (1.46)$$

les matrices constitutives (1.36) et (1.37) deviennent

- L'axe q,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & M_{qo} \\ M_{oq} & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qs} \\ i_o \end{bmatrix} \qquad (1.47)$$

- L'axe d,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_f \\ \lambda_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{df} & M_{dD} \\ M_{fd} & L_f & M_{fD} \\ M_{Dd} & M_{Df} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{ds} \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \qquad (1.48)$$

et les équations de tension, (1.28) à (1.33), gardent la même forme

$$V_{qs} = -r_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \qquad (1.49)$$

$$V_{ds} = -r_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \qquad (1.50)$$

$$V_{os} = -r_s i_{os} + \frac{d\lambda_{os}}{dt} \qquad (1.51)$$

$$V_o = r_o i_o + \frac{d\lambda_o}{dt} \qquad (1.52)$$

$$V_f = r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \qquad (1.53)$$

$$V_D = r_D i_D + \frac{d\lambda_D}{dt} \quad (1.54)$$

L'équation de mouvement (1.2) peut être écrite, sous forme d'état, en système per-unit comme suit:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_b}{2H} (C_e - C_r - K_M \omega_r - K) \quad (1.55)$$

où

$K_M$  Coefficient de frottement visqueux

$K$  Couple de frottement constant

$H$  est la constante de temps mécanique écrit en fonction de nombre de paire des pôles  $p$  et le moment d'inertie  $J_r$  comme suit:

$$H = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{p}\right)^2 J_r \frac{\omega_b^2}{S_b} \quad (1.56)$$

$C_e$  est le couple électromagnétique donné par:

$$C_e = \omega_b (\lambda_{qs} i_{ds} - \lambda_{ds} i_{qs}) \quad (1.57)$$

Et l'angle de charge  $\delta$  est déduit en fonction de la position du référentiel rotorique

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_b \quad (1.58)$$

## 1.7 CONCLUSION

Un modèle de référence a été définie qui permet d'établir le modèle de Park.

A partir du modèle de Park, on procédera soit à des complications, souvent par des méthodes empiriques, Chapitres 2 et 4, soit à des simplifications, en vue de certaines applications moins exigeantes, (Chapitre 5).



**CHAPITRE 2**

**SCHEMAS EQUIVALENTS DES  
MACHINES SYNCHRONES**

## CHAPITRE 2

### SCHEMAS EQUIVALENTS DES MACHINES SYNCHRONES

#### 2.1 INTRODUCTION

Malgré la simplification effectuée par la transformation de Park, l'étude et l'analyse de la machine synchrone restent assez difficiles. Pour cela, la représentation du couplage électromagnétique selon les axes d et q, par un schéma équivalent d'inductances et de résistances a un grand intérêt: analyse, identification,.....

Selon le problème étudié et les données disponibles, le développement des schémas équivalents des machines synchrones a pris des formes diverses [36].

Dans ce Chapitre, nous développons les schémas équivalents convenables, à l'étude du régime transitoire, par une méthode systématique souvent utilisée dans la modélisation des transformateurs.

#### 2.2 COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE DES CIRCUITS ELECTRIQUES

Considérons un transformateur à deux enroulements, constitués chacun de  $n_1$  et  $n_2$  spires, enroulés sur un même corps construit d'un matériau ferromagnétique de perméabilité magnétique très grande par rapport à celle de l'air [5].

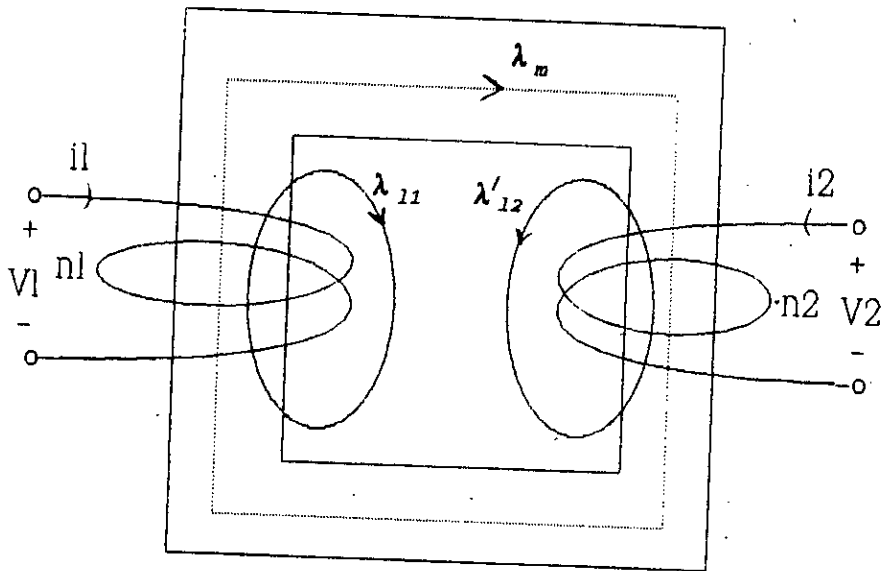


Figure 2.1 Couplage électromagnétique d'un transformateur à deux enroulements

En régime linéaire et pour un fonctionnement quelconque, on peut écrire les relations constitutives liant les flux aux courants.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= L_{11}i_1 + L_{12}i_2 \\ \lambda_2 &= L_{21}i_1 + L_{22}i_2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

avec  $L_{12} = L_{21}$  (traduisant l'invariance de l'énergie magnétique)

L'analyse de ce système, tel qu'il est, présente une difficulté particulière. Cette difficulté est éliminée par la transformation du couplage magnétique en un schéma équivalent d'inductances et de résistances.

La technique du schéma équivalent nécessite un changement de variables, qui permet de ramener l'un des circuits à l'autre. Cette technique peut être définie par :

$$\begin{aligned} i'_1 &= i_1 & \lambda'_1 &= \lambda_1 & V'_1 &= V_1 \\ i'_2 &= \frac{i_2}{k} & \lambda'_2 &= k\lambda_2 & V'_2 &= kV_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

L'introduction de nouvelles variables, dans le système d'équations constitutives, donne:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= L_{11}i_1 + kL_{12}i_2' \\ \lambda_2' &= kL_{21}i_1 + k^2L_{22}i_2'\end{aligned}\tag{2.3}$$

Ces équations peuvent prendre la forme suivante:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= (L_{11} - kL_{12})i_1 + kL_{12}(i_1 + i_2') \\ \lambda_2' &= (k^2L_{22} - kL_{12})i_2' + kL_{12}(i_1 + i_2')\end{aligned}\tag{2.4}$$

Ceci explique que le flux de chaque enroulement se divise en deux composantes: la composante de fuite "l" et la composante magnétisante (mutuelle) "m" (Fig 2.1), qui sont exprimées par:

$$\begin{aligned}\lambda_{1l} &= (L_{11} - kL_{12})i_1 - l_1i_1 \\ \lambda_{12}' &= (k^2L_{22} - kL_{12})i_2' - l_2i_2' \\ \lambda_m &= kL_{12}(i_1 + i_2') - m(i_1 + i_2')\end{aligned}\tag{2.5}$$

Les équations des tensions des deux enroulements, non ramenées, sont définies comme suit:

$$\begin{aligned}V_1 &= R_1i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \\ V_2 &= R_2i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt}\end{aligned}\tag{2.6}$$

En grandeurs ramenées, ces équations deviennent:

$$\begin{aligned}V_1 &= R_1i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \\ V_2' &= k^2R_2i_2' + \frac{d\lambda_2'}{dt}\end{aligned}\tag{2.7}$$

Le schéma équivalent sera pris sous une forme accessible à l'analyse (Fig 2.2).

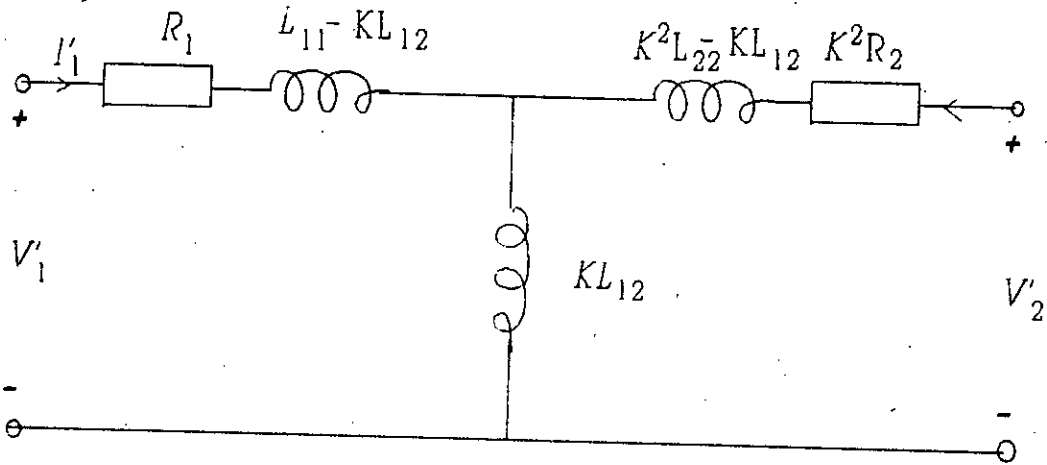


Figure 2.2 Schéma équivalent d'un transformateur à deux enroulements

Selon la valeur de  $k$  on peut donner une infinité de représentations. D'ordinaire  $k$  est défini par le rapport des nombres de spires des enroulements  $k = n_1/n_2$  qui est déterminé expérimentalement par les rapports des tensions à vide.

### 2.3 SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNCHRONE

Le modèle de Park développé au chapitre 1, avec les matrices des relations constitutives (1.42 et 1.43), transforme la machine en un système de circuits sur deux axes découplés entre eux (cas non saturé). L'ensemble des circuits d'un même axe sont couplés magnétiquement par des inductances mutuelles (Fig 2.3).

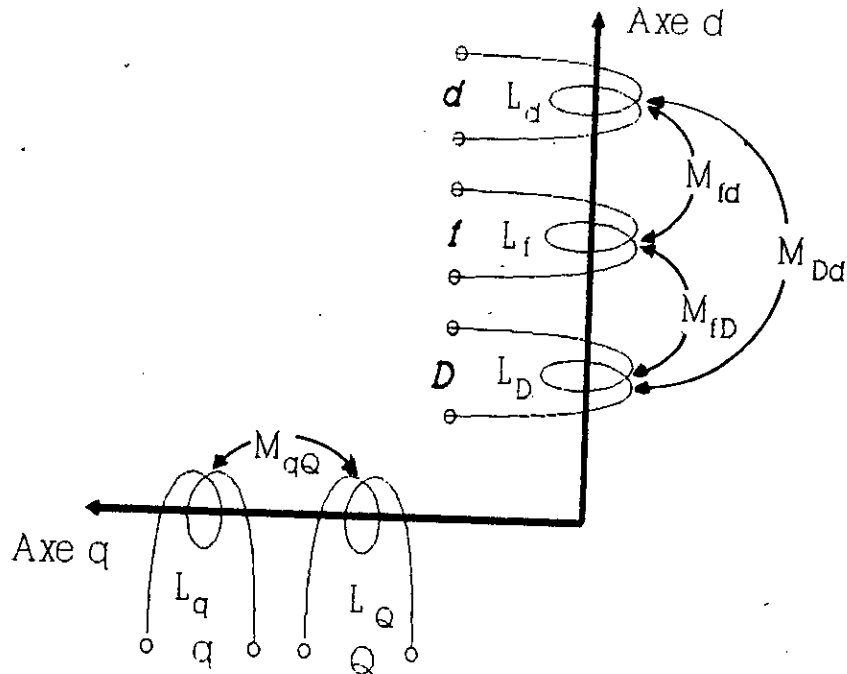


Figure 2.3 Couplage électromagnétique du système de Park selon les deux axes

### 2.3.1 Schéma équivalent selon l'axe d

L'axe d contient trois enroulements; l'enroulement statorique d, l'enroulement d'excitation f et l'enroulement amortisseur D. Ils forment un transformateur à trois enroulements dont le couplage magnétique est défini par les équations liant les flux aux courants:

$$\begin{aligned}
 \lambda_d &= L_d i_d + M_{df} i_f + M_{dD} i_D \\
 \lambda_f &= M_{df} i_d + L_f i_f + M_{fD} i_D \\
 \lambda_D &= M_{dD} i_d + M_{fD} i_f + L_D i_D
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

La représentation du couplage magnétique, à l'aide d'un schéma équivalent, est basé sur la méthode utilisée lors de la modélisation d'un transformateur à trois enroulements, qui ramène

l'ensemble des circuits à l'un d'entre eux.

Dans la machine synchrone, les paramètres des amortisseurs ne sont pas accessibles à la mesure. Ils sont généralement identifiés relativement au stator. A cet effet, il est judicieux de ramener les circuits rotoriques au stator par l'introduction des rapports de transformation  $K_f$  et  $K_D$ .

Les grandeurs ramenées au circuit statorique d'axe d sont alors:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= i_d & \lambda_{ds} &= \lambda_d & V_{ds} &= V_d \\ i_{fd} &= \frac{1}{K_f} i_f & \lambda_{fd} &= K_f \lambda_f & V_{fd} &= K_f V_f \\ i_{kd} &= \frac{1}{K_D} i_D & \lambda_{kd} &= K_D \lambda_D & V_{kd} &= K_D V_D \end{aligned} \quad (2.9)$$

Les équations constitutives liant les flux aux courants (2.8), en grandeurs ramenées au stator, sont:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + K_f M_{fd} i_{fd} + K_D M_{dD} i_{kd} \\ \lambda_{fd} &= K_f M_{df} i_d + k_f^2 L_f i_f + K_f K_D M_{fd} i_{kd} \\ \lambda_{kd} &= K_D M_{dD} i_d + K_D K_f M_{fd} i_{fd} + K_D^2 L_D i_{kd} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Ces équations peuvent s'écrire en termes de fuites et de mutuelles:

$$\lambda_{ds} = (L_d - K_f M_{fd}) i_d + (K_f M_{fd} - K_D M_{dD}) (i_d + i_f) + K_D M_{dD} (i_d + i_{fd} + i_{kd}) \quad (2.11.a)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{fd} &= (K_f M_{fd} - K_D M_{dD}) (i_d + i_{fd}) + (K_f^2 L_f + K_D M_{dD} - K_f M_{fd}) i_{fd} + K_D M_{dD} (i_d + i_{fd} + i_{kd}) \\ &\quad + (K_f K_D M_{fd} - K_D M_{dD}) (i_{kd} + i_{fd}) \end{aligned} \quad (2.11.b)$$

$$\lambda_{kd} - K_D M_{dD} (i_d + i_{kd} + i_{fd}) + (K_D K_f M_{fD} - K_D M_{dD}) (i_{fd} + i_{kd}) + (K_D^2 L_D - K_f K_D M_{fD}) i_{kd} \quad (2.11.c)$$

ou encore

$$\lambda_{ds} - l_s i_{ds} + M_{d2} (i_{ds} + i_f) + M_{d1} (i_{ds} + i_{fd} + i_{kd}) \quad (2.12.a)$$

$$\lambda_{fd} - M_{d2} (i_d + i_{fd}) + l_{fd} i_{fd} + M_{d1} (i_d + i_{fd} + i_{kd}) + M_{kfd} (i_{kd} + i_{fd}) \quad (2.12.b)$$

$$\lambda_{kd} - M_{d1} (i_d + i_{kd} + i_{fd}) + M_{kfd} (i_{fd} + i_{kd}) + l_{kd} i_{kd} \quad (2.12.c)$$

où

$$l_s = L_d - K_f M_{fd} \quad l_{fd} = K_f^2 L_f + K_D M_{dD} - K_f M_{fd} \quad l_{kd} = K_D^2 L_D - K_f K_D M_{fD} \quad (2.13.a)$$

$$M_{d1} = K_D M_{dD} \quad M_{d2} = K_f M_{fd} - K_D M_{dD} \quad M_{kfd} = K_D K_f M_{fD} - K_D M_{dD} \quad (2.13.b)$$

Ce qui correspond au schéma équivalent suivant:



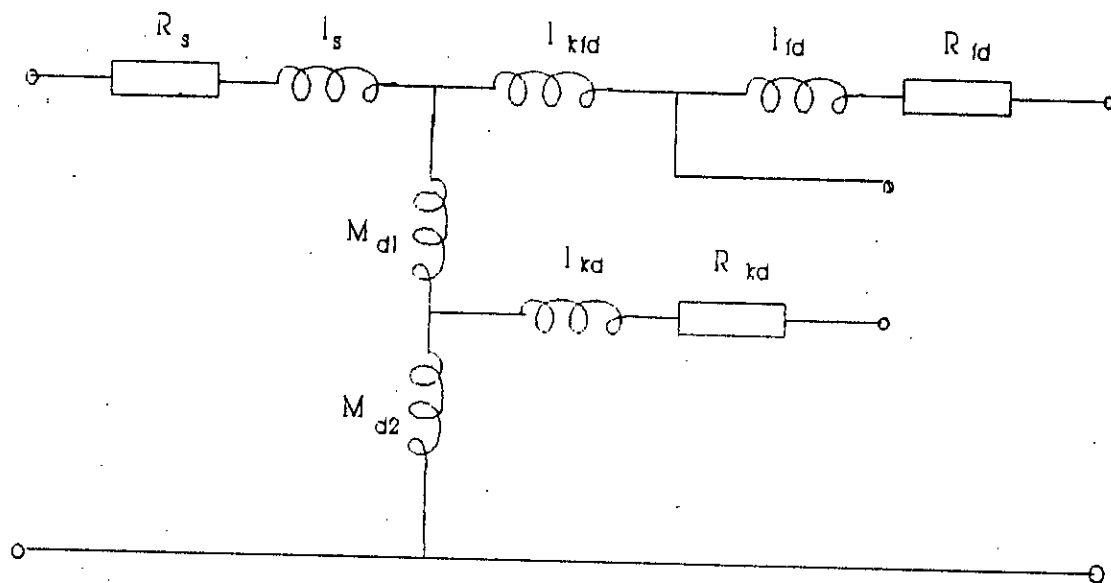


Figure 2.4 Schéma équivalent général selon l'axe d

Il est difficile d'étudier expérimentalement le couplage entre le circuit statorique et les deux circuits rotoriques. De plus, il n'est pas possible d'exprimer les coefficients  $K_f$  et  $K_p$  par le rapport des nombres de spires, à cause de plusieurs considérations de conception; à savoir:

- le couplage magnétique des enroulements dans la machine diffère du couplage dans le transformateur par la propriété de l'état pseudo-stationnaire des enroulements rotoriques. A cet effet, la machine est différente d'un transformateur statique [26],
- les enroulements amortisseurs ne peuvent être que des éléments fictifs, équivalents à des phénomènes physiques (courants de foucaults, effet de peau, etc...).
- l'effet de la saillance et des dents d'encoches, qui peut se manifester en régime transitoire, modifie la forme du couplage, (voir Fig. 2.9, plus loin).

A cause de l'indétermination des rapports de transformation, nous les choisissons selon deux critères de simplification du schéma équivalent (Fig 2.4):

- *Critère N°1*: on fixera des coefficients qui annulent les inductances mutuelles, c'est à dire:

$$\begin{aligned} K_f K_D M_{fd} - K_D M_{Dd} &= 0 \\ K_f M_{fd} - K_D M_{Dd} &= 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

ce qui donne le schéma équivalent simplifié (Fig. 2.5).

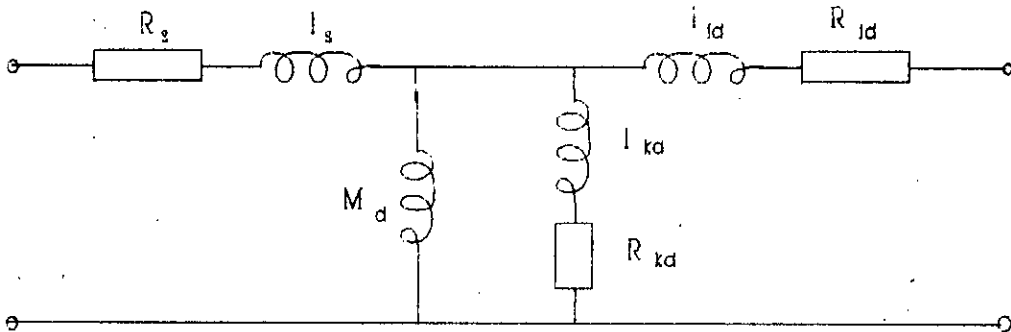


Figure 2.5 Schéma équivalent simplifié (usuel) selon l'axe d

avec,

$$\begin{aligned} K_D &= \frac{M_{fd}}{M_{fD}} & K_f &= \frac{M_{Dd}}{M_{fD}} & (2.15.a) \\ M_d &= K_D M_{Dd} - K_f M_{fd} & l_s &= L_d - M_d \end{aligned}$$

les réactances de fuites:

$$\begin{aligned} l_{fd} &= K_D^2 L_f - M_d \\ L_{kd} &= K_D^2 L_D - M_d \end{aligned} \quad (2.15.b)$$

et pour les résistances, on aura:

$$r_{kd} = K_D^2 r_D \quad r_{fd} = K_f^2 r_f \quad (2.15.c)$$

$$\begin{aligned}
 & M_d = L_d - l_s \\
 K_f = \frac{M_d}{M_{fd}} & \qquad K_D = \frac{M_d}{M_{Dd}} \\
 l_{fd} = K_f^2 L_f - K_f K_D M_{fD} & \qquad l_{kd} = K_D^2 L_D - K_f K_D M_{fD} \\
 & \qquad \qquad \qquad (2.17.a) \\
 l_{kfd} = K_f K_D M_{fD} - M_d &
 \end{aligned}$$

Dans le schéma équivalent de la Figure 2.6, tous les enroulements sont couplés magnétiquement par l'inductance mutuelle  $M_d$ . De plus, les circuits rotoriques (excitation et amortisseur) sont couplés par une inductance mutuelle de fuite  $l_{kfd}$  qui est équivalente à la réactance de Canay  $X_{rc}$  [38]. Cette dernière n'est pas une quantité nécessairement positive [24]. Généralement, elle est positive pour les machines à pôles lisses, négative pour celles à pôles saillants.

Selon Canay [36], la prise en compte de l'inductance  $l_{kfd}$  diminue l'écart d'erreur dans l'oscillogramme du courant d'excitation. Ceci n'apporte pratiquement ni de modification qualitative ni quantitative dans l'oscillogramme du courant statorique, en particulier durant un court circuit triphasé.

Malgré cet élargissement dans le schéma équivalent, la résolution numérique ne nécessite qu'une équation algébrique de plus et non une équation différentielle, ce qui présente un avantage.

On remarque que tous les coefficients du schéma équivalent (Fig. 2.6) sont fonction de l'inductance de fuite statorique  $l_s$  qui peut être choisie pour donner une valeur non nulle de  $l_{kfd}$ , d'où l'amélioration des résultats au niveau du courant d'excitation. Dans la référence [39], les Auteurs ont montré qu'il est possible de mesurer l'inductance  $l_{kfd}$  qui engendre l'amélioration des résultats de calcul à partir de l'oscillogramme du courant d'excitation, en introduisant un

Ce critère suppose que les inductances mutuelles entre tous les enroulements sont égales. On a démontré que le schéma établi est suffisamment satisfaisant pour le calcul du courant dans les enroulements statoriques. Cependant, il peut conduire à des erreurs considérables sur le courant d'excitation en régime transitoire [36,39].

A cet effet, on a insisté à présenter le couplage magnétique par un schéma équivalent plus complet (Critère N02).

*Critère N02:* Ce critère consiste à choisir  $K_f$  et  $k_D$  de telle façon que:

$$\begin{aligned} K_f K_D M_{fD} - K_D M_{Dd} &= 0 \\ K_f M_{fd} - K_D M_{Dd} &= 0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

ceci nous permet d'établir le schéma équivalent suivant:

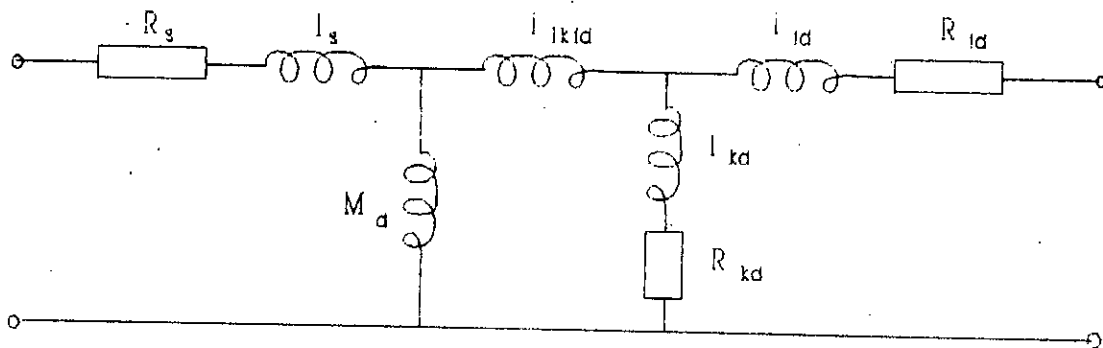


Figure 2.6 Schéma équivalent amélioré (avec  $L_{kfd}$ ) selon l'axe d

où  $l_s$  est l'inductance de fuite statorique dont le choix doit être convenable, ce qui impose les paramètres du schéma:

$$\begin{aligned} r_{fd} &= k_f^2 r_f^2 & r_{kd} &= K_D^2 r_D \end{aligned} \quad (2.17.b)$$

nouveau coefficient pris de ce dernier.

### 2.3.2 Schéma équivalent selon l'axe q

Selon l'axe transversal q, nous avons que deux enroulements: enroulement statorique q et enroulement amortisseur Q, ce qui simplifie le problème, car le schéma équivalent dans l'axe q prend, tout de suite, la même forme de celle du transformateur à deux enroulements.

Un rapport de transformation  $K_0$  est utilisé dans (Equ 1.47) pour ramener les grandeurs de l'enroulement amortisseur Q au stator et de présenter le couplage d'axe q par un schéma équivalent (Fig 2.7).

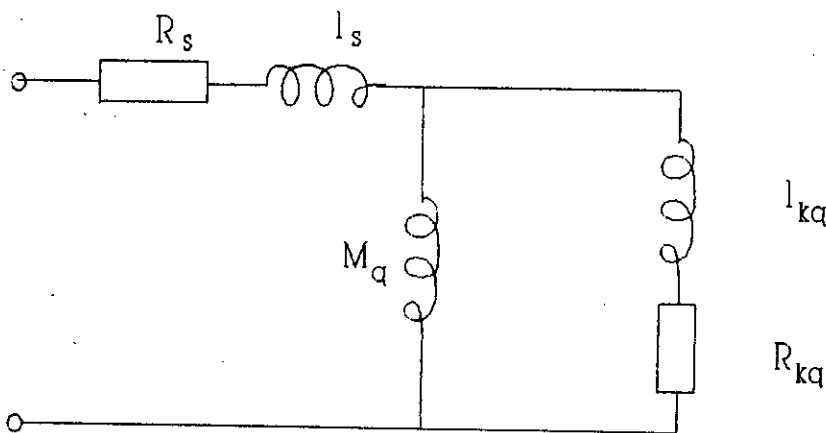


Figure 2.7 Schéma équivalent selon l'axe q

Ainsi, on a

Aucun critère de simplification ne peut être utilisé pour la détermination du coefficient  $K_0$ , comme nous avons déjà fait dans le cas d'axe d. A cause de cette indétermination, nous allons fixer  $K_0$  en prenant comme critère: l'inductance de fuite

$$\begin{aligned}
l_{sq} &= L_q - K_Q M_{Qq} \\
M_q &= K_Q M_{Qq} \\
l_{kq} &= K_Q^2 L_Q - K_Q M_{Qq} \\
R_{kq} &= K_Q^2 R_Q
\end{aligned}
\tag{2.18}$$

au stator selon l'axe q, est identique à celle de l'axe d ( $l_{sq} = l_s$ ). Ce qui fixe  $k_Q$  par la condition:

$$L_q - K_Q M_{Qq} = l_{sq} = l_s \tag{2.19}$$

#### 2.4 SCHEMA EQUIVALENT POUR UNE MACHINE A PLUSIEURS ENROULEMENTS AMORTISSEURS SUR UN MEME AXE

Du point de vue phénomène électromagnétique, pour certains types des machines synchrones (turbo-machine, par exemple) et pour des perturbations particulières (démarrage asynchrone), il est important de modéliser la cage des amortisseurs et les parties massives par plusieurs circuits équivalents sur un même axe. Cependant, l'amélioration du modèle peut se faire directement sur un schéma équivalent en ajoutant des branches (d'inductances et de résistances) en parallèle avec le circuit amortisseur considéré auparavant. Ceci est en contradiction avec le principe du couplage magnétique par effet transformateur des circuits d'un même axe.

Considérons une machine synchrone renfermant deux enroulements amortisseurs sur l'axe d. Donc le nombre total de circuits sur cet axe sera de quatre (Fig 2.8); l'enroulement statorique d, l'enroulement d'excitation f et les deux enroulements amortisseurs (D1 et D2). Le couplage magnétique

devient alors plus compliqué, on peut l'exprimer par les équations constitutives qui lient les flux aux courants par

$$\begin{aligned}
 \lambda_d &= L_d i_d + M_{fd} i_f + M_{dD1} i_{D1} + M_{dD2} i_{D2} \\
 \lambda_f &= M_{fd} i_d + L_f i_f + M_{fD1} i_{D1} + M_{fD2} i_{D2} \\
 \lambda_{D1} &= M_{dD1} i_d + M_{fD1} i_f + L_{D1} i_{D1} + M_{D1D2} i_{D2} \\
 \lambda_{D2} &= M_{dD2} i_d + M_{fD2} i_f + M_{D1D2} i_{D1} + L_{D2} i_{D2}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

En utilisant des rapports de transformation  $K_f$ ,  $K_{D1}$ ,  $K_{D2}$  qui réduisent les circuits rotoriques au stator, les équations constitutives deviennent:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds} &= (L_d - K_f M_{fd}) i_d + (K_f M_{fd} - K_{D1} M_{dD1}) (i_{fd} + i_d) \\
 &\quad + (K_{D1} M_{dD1} - K_{D2} M_{dD2}) (i_{kd1} + i_{fd} + i_d)
 \end{aligned} \tag{2.21.a}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{fd} &= (K_f^2 L_f - K_{D2} K_f M_{fD} + K_{D1} M_{dD1}) i_{fd} + (K_f M_{fd} - K_{D1} M_{dD1}) (i_d + i_{fd}) \\
 &\quad + (K_{D1} M_{dD1} - K_{D2} M_{dD2}) (i_d + i_{fd} + i_{kd1}) + K_{D2} M_{dD2} (i_d + i_{fd} + i_{D1} + i_{D2}) \\
 &\quad + (K_{D2} K_f M_{fD2} - K_{D2} M_{dD2}) (i_{fd} + i_{kd1} + i_{kd2}) + (K_{D1} K_f M_{fD1} - K_{D2} K_f M_{fD2}) (i_{fd} + i_{kd1})
 \end{aligned} \tag{2.21.b}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{kd2} &= (K_{D1}^2 L_{D1} - K_{D1} K_f M_{fD1} - K_{D1} K_{D2} M_{D1D2} + K_{D2} K_f M_{fD2}) i_{kd1} \\
 &\quad + (K_f M_{fd} - K_{D1} M_{dD1}) (i_d + i_{fd}) + (K_{D1} M_{dD1} - K_{D2} M_{dD2}) (i_d + i_{fd} + i_{kd1}) \\
 &\quad + K_{D2} M_{dD2} (i_d + i_{fd} + i_{D1} + i_{D2}) + (K_{D2} K_f M_{fD2} - K_{D2} M_{dD2}) (i_{fd} + i_{kd1} + i_{kd2}) \\
 &\quad + (K_{D1} K_f M_{fD1} - K_{D2} K_f M_{fD2}) (i_{fd} + i_{kd1})
 \end{aligned}$$

(2.21.c)

$$\lambda_{kd1} = (K_{D2}^2 L_{D2} - K_{D1} K_{D2} M_{D1D2}) i_{kd2} + (K_{D2} K_f M_{fD2} - K_{D2} M_{dD2}) (i_{fd} + i_{kd1} + i_{kd2}) + K_{D2} M_{dD2} (i_d + i_{fd} + i_{kd1} + i_{kd2}) \quad (2.21.d)$$

Nous constatons que ce système d'équations ne permet pas de présenter le couplage électromagnétique par un schéma équivalent à moins que la condition suivante soit vérifiée:

$$K_{D1} M_{dD1} - K_{D2} M_{dD2} = 0 \quad (2.22)$$

Si cette condition est bien vérifiée le schéma équivalent prend la forme donnée par la Figure 2.8.

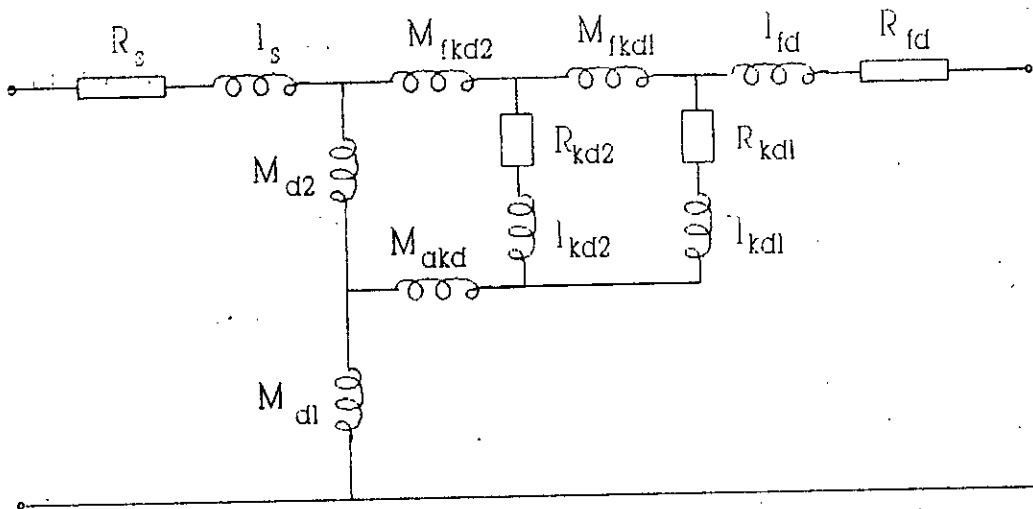


Figure 2.8 Schéma équivalent pour une machine à deux amortisseurs selon l'axe d.

L'utilisation de ce schéma équivalent exige d'autres conditions de simplification, soit  $M_{d1} = 0$  et/ou  $M_{akd} = 0$ . En plus,



Pour  $M_{fkd1}$  et  $M_{fkd2}$  nulles, les amortisseurs deviennent sous forme des branches en parallèle, (Cas classique).

## 2.5 COMPARAISON AVEC D'AUTRES FORMES DES SCHEMAS EQUIVALENTS DES MACHINES SYNCHRONES

En général, dans les machines synchrones des centrales électriques, le rotor est constitué de fer massif. Les courants de Foucault dans les parties massives peuvent affecter le comportement transitoire, surtout pour le calcul du démarrage asynchrone. Par conséquent, il faut absolument tenir compte de ce phénomène [36].

Canay a proposé des schémas équivalents dans lesquels, outre l'enroulement d'excitation, sont présentés et s'ils existent, les enroulements amortisseurs, les spires de protection, les pôles massifs ou les noyaux polaires massifs etc..., en tant qu'éléments de circuits, couplés en forme de mosaïque traduisant la structure physique de la machine (Fig 2.9).

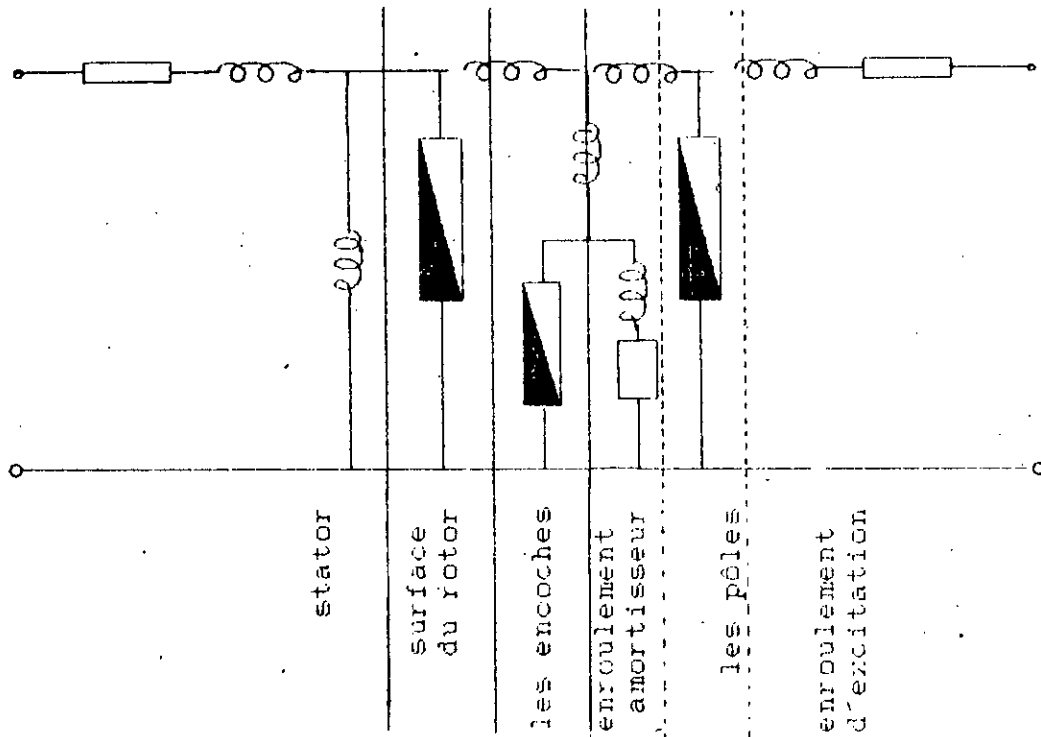


Figure 2.9 Schéma équivalent détaillé selon l'axe d

Les composantes demi-pleines sont des résistances dynamiques variant en fonction de la racine carrée du glissement rotorique:

$$r(jv) = r(1+\gamma)\sqrt{v} \quad (2.23)$$

où,  $\gamma$  caractérise les pertes par hystérésis.

A l'exception, des composantes demi-pleines, on peut dire que le schéma de la figure 2.8, que nous avons établi, a une forme plus ou moins semblable au schéma proposé par Canay (Fig 2.9).

De son côté, Schulz a montré par la méthode fréquentielle d'identification que le schéma équivalent d'un turbo-alternateur peut avoir la représentation suivante [6]:

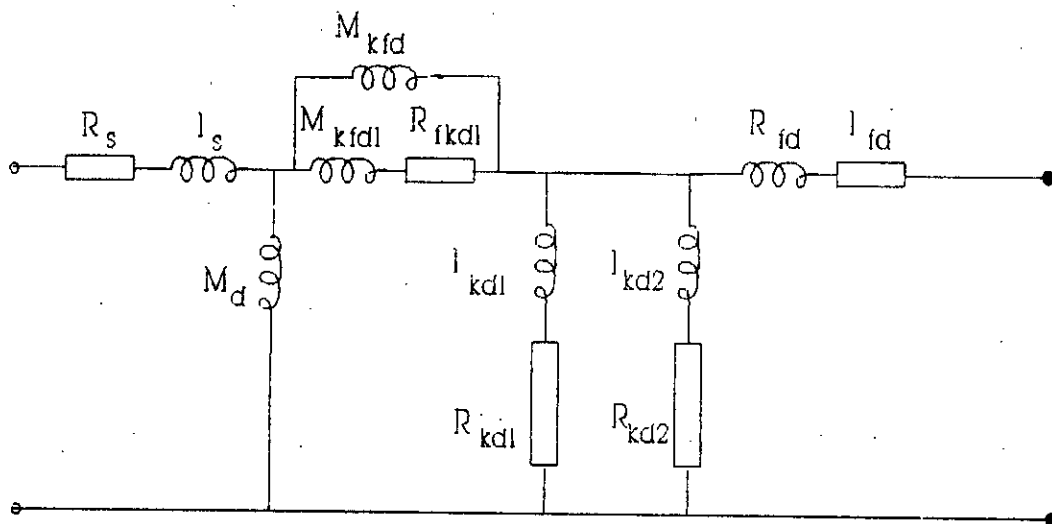


Figure 2.10 Schéma équivalent d'un turbo alternateur, selon l'axe d.

Cette représentation schématique a été ensuite complétée par une simulation numérique [40].

Ce schéma montre que, pour des raisons d'amélioration des modèles de turbo-machines, il est possible d'ajouter une branche (d'inductance et de résistance) en parallèle avec l'inductance  $L_{kfd}$  apparaît dans le schéma de la figure 2.6, (modèle de Canay).

## 2.6 CONCLUSION

Dans le système de Park à deux axes, la représentation du couplage électromagnétique, à l'aide de schémas équivalents, a plusieurs avantages: elle facilite l'étude et l'analyse du comportement de la machine et donne une image réelle aux phénomènes physiques. Cependant, elle nécessite des hypothèses simplificatrices qui peuvent parfois conduire à certaines erreurs de calcul. L'évaluation de ces erreurs n'est possible que par la comparaison des résultats de simulation du modèle avec les résultats pratiques.

## **CHAPITRE 3**

# **ESSAIS PRATIQUES ET SIMULATION NUMERIQUE**

## CHAPITRE 3

### ESSAIS PRATIQUES ET SIMULATION NUMERIQUE

#### 3.1. INTRODUCTION

Les puissants moyens de calcul et de mesure, actuellement à la disposition des ingénieurs, peuvent permettre des études comparatives précises et détaillées du comportement des systèmes électriques.

Dans le présent Chapitre, nous présentons une étude expérimentale des transitoires d'une machine synchrone connectée à un réseau infini, vis à vis des perturbations qui peuvent éventuellement exister. Les résultats obtenus seront comparés avec ceux obtenus par simulation numérique.

#### 3.2. ESSAIS PRATIQUES

Les essais pratiques sur des alternateurs des centrales électriques sont difficiles à réaliser. De ce fait, cette étude expérimentale a été entreprise sur une machine de laboratoire à l'université Catholique de Louvain la Neuve; Belgique. Sa puissance est de 2 KVA, le stator contient trois enroulements couplés en étoile (a, b, c), le rotor est feuilleté et contient quatre pôles saillants, renfermant le circuit d'excitation. Cette machine a l'avantage de contenir deux enroulements amortisseurs accessibles aux mesures, selon les deux axes q et d.

Figure 3.1 montre le système étudié sous la forme unifilaire. La machine est liée à un réseau infini à travers un transformateur, entraînée par un moteur à courant continu à excitation indépendante. Elle délivre une puissance nominale sous un facteur de puissance nominale. Avec ce fonctionnement et à

l'instant où la tension aux bornes de la phase 'a',  $V_{af}$ , devient égale à zéro en allant vers la valeur positive, des défauts de court-circuits ont été appliqués aux bornes de la machine (au point M).

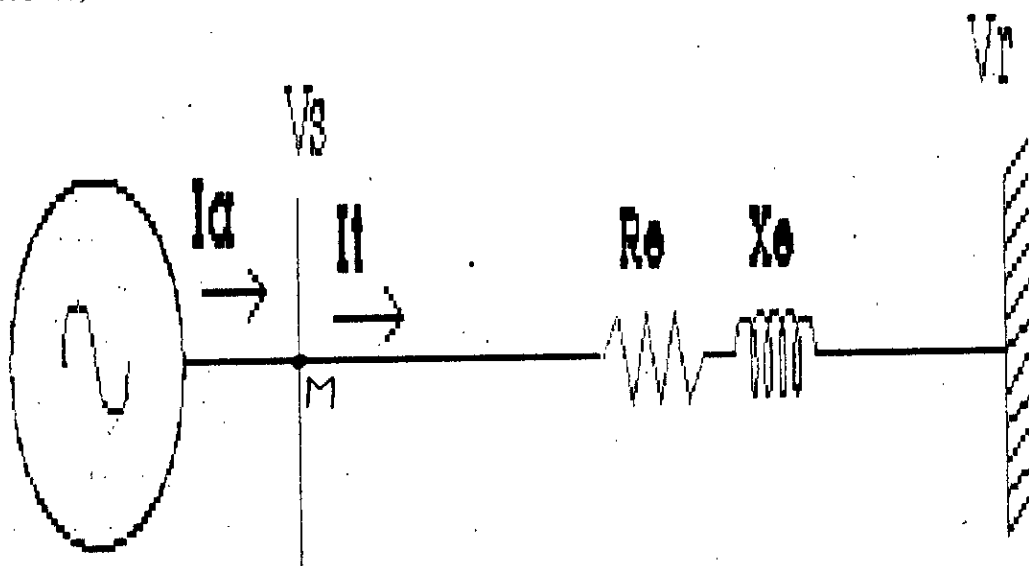


Figure 3.1 Système étudié

Pour cela, et afin de se limiter à des conditions précises, nous avons réalisé le montage de la manipulation présenté dans la figure 3.2.

A l'aide d'un pont redresseur à six thyristors, dont le côté continu est court-circuité en permanence et le côté alternatif est connecté aux bornes de la machine synchrone. Les six gâchettes de thyristors sont liées à une même source de commande dont la période de conduction est réglable (Fig 3.2).

Pour assurer le couplage avec le réseau, l'interrupteur S1 est fermé en permanence. Les défauts sont réalisés comme suit:

- **Court-circuit triphasé:** les interrupteurs S2a, S2b et S2c sont fermés.

- **Court-circuit biphasé:** les interrupteurs S2a et S2b sont fermés et S2c reste ouvert. Quand SN est fermé, le défaut est avec neutre, par contre quand SN est ouvert le défaut est sans neutre.

- *Court circuit monophasé*: l'interrupteur S2a ainsi que SN sont fermés, alors que S2b et S2c restent ouverts.

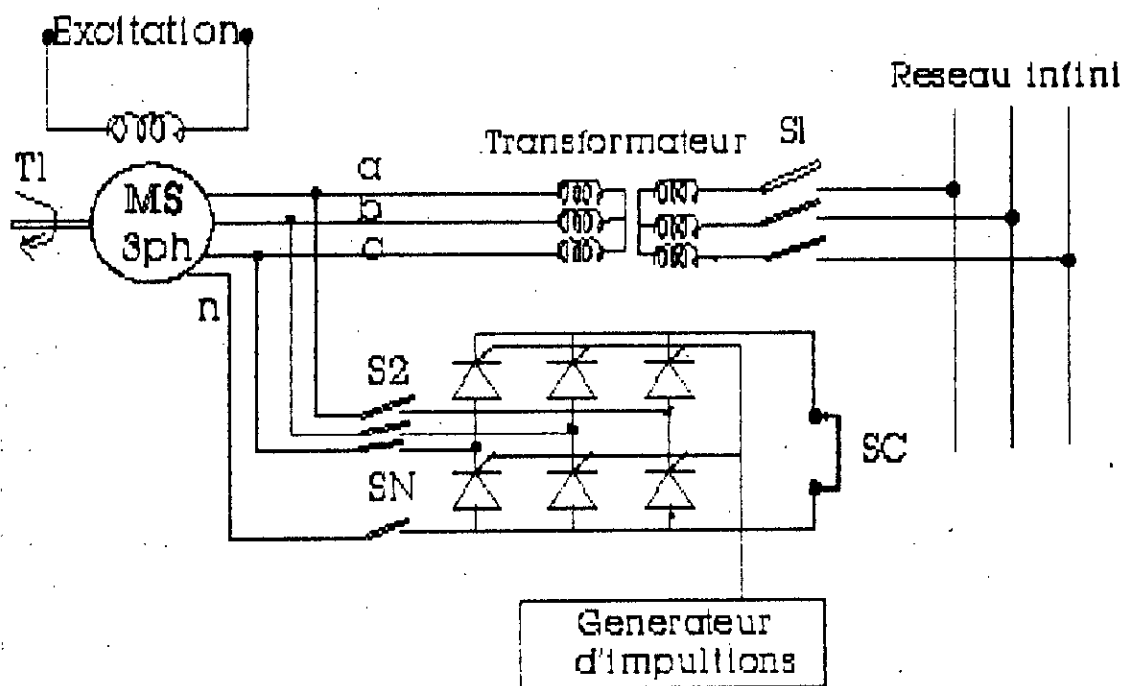


Figure 3.2 Banc d'essai

Le relevé des mesures se fait à l'aide d'un système d'acquisition de huit canaux d'entrée, et les résultats sont donnés sous forme numérique à travers un microprocesseur avec une carte électronique de référence "RTI 860".

Les sorties mesurées sont:

- La tension de la phase a " $V_{as}$ ".
- Le courant de la phase a " $I_{as}$ ".
- Le courant du circuit amortisseur selon l'axe q " $I_q$ ".
- Le courant du circuit d'excitation " $I_f$ ".
- Le courant de circuit amortisseur selon l'axe d " $I_d$ ".
- La puissance aux bornes de la machine P.

### 3.3. SIMULATION NUMERIQUE

La représentation mathématique du banc d'essai exige certainement des hypothèses simplificatrices. Ainsi, on considère que le transformateur est parfait, le réseau d'alimentation est parfaitement rigide et sa tension est fixe (réseau infini) et les thyristors sont supposés être des interrupteurs tout ou rien.

De plus, la machine (MS) est idéale et vérifie le modèle de référence pouvant être représenté par les équations de Park en grandeurs relatives (per-unit), données au premier Chapitre.

Habituellement, le couplage électromagnétique, selon les deux axes, est représenté par les schémas équivalents simplifiés (Fig 2.3 et Fig 2.6).

Les équations (1.29) à (1.34) peuvent s'écrire sous la forme suivante:

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = \omega_b \left[ V_{qs} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{I_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (3.1)$$

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = \omega_b \left[ V_{ds} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{I_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (3.2)$$

$$\frac{d\psi_{os}}{dt} = \omega_b \left[ V_{os} + \frac{I_s}{X_{ls}} \psi_{os} \right] \quad (3.3)$$

$$\frac{d\psi_{kq}}{dt} = \omega_b \left[ \frac{I_{kq}}{X_{lkq}} (\psi_{mq} - \psi_{kq}) \right] \quad (3.4)$$

$$\frac{d\psi_{fd}}{dt} = \omega_b \left[ \frac{I_{fd}}{X_{md}} e_{x_{fd}} + \frac{I_{fd}}{X_{lfd}} (\psi_{md} - \psi_{fd}) \right] \quad (3.5)$$



$$\frac{d\psi_{kd}}{dt} = \omega_b \left[ V_{kd} + \frac{I_{kd}}{X_{lkd}} (\psi_{md} - \psi_{kd}) \right] \quad (3.6)$$

avec,

$$i_{qs} = -\frac{1}{X_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (3.7)$$

$$i_{ds} = -\frac{1}{X_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (3.8)$$

$$i_{os} = -\frac{1}{X_{ls}} \psi_{os} \quad (3.9)$$

$$i_{kq} = \frac{1}{X_{lkq}} (\psi_{kq} - \psi_{mq}) \quad (3.10)$$

$$i_{fd} = \frac{1}{X_{lfd}} (\psi_{fd} - \psi_{md}) \quad (3.11)$$

$$i_{kd} = \frac{1}{X_{lkd}} (\psi_{kd} - \psi_{md}) \quad (3.12)$$

Dans les équations précédentes, on a

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left( \frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{kq}}{X_{lkq}} \right) \quad (3.13)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left( \frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{fd}}{X_{lfd}} + \frac{\psi_{kd}}{X_{lkd}} \right) \quad (3.14)$$

avec,

$$\psi = \omega_b \lambda \quad (3.15)$$

$$X_{aq} = \left( \frac{1}{X_{mq}} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X_{lkq}} \right)^{-1} \quad (3.16)$$

$$X_{ad} = \left( \frac{1}{X_{md}} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X_{lfd}} + \frac{1}{X_{lkd}} \right)^{-1} \quad (3.17)$$

Le mouvement du rotor est défini par les équations différentielles suivantes:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_b}{2H} (C_e - C_r - K_M \omega_r - K) \quad (3.18)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_b \quad (3.19)$$

L'équation du couple électromagnétique est:

$$C_e - \psi_{qs} i_{ds} - \psi_{ds} i_{qs} \quad (3.20)$$

Le transformateur est représenté par son impédance. Ses équations dans le référentiel de synchronisme sont:

$$V_{rqse} = V_{qse} - R_e i_{rqse} + \frac{\omega_e}{\omega_b} X_e i_{rdse} - \frac{X_e}{\omega_b} \frac{di_{rqse}}{dt} \quad (3.21)$$

$$V_{rdse} = V_{dse} - R_e i_{rdse} - \frac{\omega_e}{\omega_b} X_e i_{rqse} - \frac{X_e}{\omega_b} \frac{di_{rdse}}{dt} \quad (3.22)$$

$$V_{rose} = V_{ose} - R_e i_{rose} - \frac{X_e}{\omega_b} \frac{di_{rose}}{dt} \quad (3.23)$$

l'indice "r" indique le réseau infini  
 l'indice "e" indique le référentiel synchrone

Le passage entre le référentiel rotorique r et synchronisme e est exprimé par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^r \\ f_{ds}^r \\ f_{os}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta & -\sin\delta & 0 \\ \sin\delta & \cos\delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^e \\ f_{ds}^e \\ f_{os}^e \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

où

l'exposant "r" indique le référentiel rotorique  
 l'exposant "e" indique le référentiel de synchronisme

### 3.3.1 Régime permanent

Pour faire une comparaison entre la pratique et la théorie, durant le régime transitoire, il est nécessaire de déterminer les conditions initiales, qui sont définies par le régime permanent avant le défaut.

En régime permanent, les dérivées des flux par rapport au temps et les courants dans les enroulements amortisseurs sont nuls. La vitesse de rotation est constante et égale à la vitesse nominale (vitesse de synchronisme) notée  $\omega_e$ .

Les équations décrivant le régime permanent équilibré de la machine synchrone s'obtiennent par simplification des équations différentielles (3.1) à (3.6).

$$V_{ds} = -\psi_{qs} - R_s I_{ds} \quad (3.25)$$

$$V_{qs} = \psi_{ds} - R_s I_{qs} \quad (3.26)$$

$$V_f - R_f I_f \quad (3.27)$$

$$\Psi_{qs} - X_q i_{qs} \quad (3.28)$$

$$\Psi_{ds} - X_d I_{ds} + X_{md} I_{fd} \quad (3.29)$$

En introduisant les deux dernières équations dans les équations (3.19) et (3.20), on trouve:

$$V_{ds} - X_{qs} I_{qs} - R_s I_{ds} \quad (3.30)$$

$$V_{qs} - X_{ds} I_{ds} + X_{md} I_{fd} - R_s I_{qs} \quad (3.31)$$

La force électromotrice en régime permanent est définie par:

$$E_{x_{fd}} - X_{md} I_{fd} \quad (3.32)$$

donc,

$$V_{qs} - X_{ds} I_{ds} + E_{x_{fd}} - R_s I_{qs} \quad (3.33)$$

En écrivant les courants statoriques  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$  dans le référentiel de synchronisme  $\omega = \omega_g$ , nous trouvons les expressions de l'angle de charge  $\delta$  et la force électromotrice  $E_{x_{fd}}$  comme suit:

$$\delta = \arctan \frac{(X_{mq} + X_{ls}) I_{qse} - V_{dse} - R_s I_{dse}}{(X_{mq} + X_{ls}) I_{dse} + V_{qse} + R_s I_{qse}} \quad (3.34)$$

$$E_{x_{fd}} = (V_{qse} + (X_{md} + X_{ls}) I_{dse} + R_s I_{qse}) \cos \delta \\ + (-V_{dse} + (X_{md} + X_{ls}) I_{qse} - R_s I_{dse}) \sin \delta \quad (3.35)$$

Pour déterminer les conditions initiales, il suffit alors de connaître, en régime permanent, le courant de phase, la tension entre phase et le facteur de puissance. Ainsi on a :

$$\psi_{mq} - X_{ls} I_{qs} + \psi_{qs} \quad (3.36)$$

$$\psi_{md} - X_{ls} I_{ds} + \psi_{ds} \quad (3.37)$$

$$\psi_{kq} - \psi_{mq} \quad (3.38)$$

$$\psi_{kd} - \psi_{md} \quad (3.39)$$

### 3.3.2 Traitement numérique des équations

Le logiciel de calcul que nous avons élaboré, utilise la méthode d'Euler (Prédicteur Correcteur) pour la résolution du système d'équations différentielles. Le programme est écrit en FORTRAN 77. Il a une forme qui permet d'une part, l'étude comparative des différents modèles mathématiques que nous allons exploiter dans les chapitres suivants, et d'autre part la simulation des différents régimes de fonctionnement de la machine.

L'algorithme de calcul est présenté sous forme d'un bloc-diagramme comme suit:

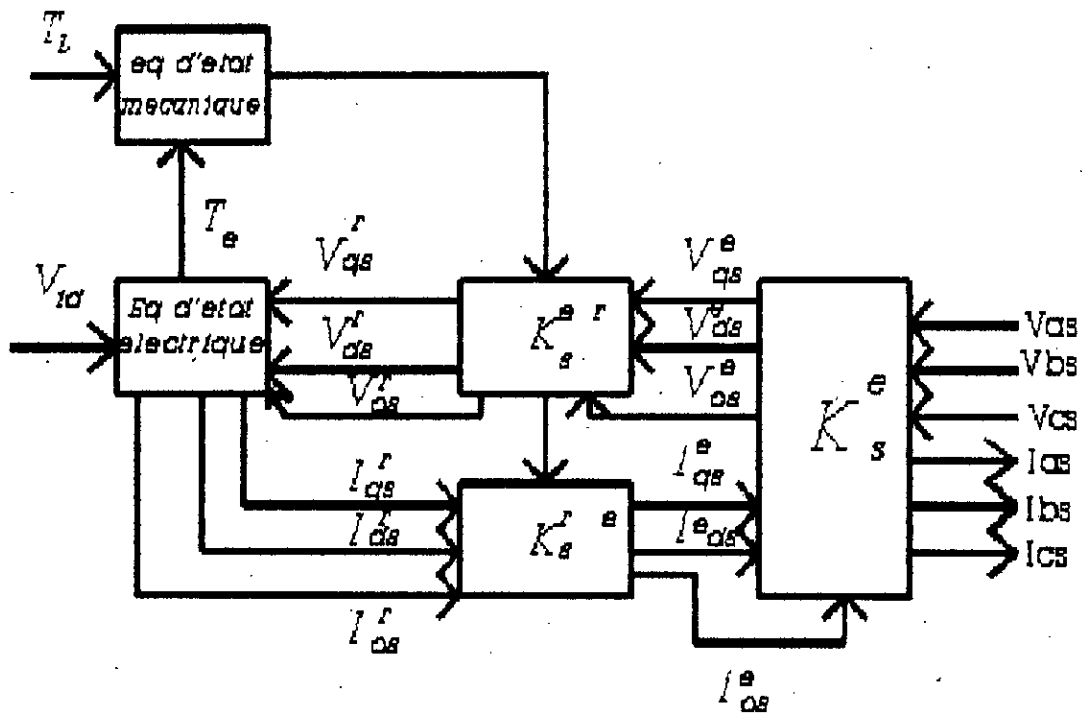


Figure 3.3 Bloc-diagramme

Les paramètres du système sont:

a - machine synchrone (MS):

Paramètres électriques en per-unit

$$X_{ls} = 0.2479$$

$$R_s = 0.0458$$

$$X_{md} = 1.147$$

$$X_{mq} = 6.279$$

$$X_{lfd} = 0.0206$$

$$R_{fd} = 0.0183$$

$$X_{lkd} = 0.204$$

$$R_{kd} = 0.645$$

$$X_{lkq} = 0.047$$

$$R_{kq} = 0.236$$

Paramètres mécaniques

$$H = 1.197 \text{ (S)}$$

$$K_r = 0.042 \text{ (N.m)}$$

$$K_m = 0.00013 \text{ (N.m)}$$

b - transformateur (TR) en per-unit:

$$X_e = 0.0603$$

$$R_e = 0.0243$$

### 3.4. RESULTATS

La machine est initialement connectée à un réseau de secteur (245 v. entre phases), à travers un transformateur (Rapport de transformation égal à 1) utilisé pour des raisons de sécurité, et délivre une puissance nominale  $S=2$  kva, sous un facteur de puissance nominal  $\cos\phi = 0.85$ . Avec ce fonctionnement, on applique:

- 1 - Un court-circuit triphasé équilibré,

$$V_a = V_b = V_c = 0$$

- 2 - Un court-circuit biphasé avec neutre,

$$V_a = V_b = 0$$

- 3 - Un court-circuit monophasé,

$$V_a = 0$$

La durée de chacune de ces perturbations est égale à cinq périodes de la tension du réseau (0.1 sec).

Afin de comparer les résultats, le comportement dynamique de la machine est donné par l'essai pratique et par la simulation numérique avec une même échelle de grandeurs. Pour les états avant, durant et après le défaut, nous présentons les grandeurs suivantes:

$i_a$  - courant de la phase a ( en A ),

$i_q$  - courant amortisseur selon l'axe q ( en A ),

$i_f$  - courant d'excitation ( en A ),

$i_d$  - courant amortisseur selon l'axe d ( en A ),

$C_{ei}$  - couple électrique aux bornes de la machine ( N.M ).

### 3.4.1 Court-circuit triphasé équilibré

Durant le défaut, les tensions aux bornes de la machine sont réduites à zéro. La machine est incapable de transmettre la puissance au réseau ( $C_e=0$ ), donc tous les couples d'entrée accélèrent le rotor sauf ceux représentant les pertes électriques.

L'effet transitoire dans les courants de phases apparaît dans les courants rotoriques lesquels oscillent avec une fréquence correspondant à celle de synchronisme (50 Hz). Ceci dans les deux cas: pratique et simulation (Fig 3.3.a) et (Fig 3.3.b).

Après les cinq périodes, on élimine le défaut en maintenant le couplage sur le réseau, la machine oscille pour revenir au régime de fonctionnement nominal.



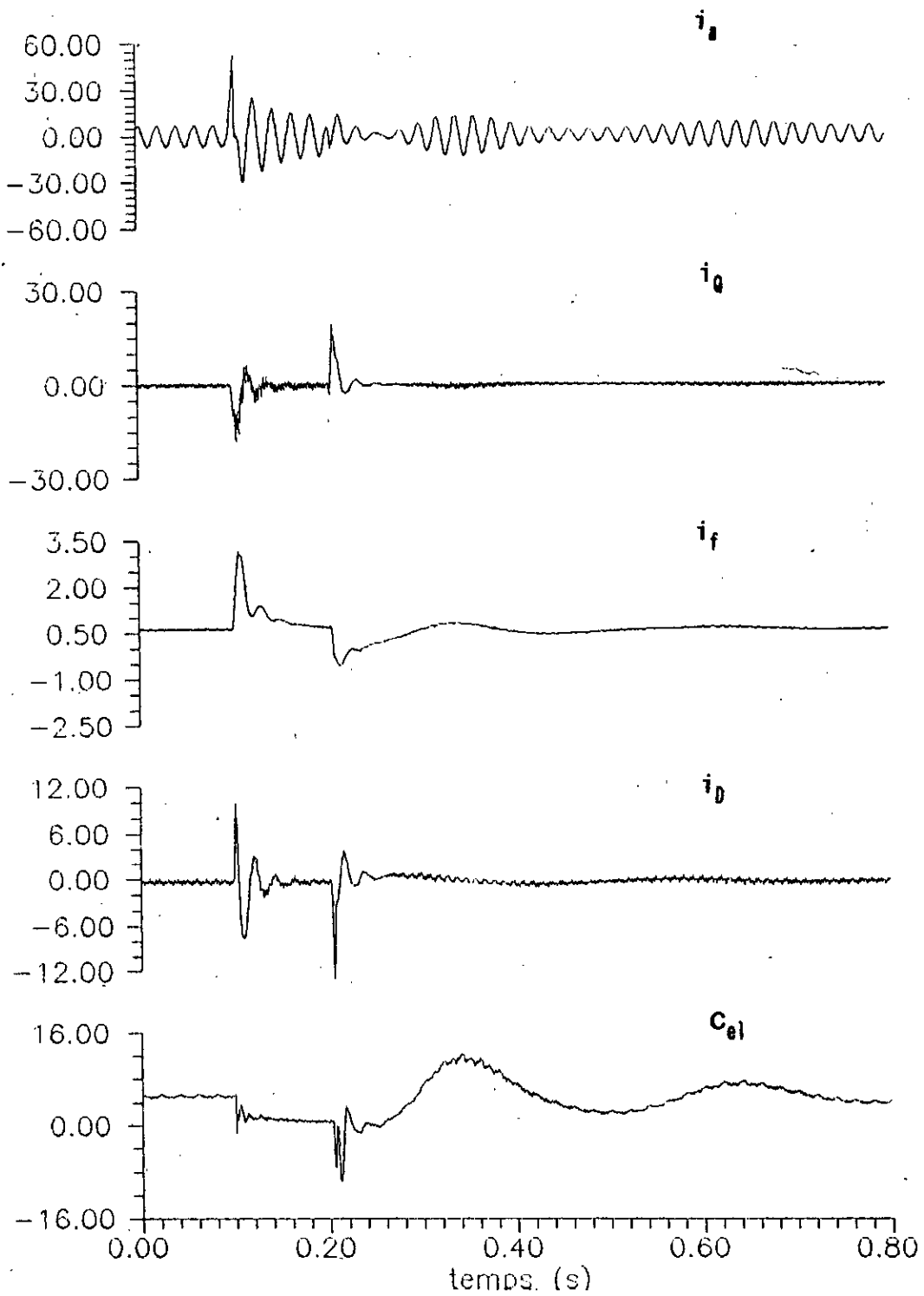


Figure 3.3.a Comportement transitoire durant un court-circuit triphasé (Essai pratique)

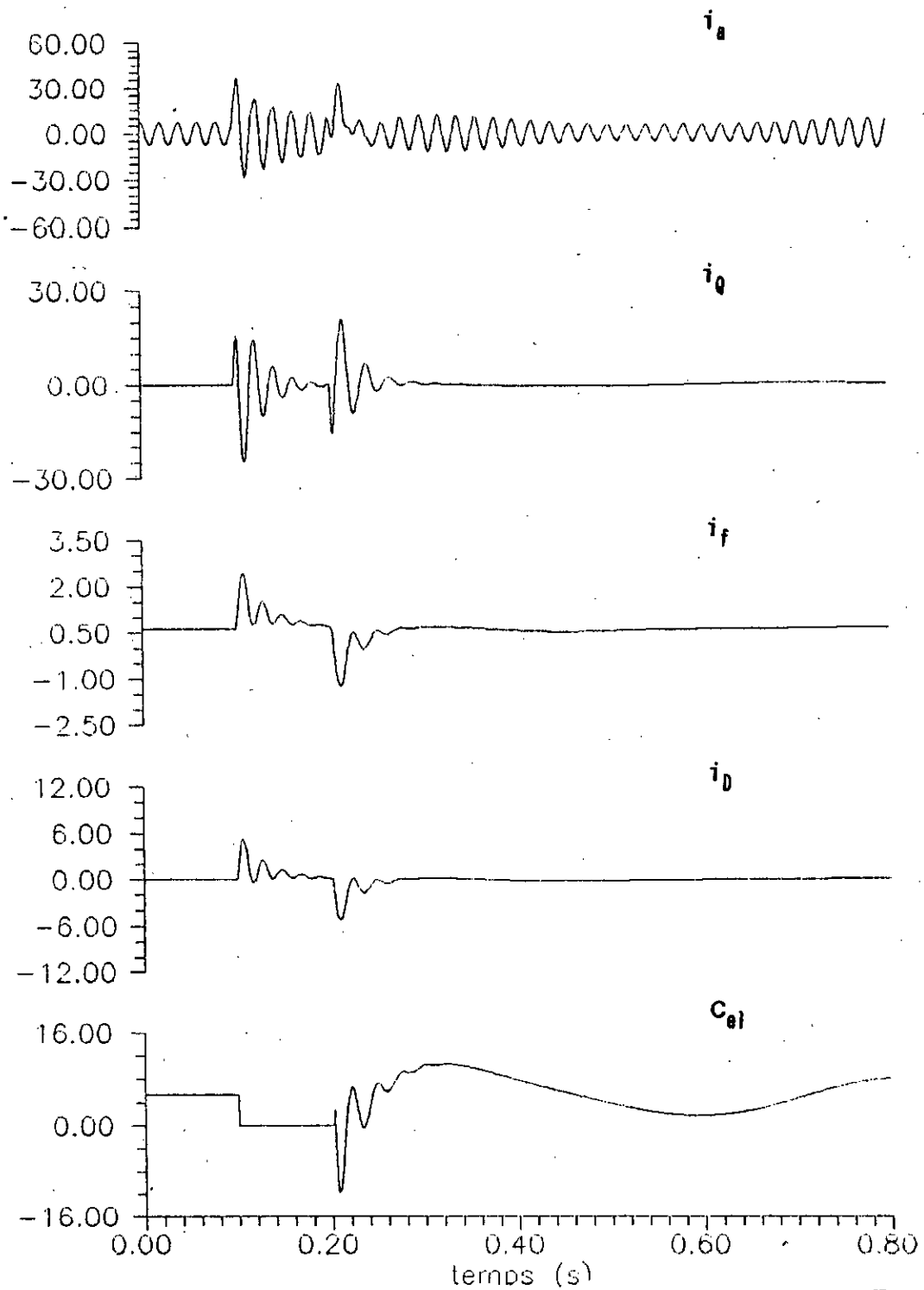


Figure 3.3.b Comportement transitoire durant un court-circuit triphasé (Modèle de Park)

### 3.4.2 Court-circuit non symétrique

En période de défauts déséquilibrés, la machine peut continuer à fournir la puissance au réseau à travers les phases non affectées. L'effet transitoire dans le courant de phase apparaît dans les courants rotoriques lesquels sont oscillants cette fois avec des pulsations dont la fréquence est égale à deux fois celle du synchronisme (à cause de la composante négative paire induite dans le rotor) (Fig 3.4) et (Fig 3.5).

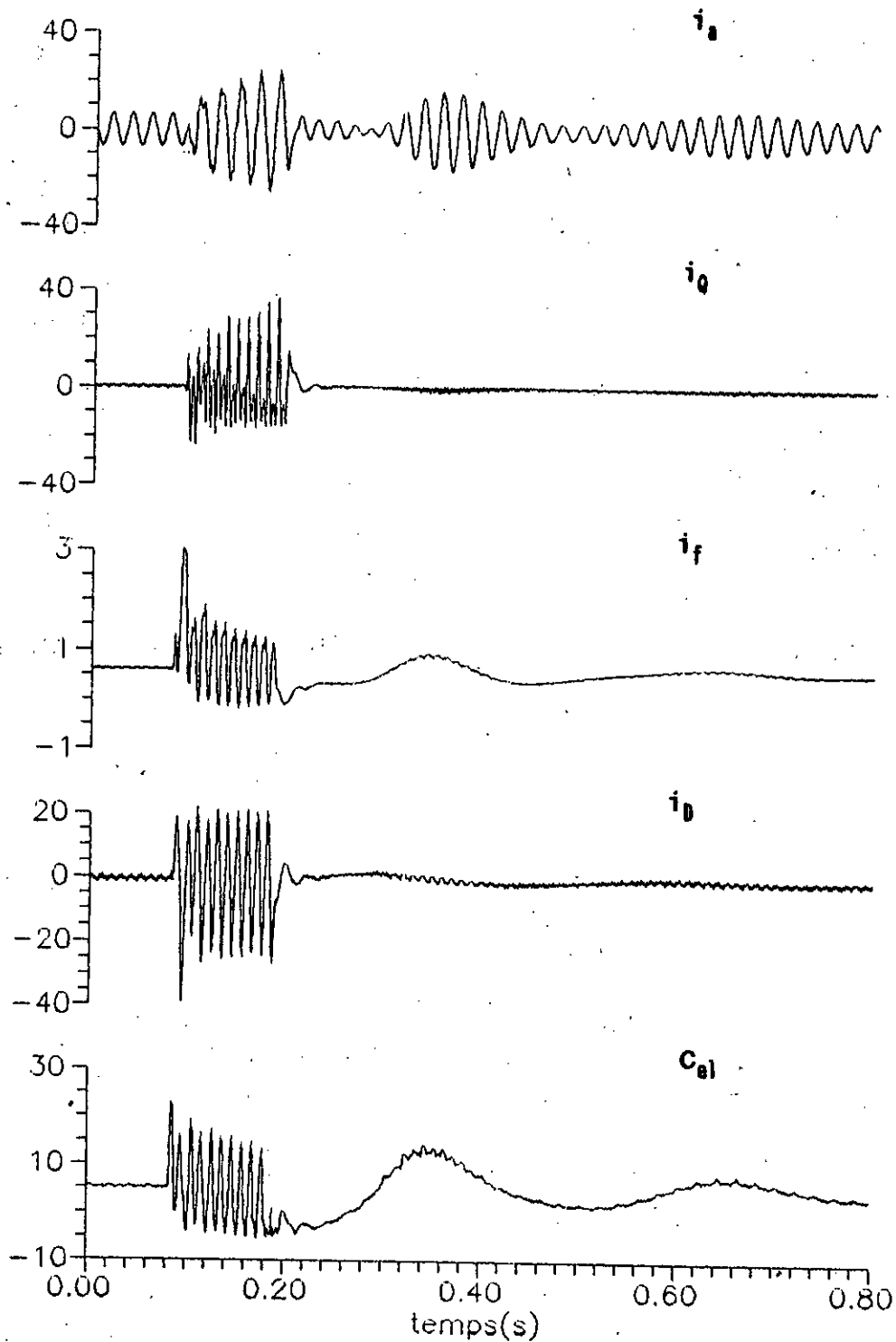


Figure 3.4.a Comportement transitoire durant un court-circuit biphasé (Essai pratique)

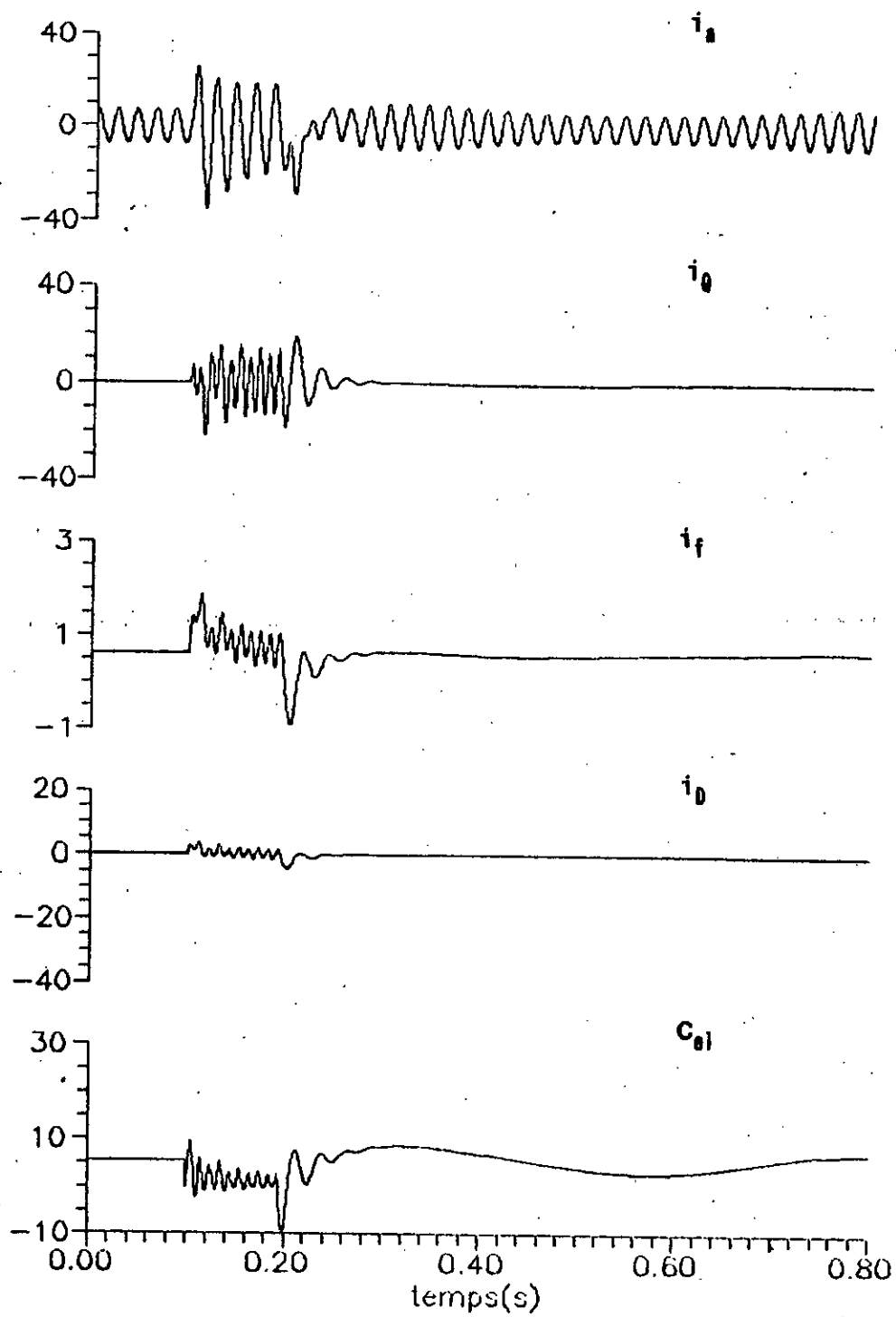


Figure 3.4.b Comportement transitoire durant un court-circuit biphasé (Modèle de Park)

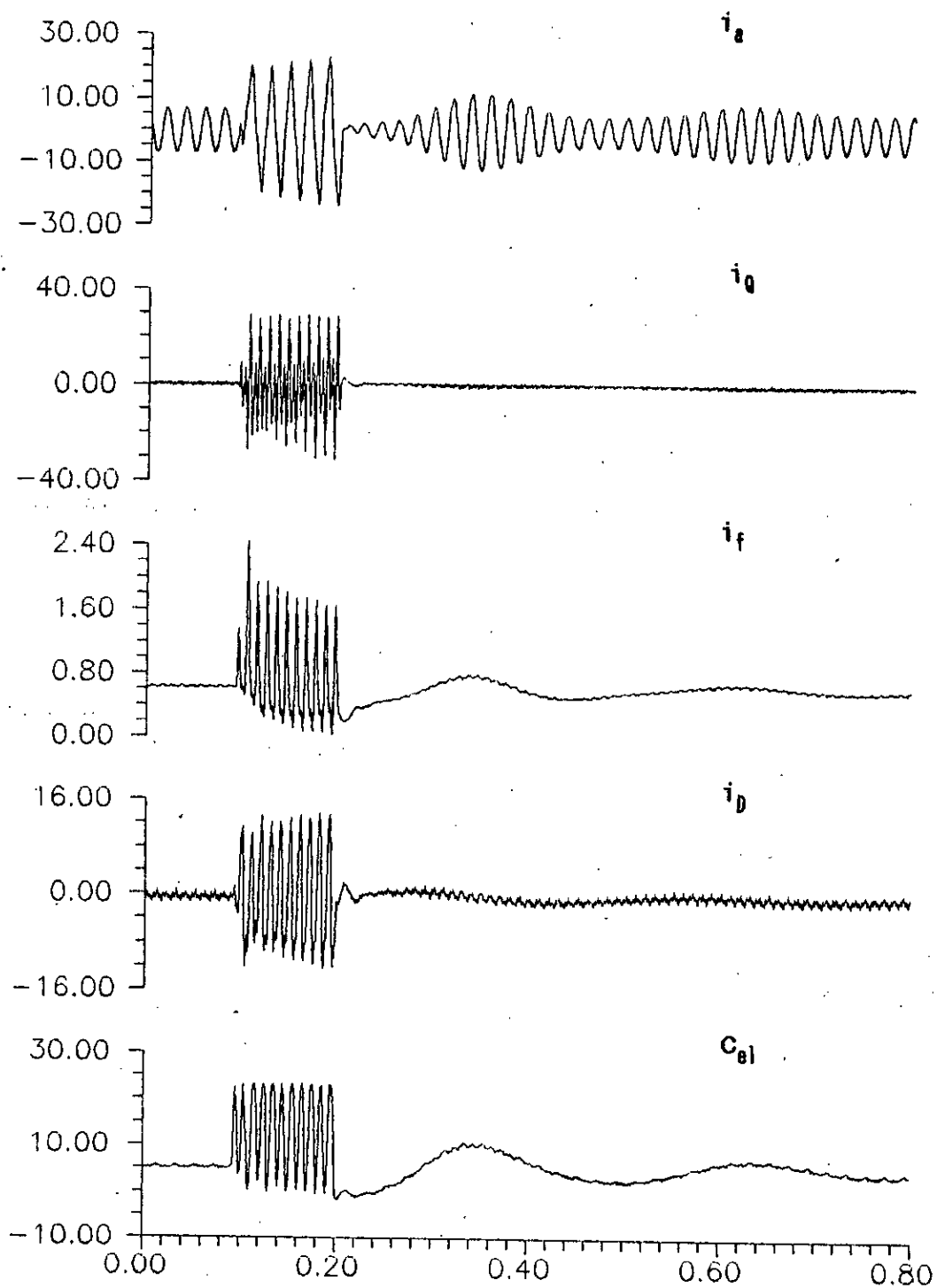


Figure 3.5.a Comportement transitoire durant un court-circuit monophasé (Essai pratique)

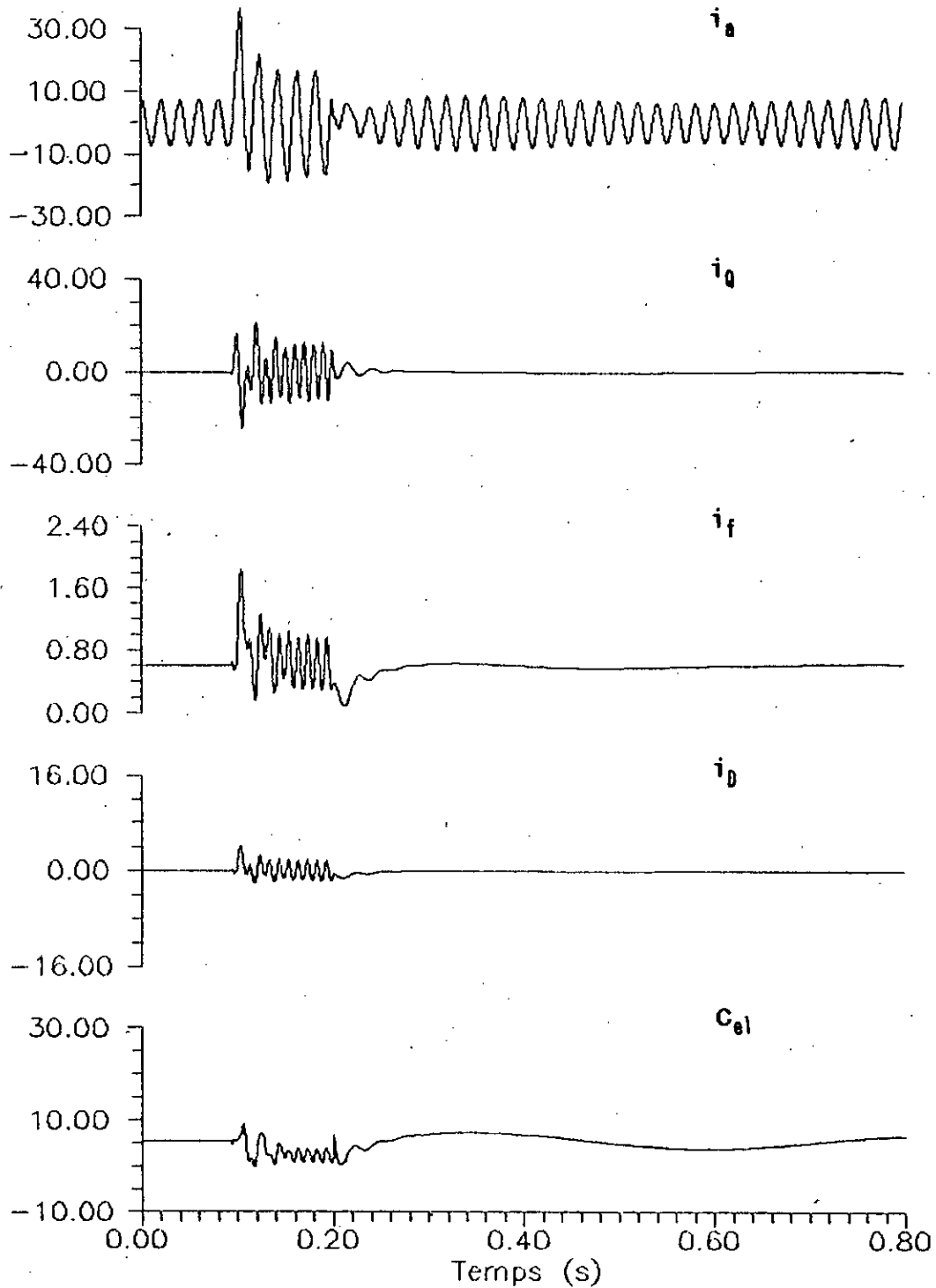


Figure 3.5.b Comportement transitoire durant un court-circuit monophasé (Modèle de Park)

### 3.5 COMPARAISON DES RESULTATS

Dans la comparaison des résultats de la pratique et de la simulation numérique, nous nous intéressons surtout à la partie la plus importante des courbes qui représente le régime transitoire, durant et juste après le défaut.

Les défauts déséquilibrés présentent de grandes discordances quantitatives et qualitatives entre résultats pratiques et numériques, à savoir:

1. Dans le cas numérique, les oscillations sont purement amorties, par contre, dans le cas pratique, elles sont non amorties. Normalement la machine réelle présente plus d'amortissement que la machine idéale, contrairement à ce que nous avons obtenu. Ceci confirme que cette discordance n'est pas due au modèle mathématique lui même, mais au réseau (réseau mou ou faible). Dans notre étude théorique, nous avons simulé le secteur d'alimentation par une source de tension infinie. En réalité, il est constitué de circuits électriques (réseau mou), qui oscillent avec la machine en régime déséquilibré, et empêchent l'amortissement.
2. La deuxième discordance est qualitative; en court circuit non symétrique, on observe des harmoniques d'ordre quatre dans le courant amortisseur d'axe q; ceci est peut être due à l'hypothèse simplificatrice N06 qui concerne la distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice (voir chapitre 1). Cette discordance est faible selon l'axe d.

A cet effet, notre analyse sera basé sur les oscillogrammes du défaut triphasé équilibré.

La différence entre les résultats pratiques et théoriques est importante surtout aux niveaux des premiers pics. Pour



montrer cette différence, nous établissons un tableau présentant les premiers pics aux instants d'application (ON) et de correction (OFF) du défaut, pour tous les courants statoriques et rotoriques.

i (A)	Essai pratique		Modèle de Park	
	ON	OFF	ON	OFF
$i_a$	52.49	14.25	36.51	9.30
$i_q$	-9.86	19.33	16.18	-15.28
$i_f$	3.14	-0.49	2.44	-1.23
$i_D$	9.93	-12.86	5.33	-5.13

Tableau 3.1 Les premiers pics.

Dans tous les cas, la méthode de comparaison peut introduire un nombre d'erreurs, dues:

- aux conditions initiales de fonctionnement (régime permanent), qui sont non nuls (grandeurs périodiques ou continues).
- l'instant d'application et de la correction de défaut.
- le décalage d'écart d'enregistrement.

Ces erreurs peuvent être éliminées en présentant les grandeurs par leurs variations, en utilisant la méthode décrite dans [41], comme suit:

- pour les grandeurs périodiques, comme le courant de phase, on définit la variation:

$$\Delta i_a(t) = i_a(t+T) - i_a(t) \quad (3.40)$$

où T désigne la période.

- pour les grandeurs continues (non périodiques), comme le courant d'excitation, on définit la variation:

$$\Delta i_f(t) = i_f(t + \Delta t) - i_f(t) \quad (3.41)$$

où  $\Delta t$  représente le pas d'échantillonnage.

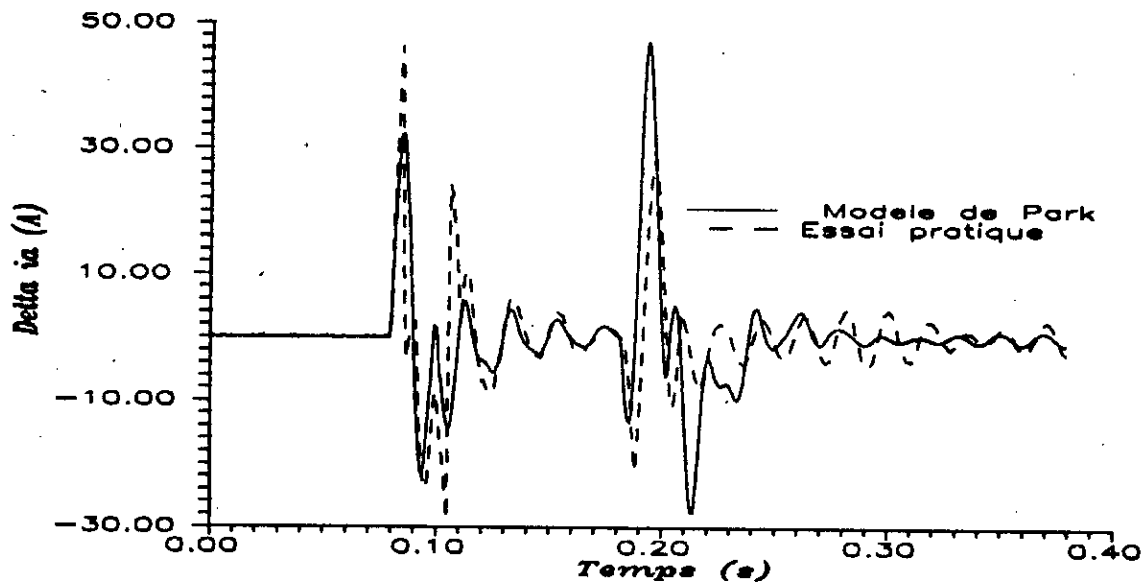


Figure 3.6 : variation du courant de phase

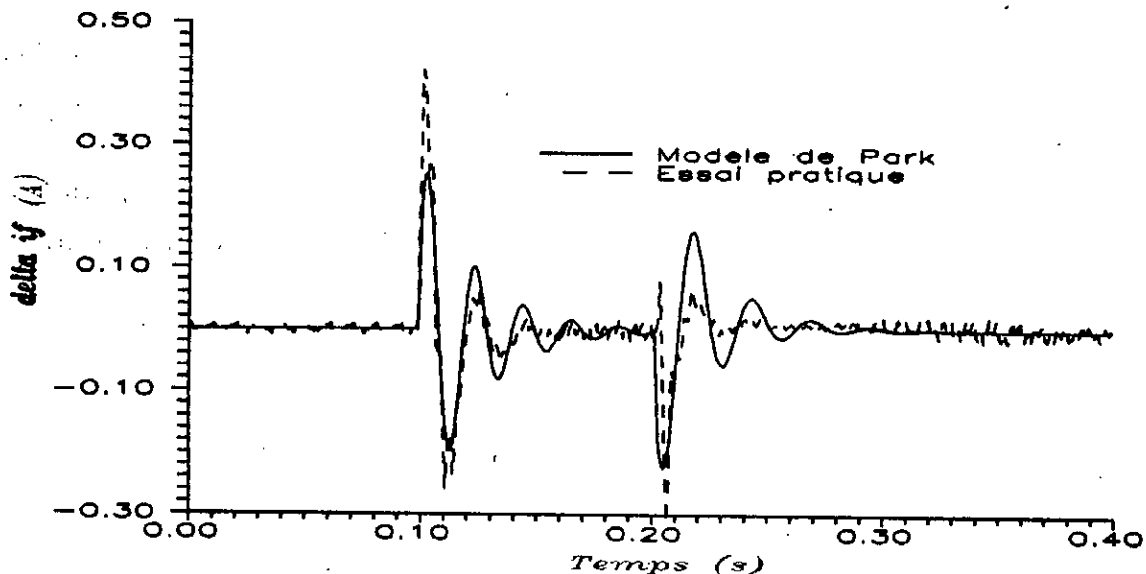


Figure 3.7 : variation du courant d'excitation

### 3.6 INFLUENCE DU SYSTEME D'EXCITATION

A l'instant d'ouverture du court-circuit, une grande tension alternative est induite dans l'enroulement d'excitation et par conséquent, le courant d'excitation inverse sa polarité.

Dans notre cas, l'excitation est assurée par un système constitué d'une génératrice à courant continu. Une inversion de

courant d'excitation entraîne une inversion du couple électromagnétique, ce qui produit une accélération de la génératrice et une augmentation instantanée et importante dans la force électromotrice  $E_{xfj}$ . La chute de tension devient moins importante dans le circuit d'excitation, ce qui démunit le pic négatif du courant d'excitation dans le cas pratique par rapport à la simulation numérique où  $E_{xfj}$  est fixée constante. Par ailleurs, dans le cas d'un système d'excitation à redresseur, le courant ne peut pas changer sa direction à cause de son blocage par le redresseur [42].

### 3.7 CONCLUSION

Pour une comparaison précise, nous avons effectué des essais pratiques à l'aide d'un montage dont la commande est maîtrisable et dans des conditions bien définies que nous pouvons les mettre en évidence par la simulation numérique.

Les différents essais ont confirmé une similitude entre les résultats du modèle mathématique et les résultats expérimentaux.

Dans le cas des défauts déséquilibrés, la discordance est clairement constatée: sa source n'est pas due au modèle tout seul mais elle dépend fortement de l'environnement de la machine (réseau mou). A cet effet, le court circuit triphasé équilibré reste le seul moyen pour l'estimation de la précision du modèle considéré.

Lors de la comparaison entre la pratique et la simulation, pour le cas d'un court-circuit triphasé équilibré, nous avons constaté que:

- il existe une grande concordance dans le courant de phase et le couple électrique,
- les pics sont plus grands dans le cas pratique que dans le cas

théorique. Ceci est, particulièrement, remarqué dans les grandeurs d'axe d. D'une façon plus précise, le courant d'excitation présente une différence de l'ordre de plus de 100% de sa valeur nominale, qui pourra engendrer des avariés dans le système d'excitation.

Ces constatations montrent que le modèle de Park considéré ne peut représenter correctement que le stator. Concernant le rotor, il est nécessaire de compliquer le modèle pour qu'il soit apte à représenter correctement le stator et le rotor en même temps.

**CHAPITRE 4**

**AMELIORATION DES RESULTATS**

## CHAPITRE 4

### AMELIORATION DES RESULTATS

#### 4.1 INTRODUCTION

Dans cette étude nous écartons les erreurs d'origine d'identification des paramètres, donc nous considérons que les seules sources d'erreurs sont: le modèle lui même, et/ou le schéma équivalent simplifié.

En se basant sur la discussion approfondie du Chapitre 2 et les résultats du Chapitre 3, on procédera à l'amélioration des résultats obtenus jusqu'ici.

#### 4.2 MODELE DE CANAY

Dans ce cas, le modèle de la machine est présenté selon l'axe d par la Figure 2.6 et selon l'axe q, par le même schéma équivalent du modèle usuel (Fig 2.7).

Comme il a été donné, tous les paramètres des équations électromagnétiques sont écrites en fonction de la réactance de fuite statorique  $X_{1s}$ . Quand  $X_{1s}$ , prend la valeur donnée par le modèle usuel, appelée réactance caractéristique ( $X_c$ ), alors  $X_{kfd}$  devient nulle.

En faisant varier  $X_{1s}$  au dessus de la valeur critique ( $X_c$ ), on remarque une instabilité numérique. Ceci signifie que  $X_{1s}$  ne peut prendre que des valeurs inférieures à sa valeur critique  $X_c$ . Nous avons donné des valeurs inférieures à  $X_{1s}$ , jusqu'à 0.0519 mais nous n'avons pas remarqué d'amélioration au niveau du

courant d'excitation. A cet effet, nous avons fixé  $X_{ls}$  égale en per-unit à 0.12981, ce qui est équivalent à un même ordre de grandeur que la réactance de Potier ( $X_p = 0.2466$ ).

Le comportement transitoire durant les régimes: avant, durant et après les défauts, est donné par les figure 4.1 à 4.3.



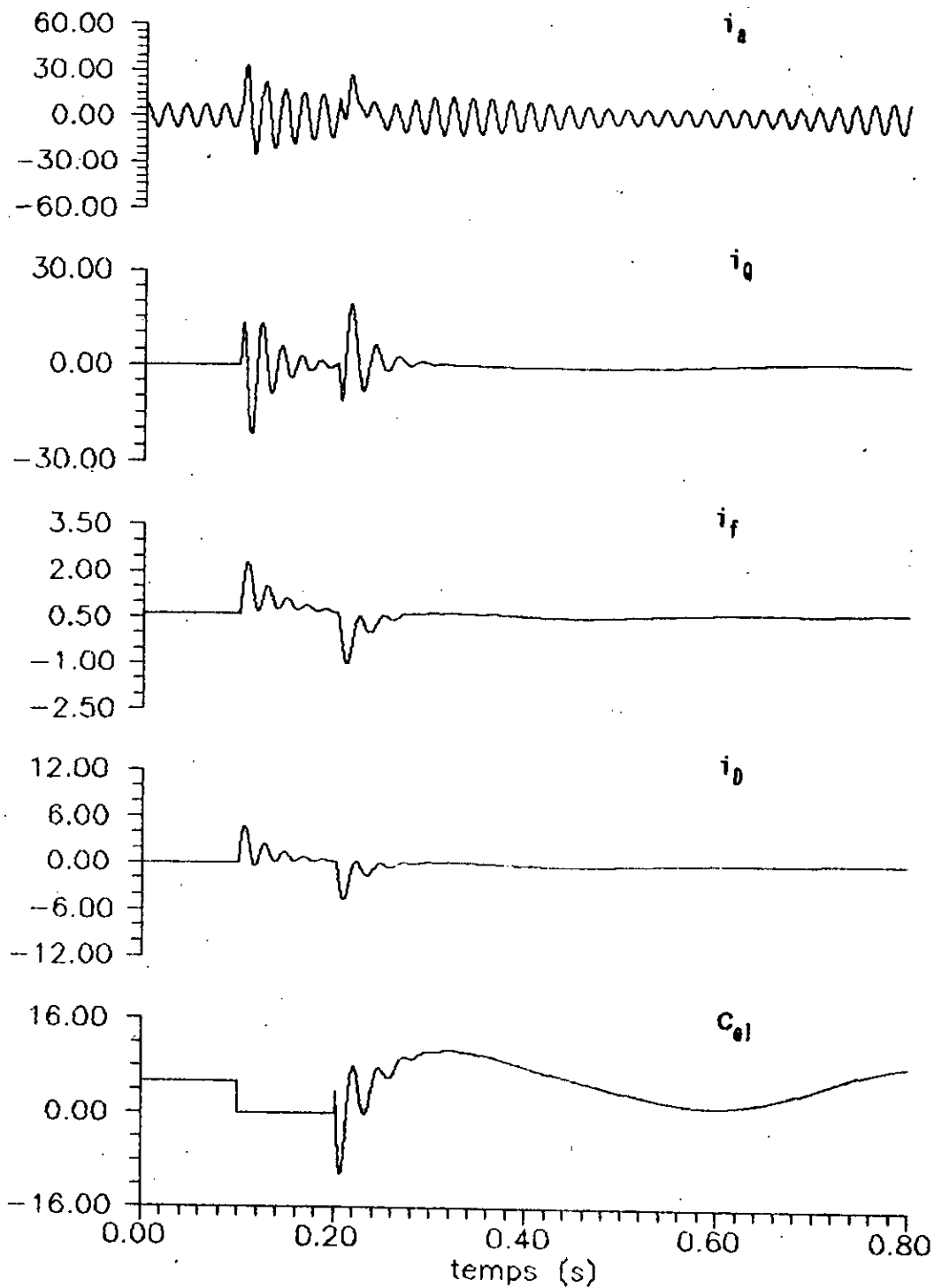


Figure 4.1 Comportement transitoire durant un court-circuit triphasé (Modèle de Canay)

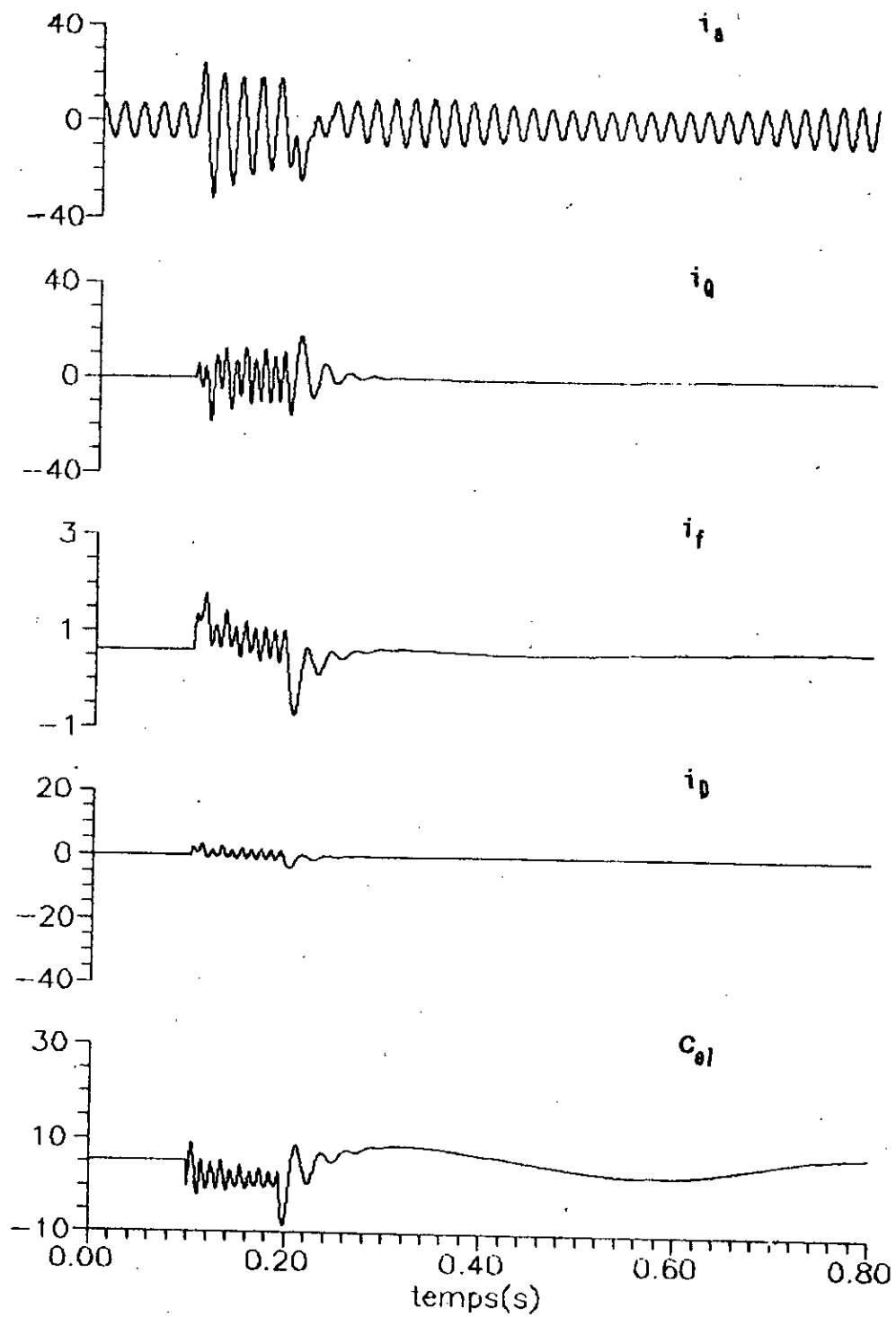


Figure 4.2 Comportement transitoire durant un court-circuit biphasé (Modèle de Canay)

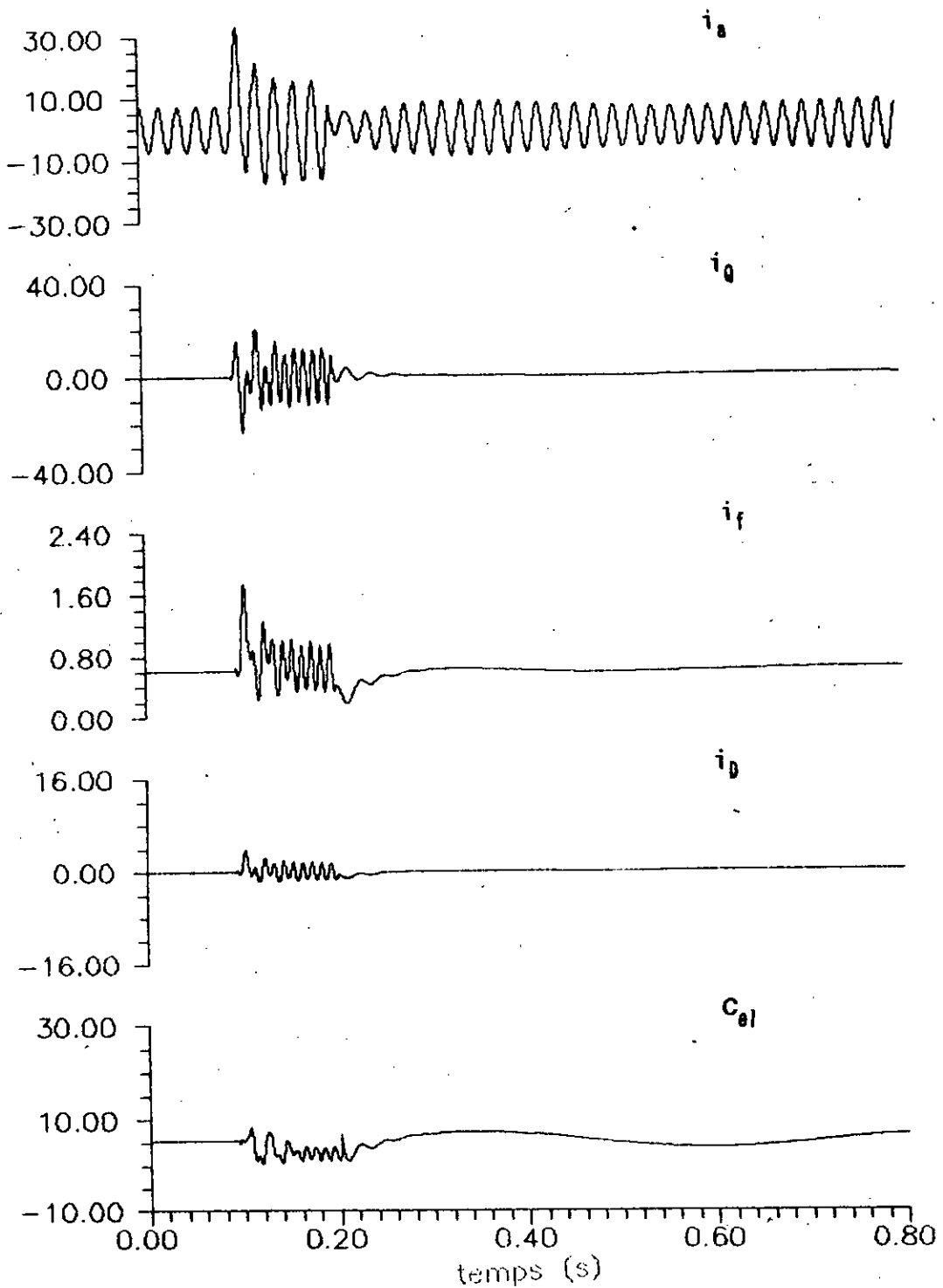


Figure 4.3 Comportement transitoire durant un court-circuit monophasé (Modèle de Canay)

D'après ces résultats, nous pouvons dire que  $X_{kfd}$  n'a donné aucune amélioration significative sur les oscillogrammes des courants rotoriques lors d'un court circuit triphasé. Ceci peut s'expliquer par le fait que les rapports de transformation  $K_f$  et  $K_D$  conservent le même couplage magnétique, entre les circuits rotoriques et statoriques.

#### 4.3 MODELE DIRECT

A cause de la non amélioration des résultats, nous avons pensé à d'autres méthodes d'amélioration.

Supposons que les coefficients  $K_f$  et  $K_D$  ont des valeurs qui ne vérifient pas la simplification du schéma équivalent général (Fig 2.4). Dans ce cas, le schéma équivalent perd l'avantage d'être simplifié. Nous sommes, alors, en présence d'un modèle qu'on dénomme modèle direct (Modèle de park généralisé), ce qui écarte les hypothèses simplificatrices utilisées pour l'établissement de schémas équivalents simplifiés, pouvant évidemment, donner de meilleurs résultats: Ce modèle est défini par les équations (1.29) à (1.34).

Pour l'équation homopolaire (1.31), nous considérons que la réactance de fuite statorique est égale à la réactance de Potier.

Le comportement transitoire du modèle est donné par les figures 4.4 à 4.6.

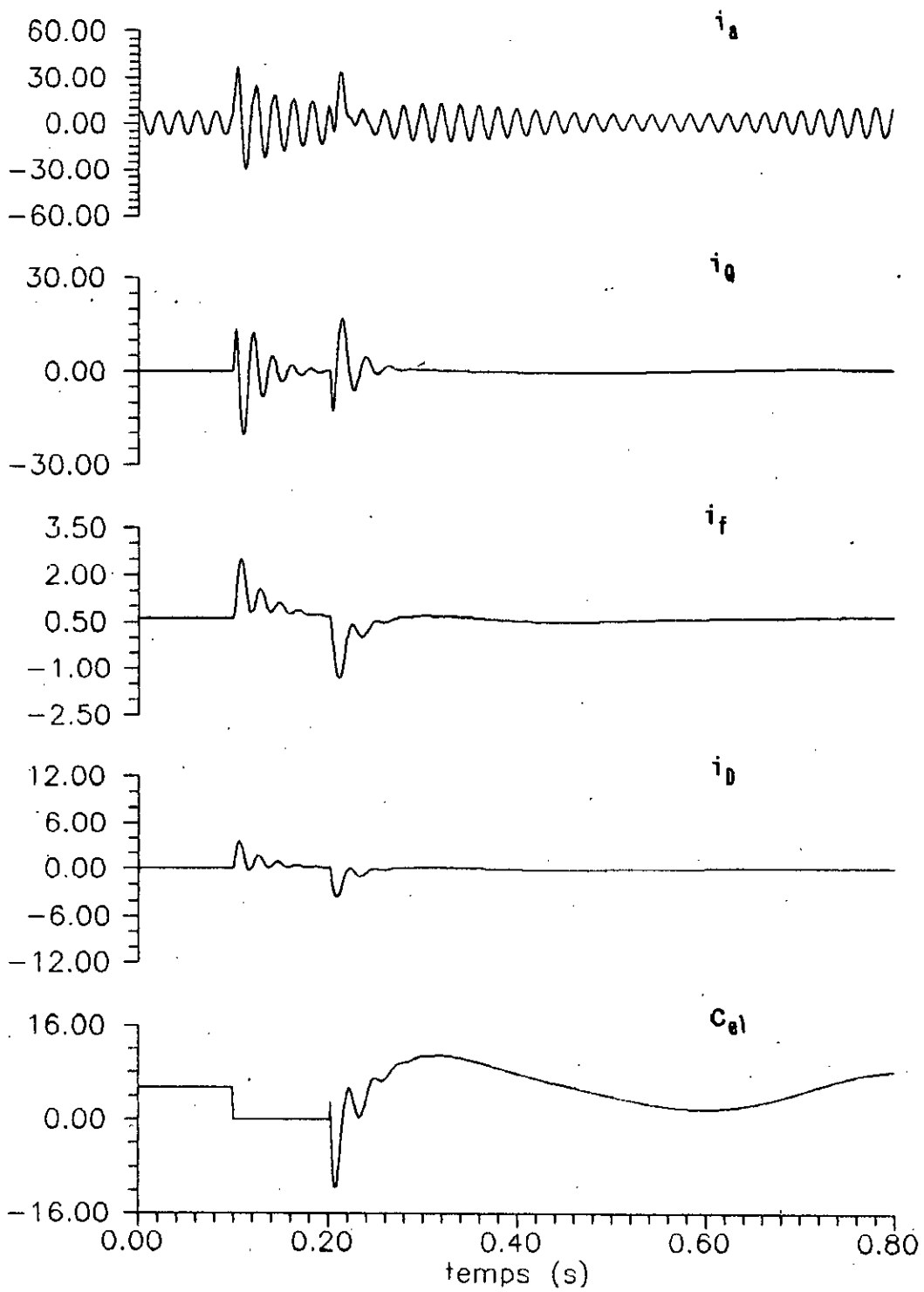


Figure 4.4 Comportement transitoire durant un court-circuit triphasé (Modèle direct)

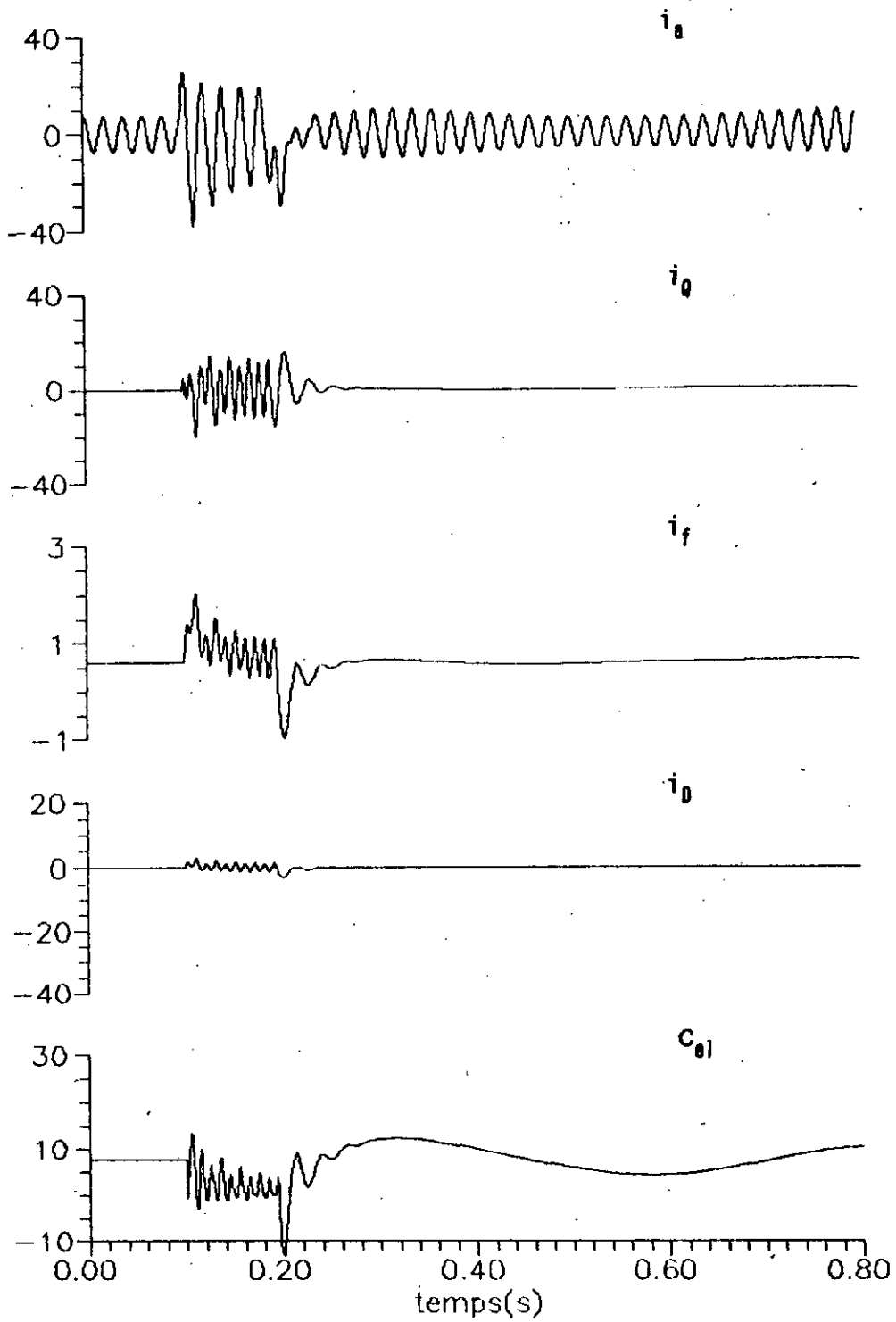


Figure 4.5 Comportement transitoire durant un court-circuit biphasé (Modèle direct)

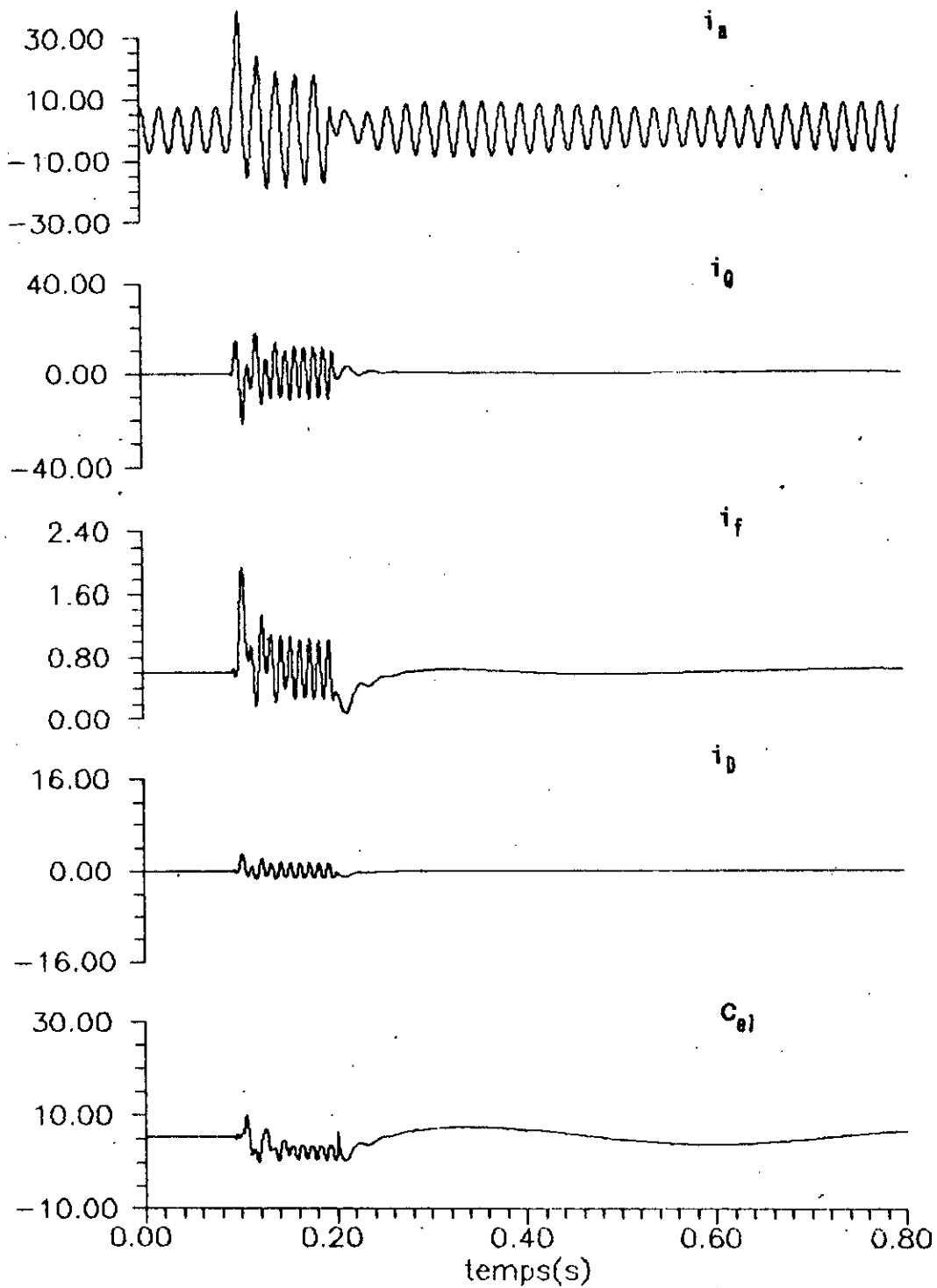


Figure 4.6 Comportement transitoire durant un court-circuit monophasé (Modèle direct)

Malgré sa précision, le modèle direct n'a pas donné d'amélioration considérable. Nous avons alors pensé à réviser le modèle ou à corriger les paramètres, pour avoir l'amélioration exigée.

En général, un modèle de la machine synchrone est plus précis s'il contient plus d'amortisseurs sur le même axe. Dans ce sens, nous avons ajouté des circuits amortisseurs ayant des constantes de temps plus petites sur les deux axes, en parallèle avec les amortisseurs existant dans les modèles décrits au paravant. Cependant, cette complication du modèle n'a donné aucune amélioration appréciable.

D'autre part, la correction des paramètres nécessite une technique d'identification sophistiquée, par exemple, comme la technique d'identification numérique exposée dans la référence [41]. Malheureusement cette méthode ne peut être appliquée qu'avec un logiciel puissant pouvant traiter les matrices mal conditionnées, par exemple, MATLAB [43].

Vu ces difficultés, il serait plus convenable de tester d'autres techniques d'amélioration en essayant de corriger le modèle lui même.

#### 4.4 MODELE AMELIORE

Nous avons trouvé,  $X_{kfd}$  n'a aucun effet sur le résultat (oscillogramme du courant d'excitation).

Dans notre cas,  $X_{kfd}$  est calculée selon des paramètres ne correspondant qu'aux enroulements amortisseurs artificiels (cuivre) et n'inclut pas les autres effets qui peuvent se manifester durant un régime dynamique.

Nous reprenons le modèle de Canay qui prend en compte la réactance  $X_{kfd}$  et nous commençons par varier cette dernière pour



avoir son influence sur les résultats en introduisant un coefficient  $K_r$  défini par:

$$X_{kfd1} = K_r X_{kfd}$$

Nous fixons la valeur de  $K_r$  à 0.5 et nous donnons à  $X_{1s}$  les valeurs 0.2466, 0.1947, 0.12981. Les résultats obtenus sont donnés sous forme graphique pour le courant d'excitation (Fig 4.7), dont on constate une amélioration sensible.

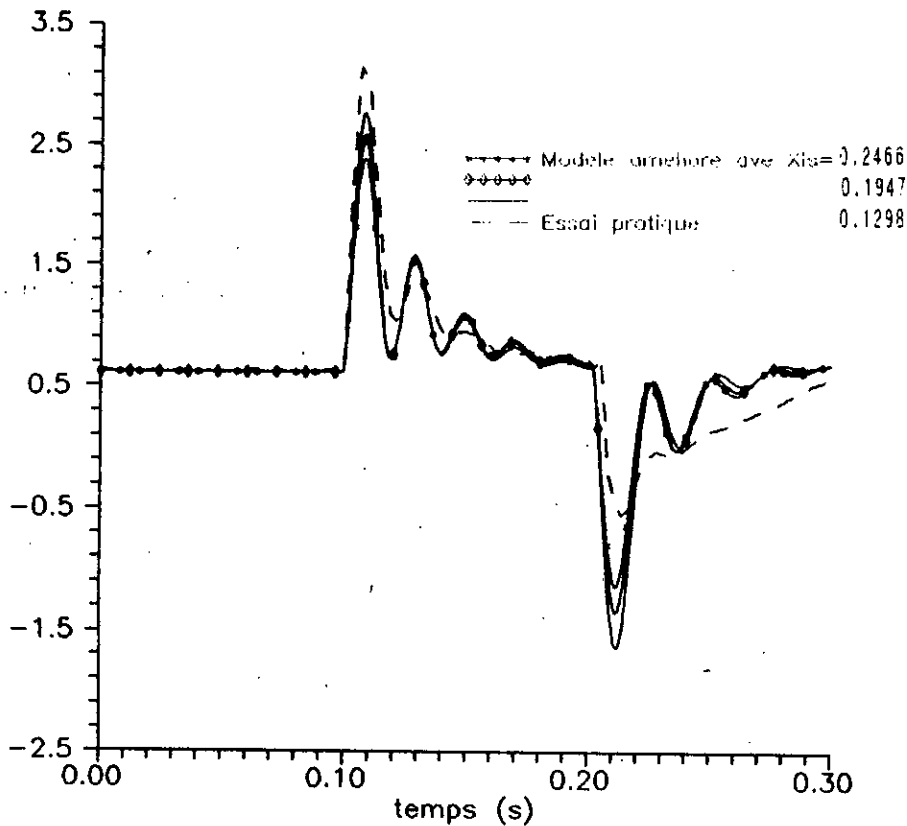


Figure 4.7 Le courant d'excitation pour  $K_r=0.5$

Les mêmes grandeurs sont représentées dans la Figure 4.8, Pour  $K_r = 0.25$ .

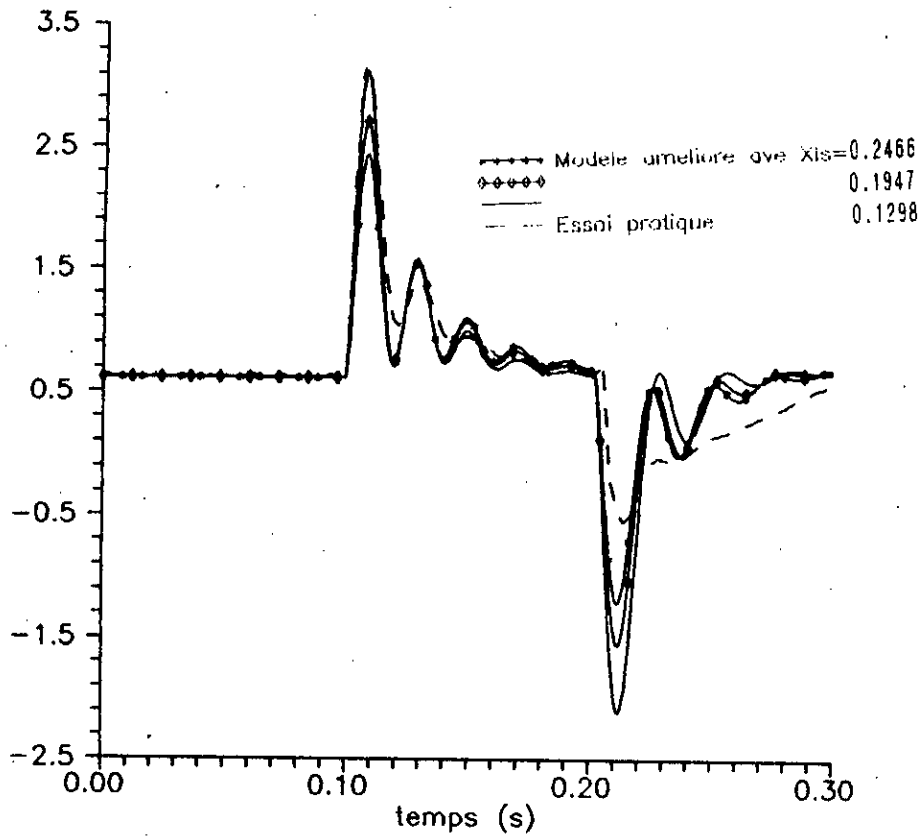


Figure 4.8 Le courant d'excitation pour  $K_r = 0.25$

Cette fois, l'amélioration est très nette, les résultats sont satisfaisants, nous fixons alors, (empiriquement)  $k_r$  à 0.25 et  $X_{1s}$  à 0.12981.

Par ailleurs, nous remarquons que durant le court-circuit triphasé, il y'a une amélioration importante des grandeurs rotoriques selon l'axe d (Fig 4.9 à Fig 4.11). Cependant, à l'instant d'ouverture, une discordance au niveau de premiers pics du courant de phase et du courant d'excitation apparaît. Cette discordance est d'origine externe. En effet, elle a été déjà discutée au Paragraphe 3.6, dans lequel, nous avons montré qu'elle n'est pas due au modèle lui même.

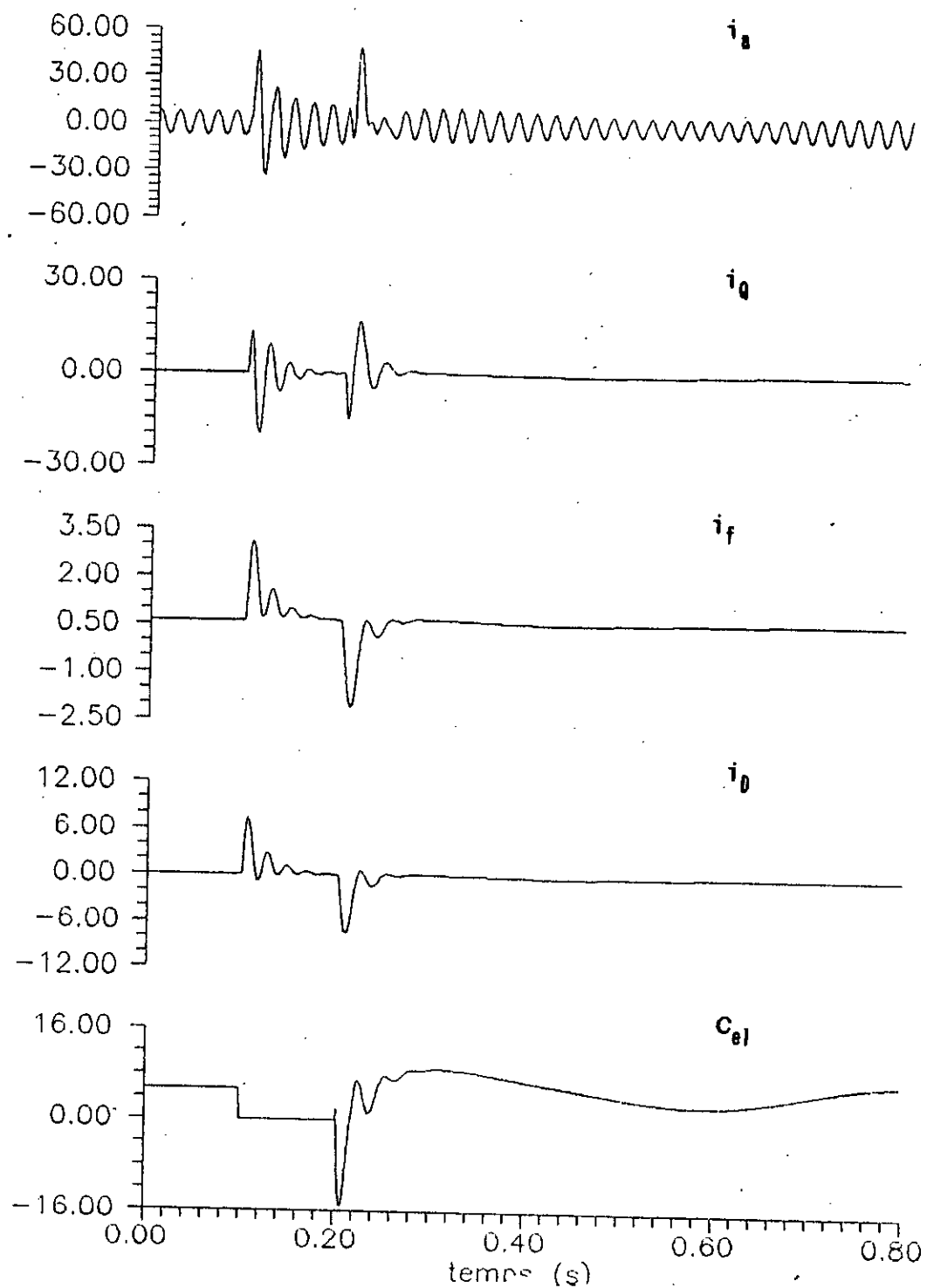


Figure 4.9 Comportement transitoire durant un court-circuit triphasé (Modèle amélioré)

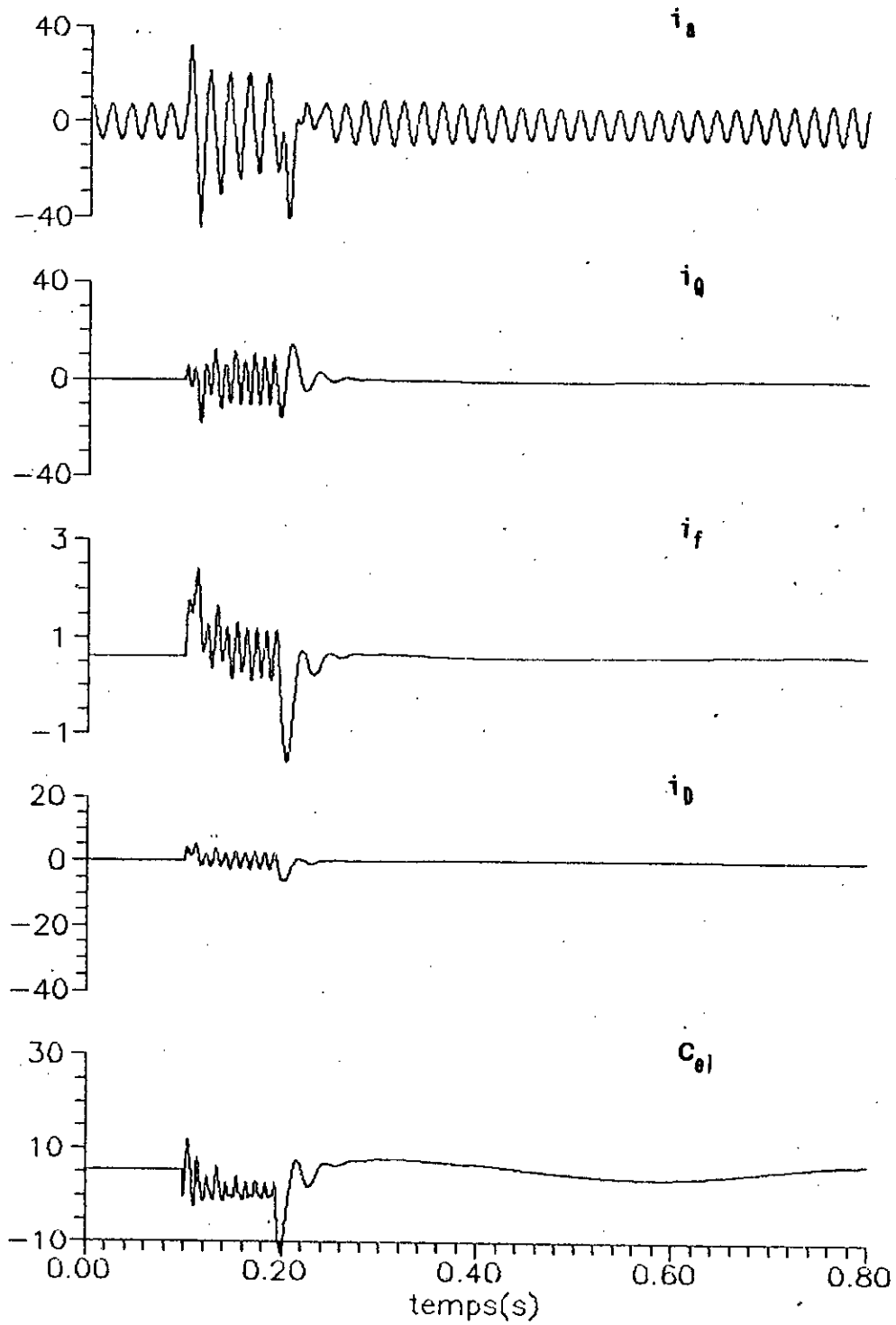


Figure 4.10 Comportement transitoire durant un court-circuit biphasé (Modèle amélioré)

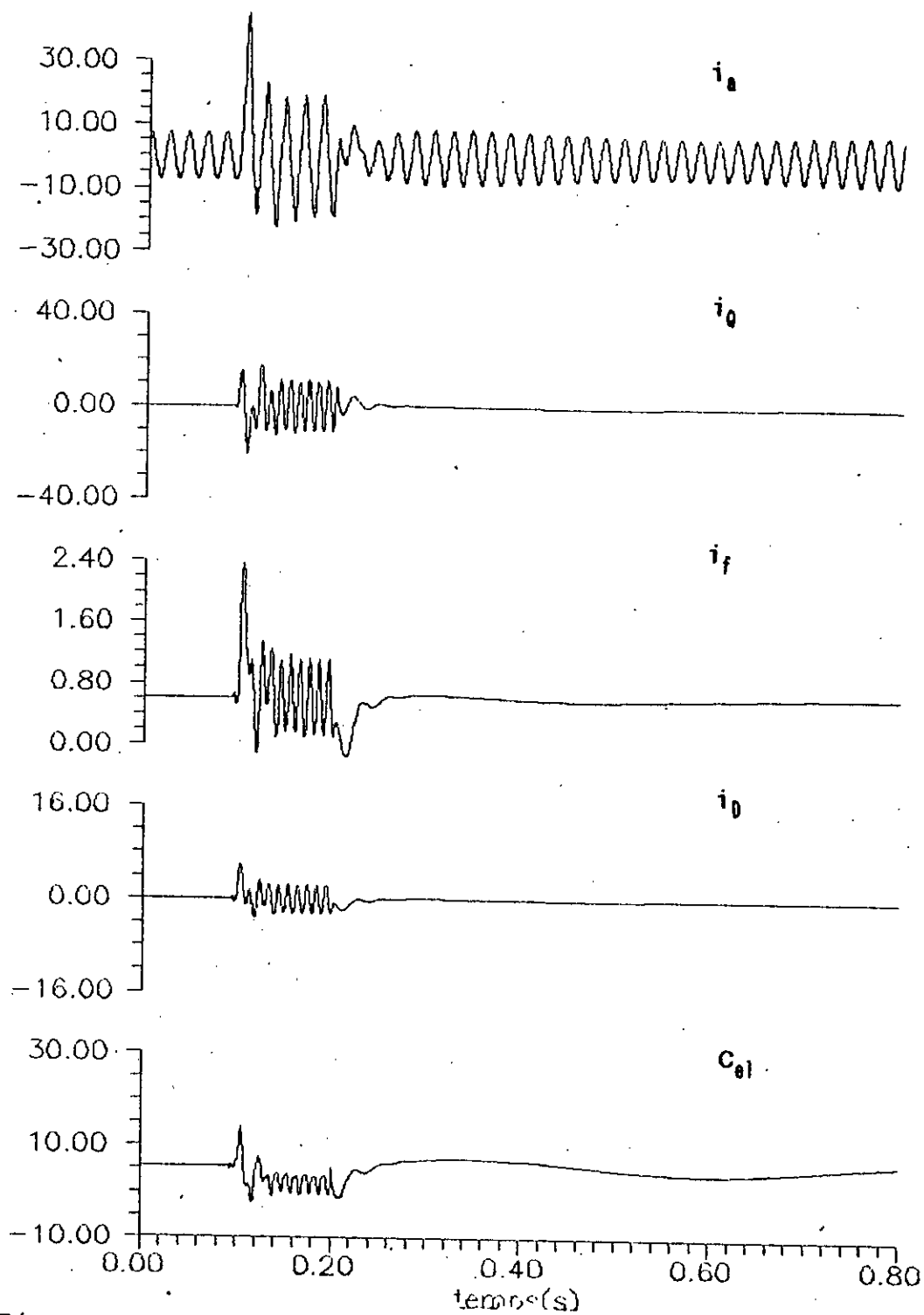


Figure 4.11 Comportement transitoire durant un court-circuit monophasé (Modèle amélioré)

Le tableau 4.1 montre l'amélioration du modèle amélioré au niveau des pics de courants statorique ( $i_a$ ) et rotorique ( $i_f$ )

	prati que		Park		Canay		Améli oré	
	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
$i_a$	52.49	14.25	36.51	9.3	33.42	27.12	46.37	48.6
$i_f$	3.14	-0.49	2.44	-1.23	2.29	-0.53	3.11	-2.1

#### 4.4.1 Interprétation physique

Lors du calcul des schémas équivalents, nous avons considéré que les circuits rotoriques et statoriques sont couplés électromagnétiquement comme un transformateur statique. Ceci ne coïncide pas avec la propriété pseudo-stationnaire de la machine synchrone en régime dynamique.

La réactance  $X_{kfd}$  est calculée en fonction des inductances mutuelles entre les trois circuits; statorique, excitation et amortisseur artificiel (cuivre). Elle ne prend pas en compte l'effet des courants de Foucault qui apparaît dans les parties massives et influe le comportement transitoire de la machine. C'est-à-dire que les paramètres sont déterminés par des essais statiques, qui diffèrent des méthodes d'identification qui déterminent les paramètres selon le régime transitoire [39]

Par analogie au schéma équivalent (Fig 2.10), nous suggérons une réactance  $X_{rr}$  en parallèle avec  $X_{kfd}$ , qui pourra présenter l'effet des parties massives comme suit (Fig. 4.6):

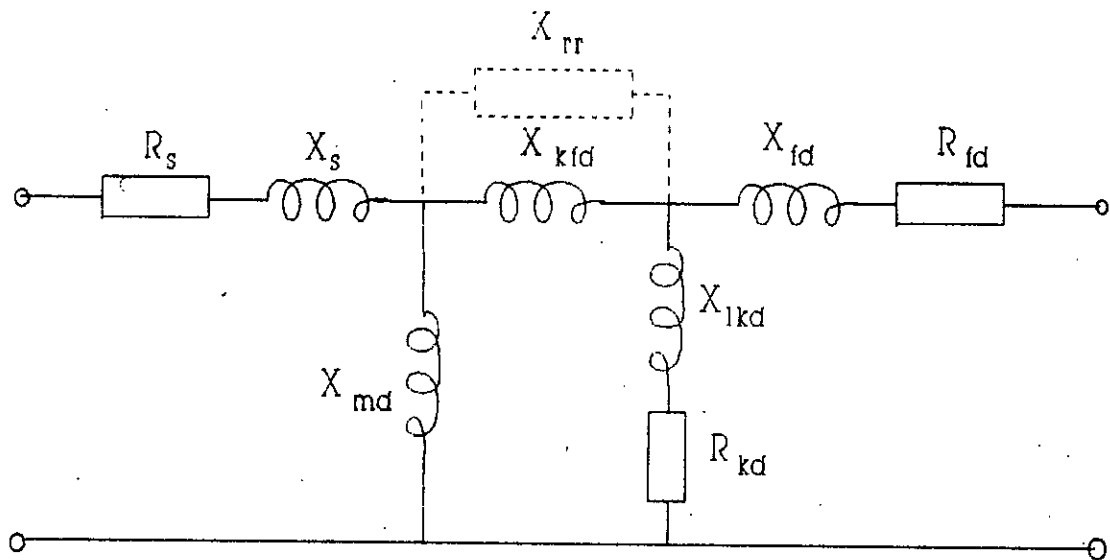


Figure 4.12 Schéma équivalent du modèle amélioré

la réactance que nous avons proposée  $X_{rr}$  vérifie la relation suivante:

$$\frac{1}{X_{rr}} + \frac{1}{X_{kfd}} = \frac{1}{K_r X_{kfd}} = \frac{1}{X_{rc}} \quad (4.2)$$

ce qui nous permet d'écrire  $X_{rr}$  en fonction de  $X_{kfd}$  :

$$X_{rr} = \frac{K_r}{1 - K_r} X_{kfd} \quad (4.3)$$

Pour  $K_r=0$ , nous revenons au cas classique.

Pour  $K_r=1$ , l'influence des parties massives est ignorée.

Les paramètres électriques en per-unit du modèle amélioré pour  $K_r = 0.25$  sont:

$X_{ls} = 0.129$	$R_s = 0.0458$
$X_{md} = 1.298$	$X_{mq} = 0.778$
$X_{kfd} = 0.0424$	$X_{rr} = 0.0142$
$X_{lfd} = 0.0264$	$R_{fd} = 0.0234$
$X_{lkd} = 0.261$	$R_{kd} = 0.826$
$X_{lkq} = 0.344$	$R_{kq} = 0.363$

#### 4.6 DEMARRAGE EN ASYNCHRONE

Le démarrage en asynchrone des machines synchrones triphasés est l'un des régimes les plus sévères qui dépend fortement du modèle de la machine et surtout de la forme et de la constitution du rotor. A cet effet, il s'avère très concluant de compléter notre étude, par la validation du modèle amélioré, sous les conditions du démarrage asynchrone, qui est effectuée à inducteur court-circuité.

Figures (4.13), présente le comportement transitoire durant le démarrage en asynchrone pour l'essai pratique, modèle de Park et le modèle amélioré.

On remarque que le démarrage est plus long dans le cas pratique que dans le cas théorique. Cette différence peut être due aux paramètres mécaniques (masses tournantes). Mais, la remarque la plus importante c'est que le modèle proposé a fait améliorer le démarrage d'une façon plus proche à celle de la pratique. Si on divise le régime du démarrage, comme il est clair sur les figures (4.13), en trois intervalles: le premier intervalle du démarrage, deuxième intervalle du démarrage et l'intervalle du régime permanent, on remarque que le premier intervalle devient plus petit dans le cas du modèle amélioré que dans le cas du modèle de Park, par contre le deuxième intervalle devient plus important de même façon que le cas pratique.

Une autre constatation est remarquée sur les pics qui deviennent plus importants dans le modèle amélioré que dans les deux cas: essai pratique et modèle de Park. Ceci peut être due à la chute de tension aux bornes de la machine à cause de l'influence du réseau mou dans le cas pratique.



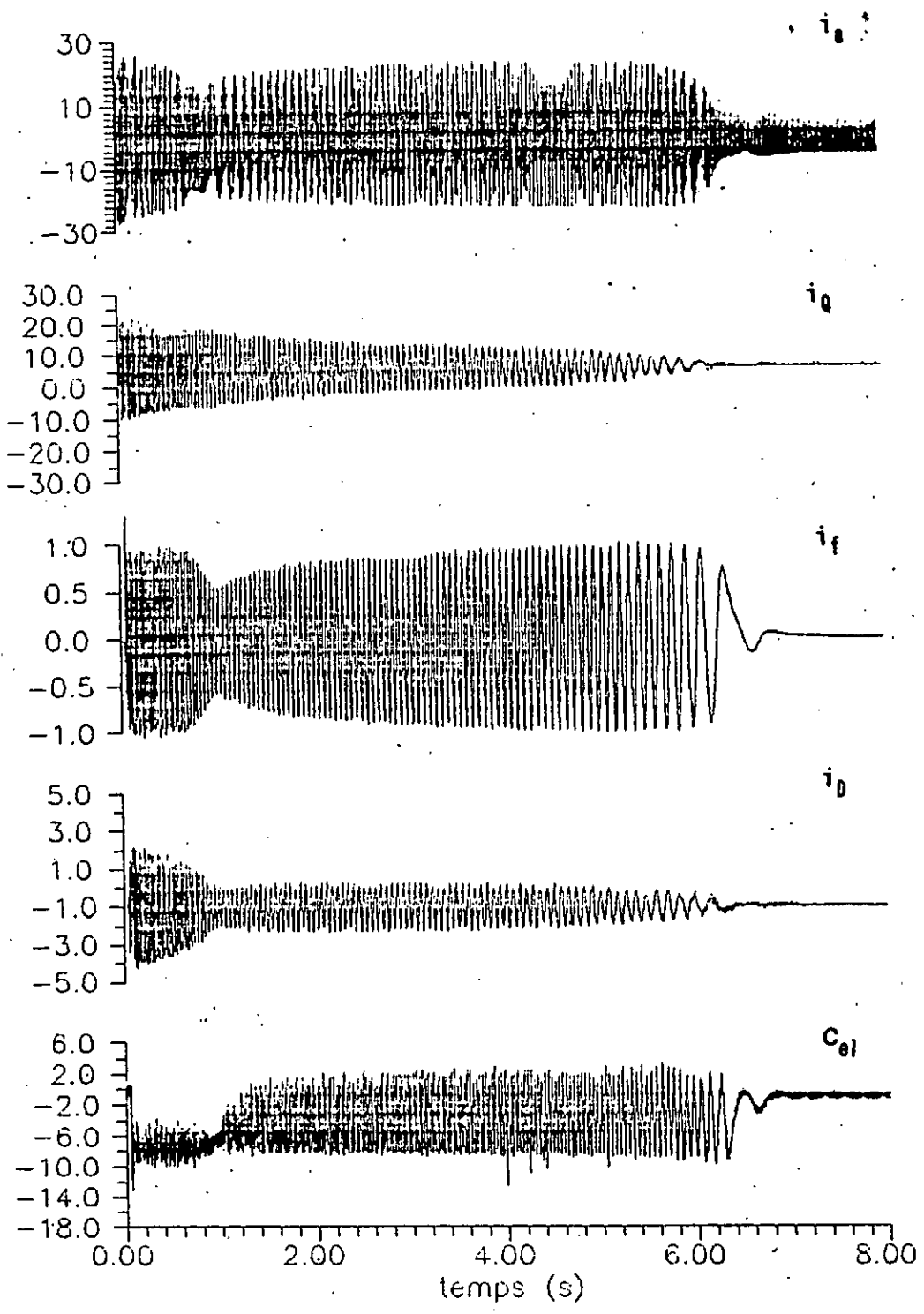


Figure 4.13.a Comportement transitoire durant un démarrage en asynchrone (Essai Pratique)

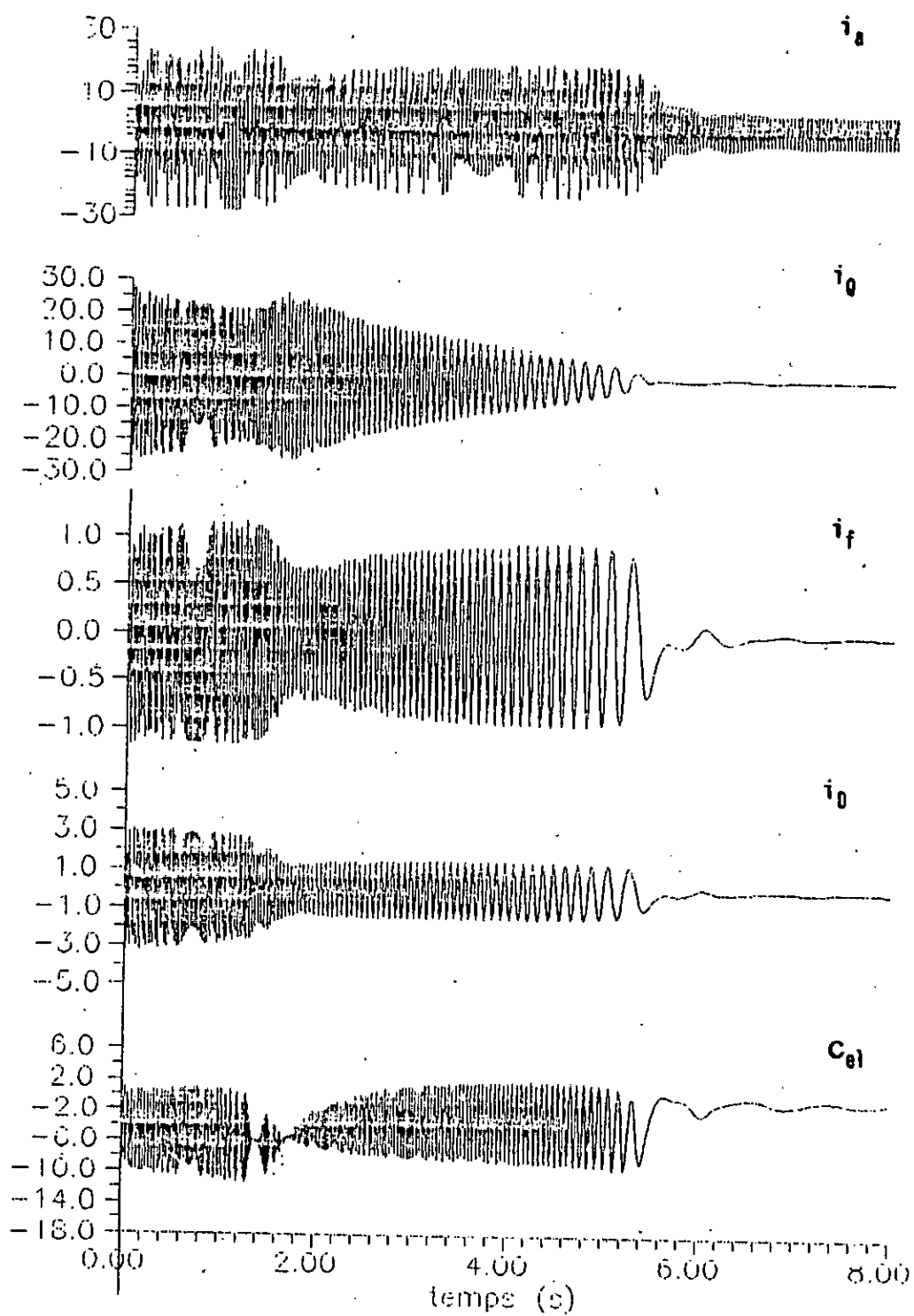


Figure 4.13.b Comportement transitoire durant un démarrage en asynchrone (Modèle de Park)

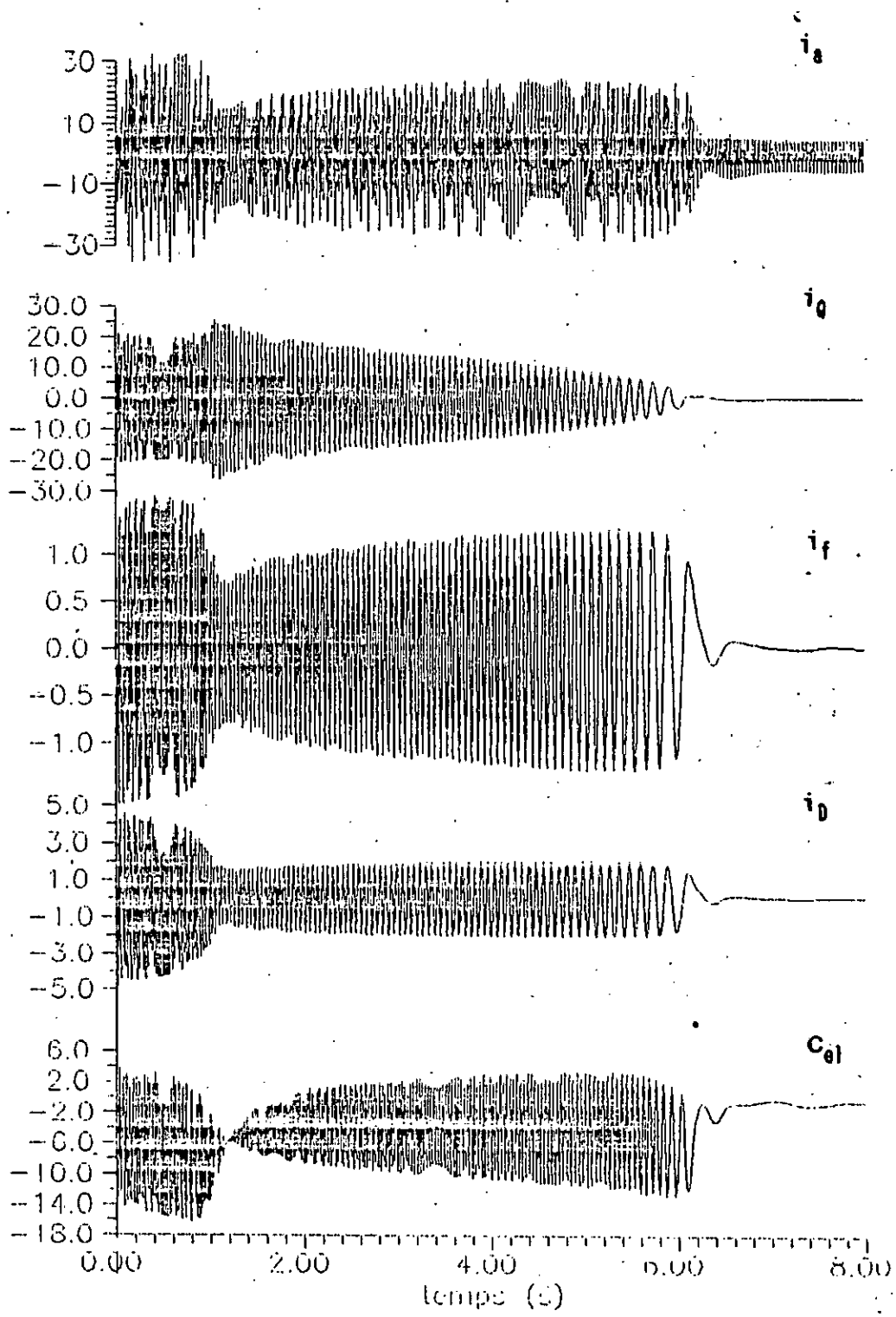


Figure 4.13.c Comportement transitoire durant un démarrage en asynchrone (Modèle amélioré)

#### 4.6 CONCLUSION

La Procédure que nous avons suivie, pour l'amélioration du modèle de Park usuel, a été entamée par l'élimination des hypothèses simplificatrices utilisées lors de l'établissement des schémas équivalents. Mais, cette méthode n'a pas donnée des résultats satisfaisants.

A cet effet et dans le même but, nous avons proposé l'utilisation d'une réactance  $X_{rr}$  en parallèle avec la réactance de Canay. Cette dernière a donné une nette amélioration au niveau de tous les résultats statoriques et rotoriques, en particulier, durant le court-circuit triphasé.

**CHAPITRE 5**

**LES MODELES SIMPLIFIES**

## CHAPITRE 5

### LES MODELES SIMPLIFIES

#### 5.1 INTRODUCTION

Comme il est indiqué dans l'introduction générale, la sélection des modèles de machines synchrones, pour l'étude en régime dynamique d'un système d'énergie électrique, ne dépend pas seulement de la nature et du régime de fonctionnement, mais aussi de la facilité de calcul (temps d'exécution, mémoire de stockage) et les techniques de réglage considérées.

Dans l'étude de la stabilité d'un système ayant un grand nombre de machines synchrones, la description mathématique complète du système, pour des perturbations données, devient donc complexe à moins que plusieurs simplifications soient utilisées. Souvent, seul, un nombre limité de machines d'intérêt est modélisé en détail.

Dans ce dernier Chapitre, nous nous les plus intéressons aux modèles simplifiés souvent utilisés pour représenter les générateurs synchrones, dans l'étude de la stabilité transitoire des réseaux électriques.

#### 5.2 PRINCIPE DES MODELES SIMPLIFIES

Les modèles d'ordre réduit sont obtenus par l'omission des phénomènes transitoires de courte durée, associés aux constantes de temps les plus petites de la machine.

Selon les paramètres de la machine et à partir du modèle de

Park complet, on peut obtenir plusieurs modèles réduits, selon la procédure de réduction présentée par l'organigramme suivant:

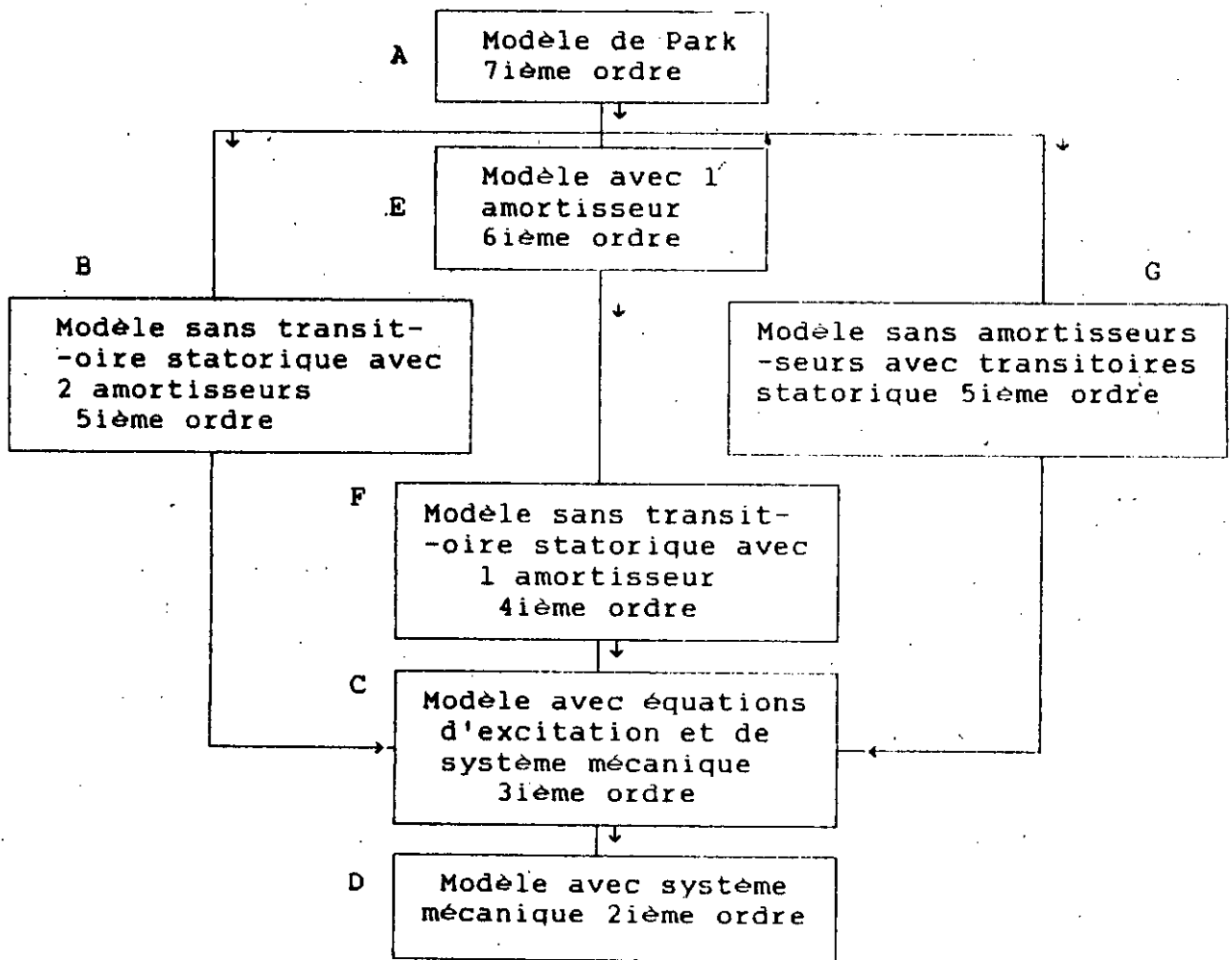


Figure 5.1 Organigramme de simplification du modèle de Park

### 5.3 MODELE DE CINQUIEME ORDRE (B)

L'hypothèse de base de ce modèle est l'omission des termes statoriques ( $d\psi/dt$ ) dans le modèle complet de Park, [7,34,37,44].

Plusieurs auteurs ajoutent une autre hypothèse où ils supposent que la vitesse du rotor, dans les équations de tension statorique, est égale à la vitesse de synchronisme  $\omega_e$ .

Dans [12], Krause et Nozari ont montré, théoriquement, par la théorie des référentiels que si on suppose ( $d\psi/dt = 0$ ) dans les équations statoriques cela est équivalent implicitement, à ( $\omega_r = \omega_e$ ) dans les équations (3.1) et (3.2).

L'ordre des équations différentielles diminue de neuf à six et par conséquent, le nombre des équations algébriques augmentent de deux.

Figure 5.2 présente l'allure de l'angle interne de la machine  $\delta$  en fonction du temps pour le même défaut. On remarque, juste après l'application du défaut, la présence d'oscillation en arrière ("Back swing", freinage ou ralentissement du rotor) dans le modèle complet (A) et elle est absente dans le modèle réduit (B). Cette observation a été discuté dans [34] où les auteurs ont montré qu'il existe, en pratique, ce back-swing.



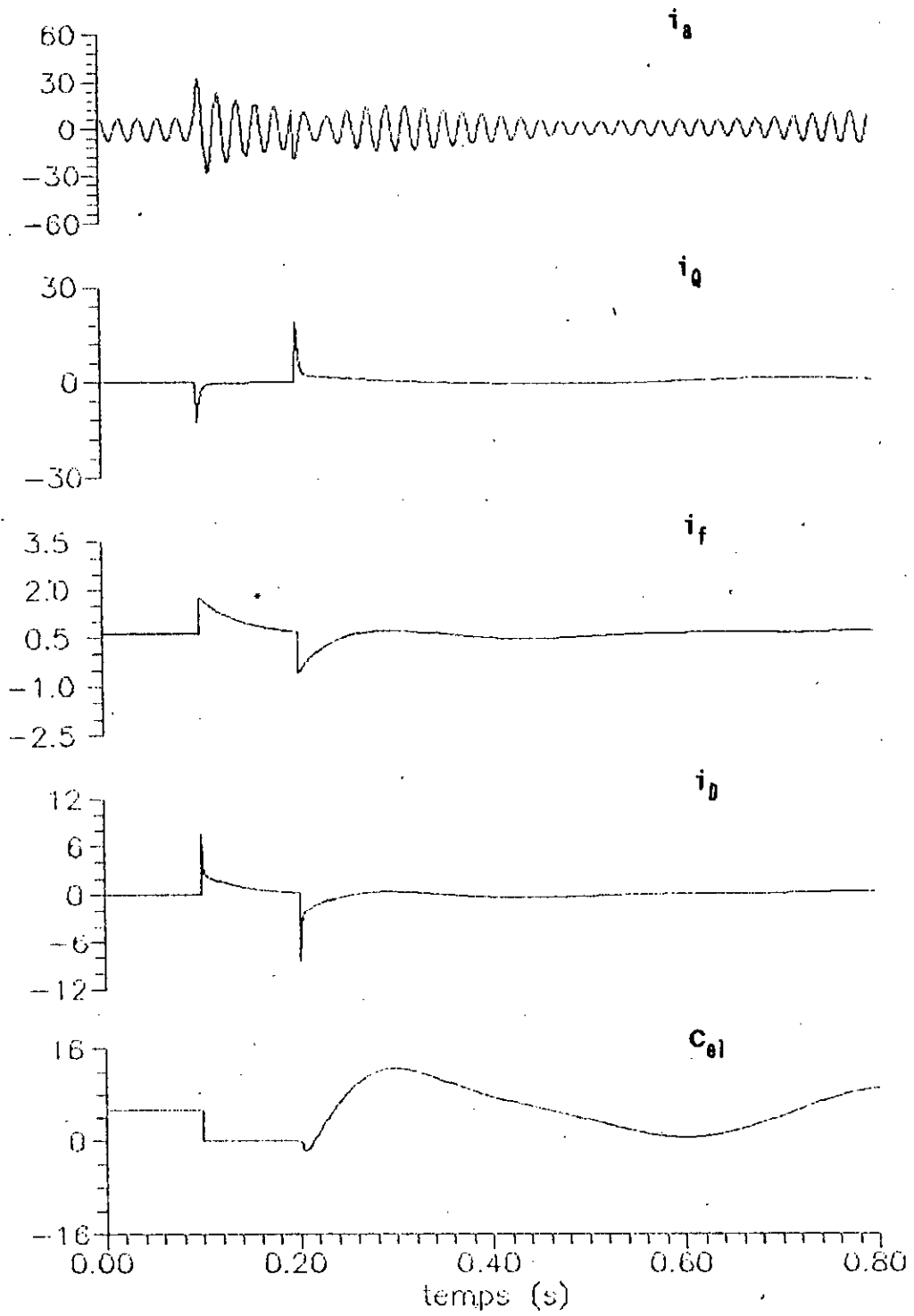


Figure 5.2 comportement transitoire durant un court circuit triphasé (Modèle B)

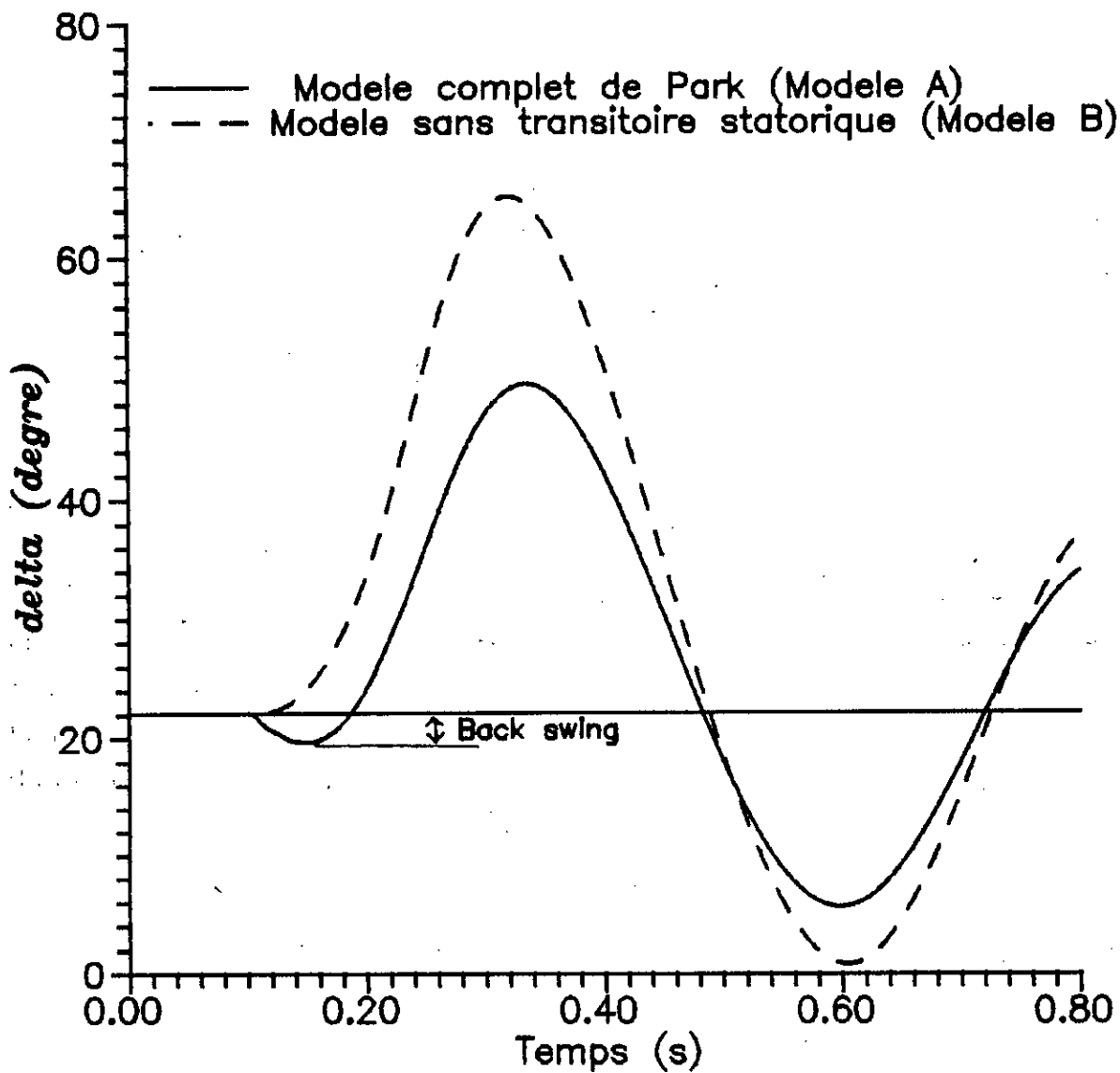


Figure 5.3 Phénomène de "angulair back swing"

#### 5.4 MODELE REDUIT SANS AMORTISSEURS

Quand les constantes de temps subtransitoires sont relativement petites, l'effet des enroulements amortisseurs devient très court et, par conséquent, l'impact sur le régime transitoire devient faible et négligeable, ce qu'on a remarqué dans le Chapitre 3. Dans le cas où le réseau est mou, les

amortisseurs jouent un rôle négligeable.

L'omission de l'effet des enroulements amortisseurs est simulé par la suppression des courants et des flux amortisseurs dans le modèle complet et la suppression des paramètres des circuits  $k_q$  et  $k_d$ . On distingue deux types de modèles:

- *Modèle G* : Modèle sans amortisseurs et avec transitoire statorique.
- *Modèle c*: Modèle sans amortisseurs et sans transitoires statorique.

#### 5.4.1 Modèle réduit (G)

Nous présentons tout d'abord, le cas du modèle avec transitoire statorique qui peut être validé pratiquement, en ouvrant les circuits des enroulements amortisseurs ( $q1q2$  et  $d1d2$ ). A la place des courants amortisseurs  $i_q$  et  $i_d$ , nous présentons les tensions induites aux bornes des circuits amortisseurs ( $V_q$  et  $V_d$ )

Malgré l'ouverture des enroulements amortisseurs, on voit que la machine oscille fortement comme dans le cas où ces derniers sont fermés (Fig 5.4.a). Ceci, peut être expliqué par l'effet des courants de Foucault qui devient important et jouent le rôle d'amortisseurs.

Il en est de même pour le cas théorique (Fig 5.4.b), on ne voit pas de différence considérable entre le modèle A et le modèle G. Ceci montre que l'effet subtransitoire de la machine est négligeable.

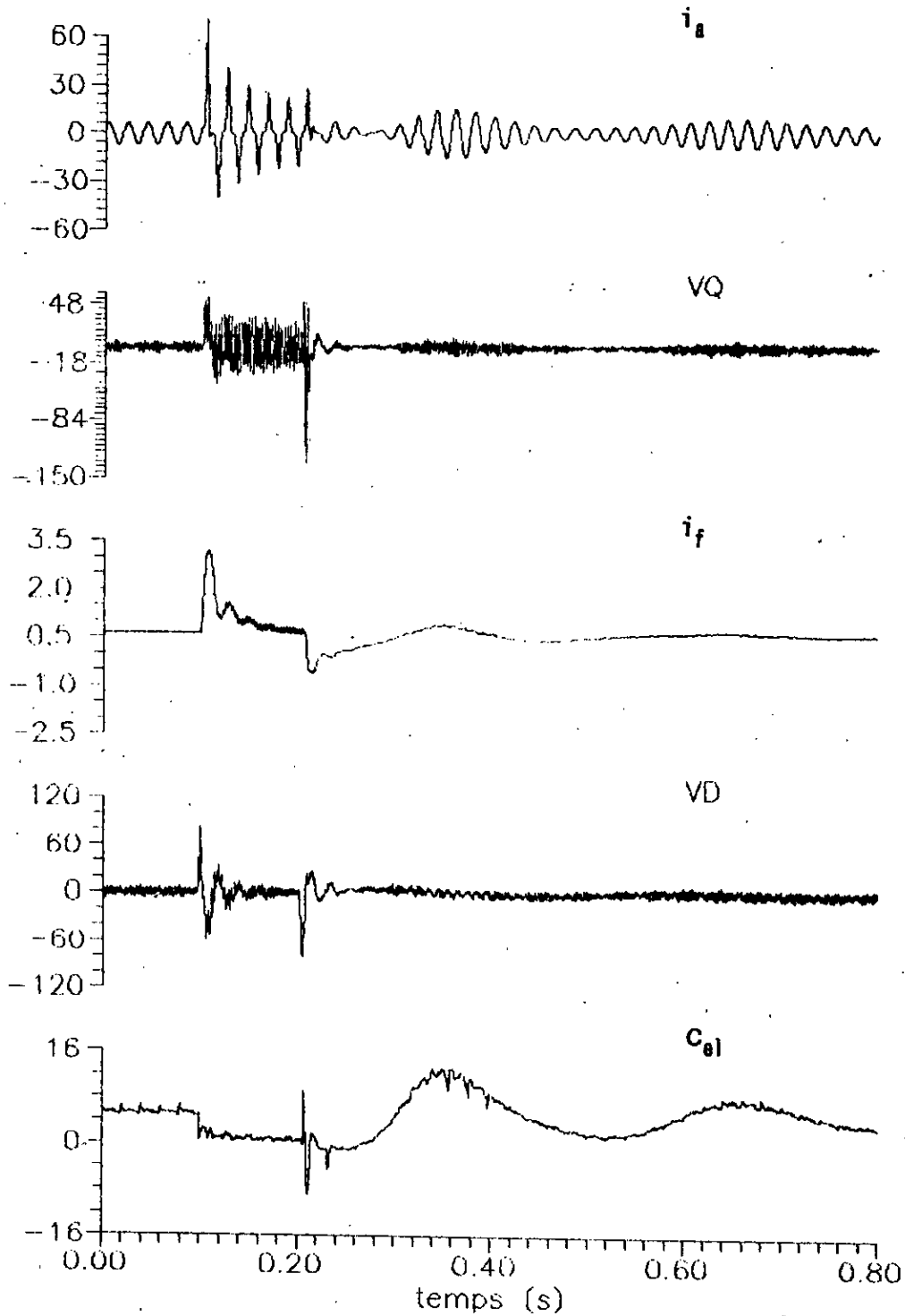


Figure 5.4.a comportement transitoire durant un court circuit triphasé (essai pratique avec les amortisseurs ouverts)

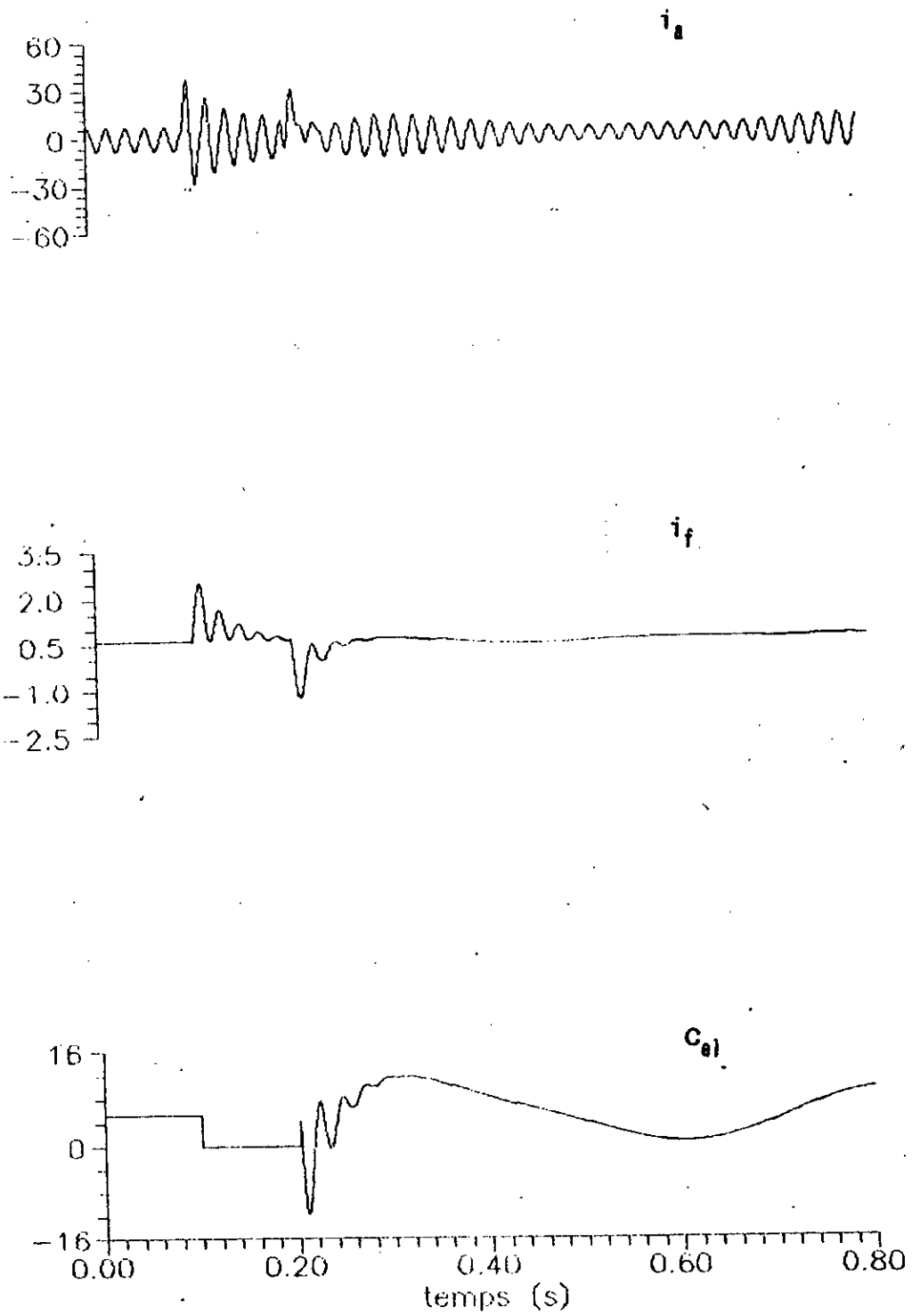


Figure 5.4.b comportement transitoire durant un court circuit triphasé (Modèle G)

#### 5.4.2 Modèle réduit (C)

Dans ce modèle, présenté par son comportement transitoire à la figure (5.4.c), on remarque l'absence de l'effet transitoire statorique sur les grandeurs rotoriques comme dans le cas du modèle (B), et il n'y a aucune diminution au niveau des pics ce qui explique que l'effet des amortisseurs est négligeable.

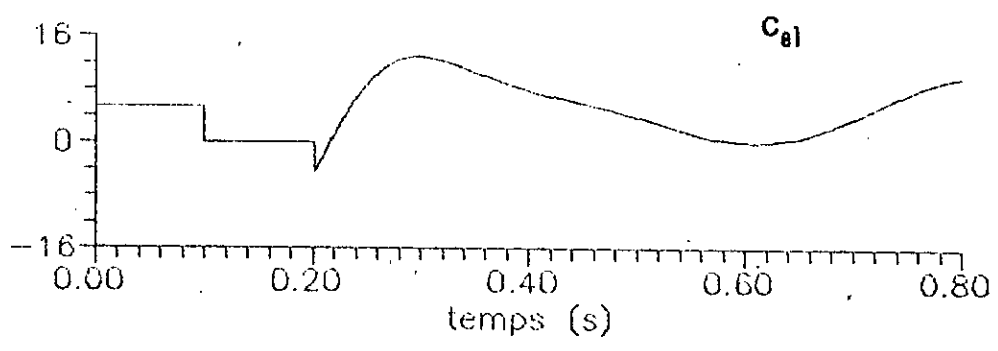
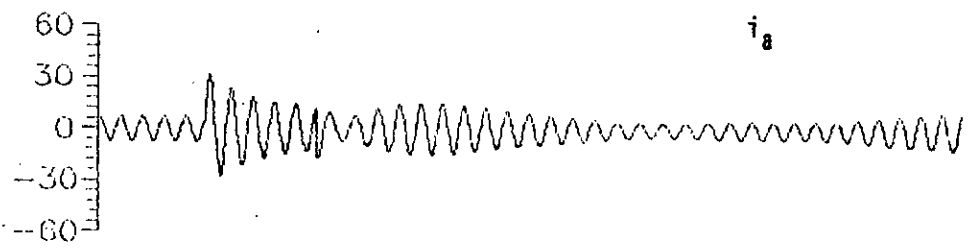


Figure 5.4.b comportement transitoire durant un court circuit triphasé (Modèle C)

## 5.5 MODELE REDUIT DU DEUXIEME ORDRE (D)

Si le régime transitoire étudié est considéré rapide relativement à la constante de temps de l'inducteur, la force électromotrice induite par le circuit inducteur devient constante. La machine sera, donc, représentée par les deux équations d'état qui régissent le phénomène électromécanique.

Figure 5.5 représente le comportement transitoire de ce modèle. Cette fois, le processus devient purement électromécanique; les oscillations dépendent seulement de la constante de temps mécanique  $H$ . A cet effet et durant le défaut, le comportement transitoire sera purement non amorti.

Pour démontrer l'influence de la simplification successive du modèle de Park sur le comportement dynamique, on montre à la figure 5.6 qui représente la caractéristique du couple électromagnétique  $T_e$  en fonction de l'angle de charge  $\delta$  pour les modèles A, B, C et D.

Cette caractéristique montre l'avantage d'utilisation des modèles simplifiés dans l'analyse du comportement dynamique des machines synchrones. La caractéristique du modèle le plus simplifié (Modèle D) présente une allure sinusoïdale, ceci peut être utilisé dans l'évaluation de la stabilité transitoire par l'application, par exemple, du critère de stabilité basé sur la loi des aires.



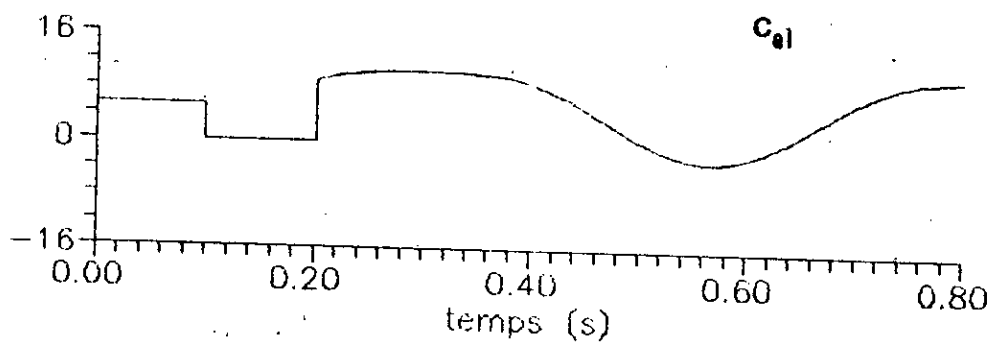
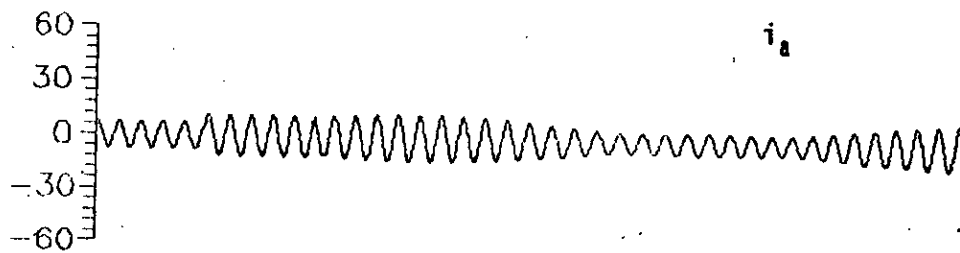


Figure 5.5 comportement transitoire durant un court circuit triphasé (Modèle D)

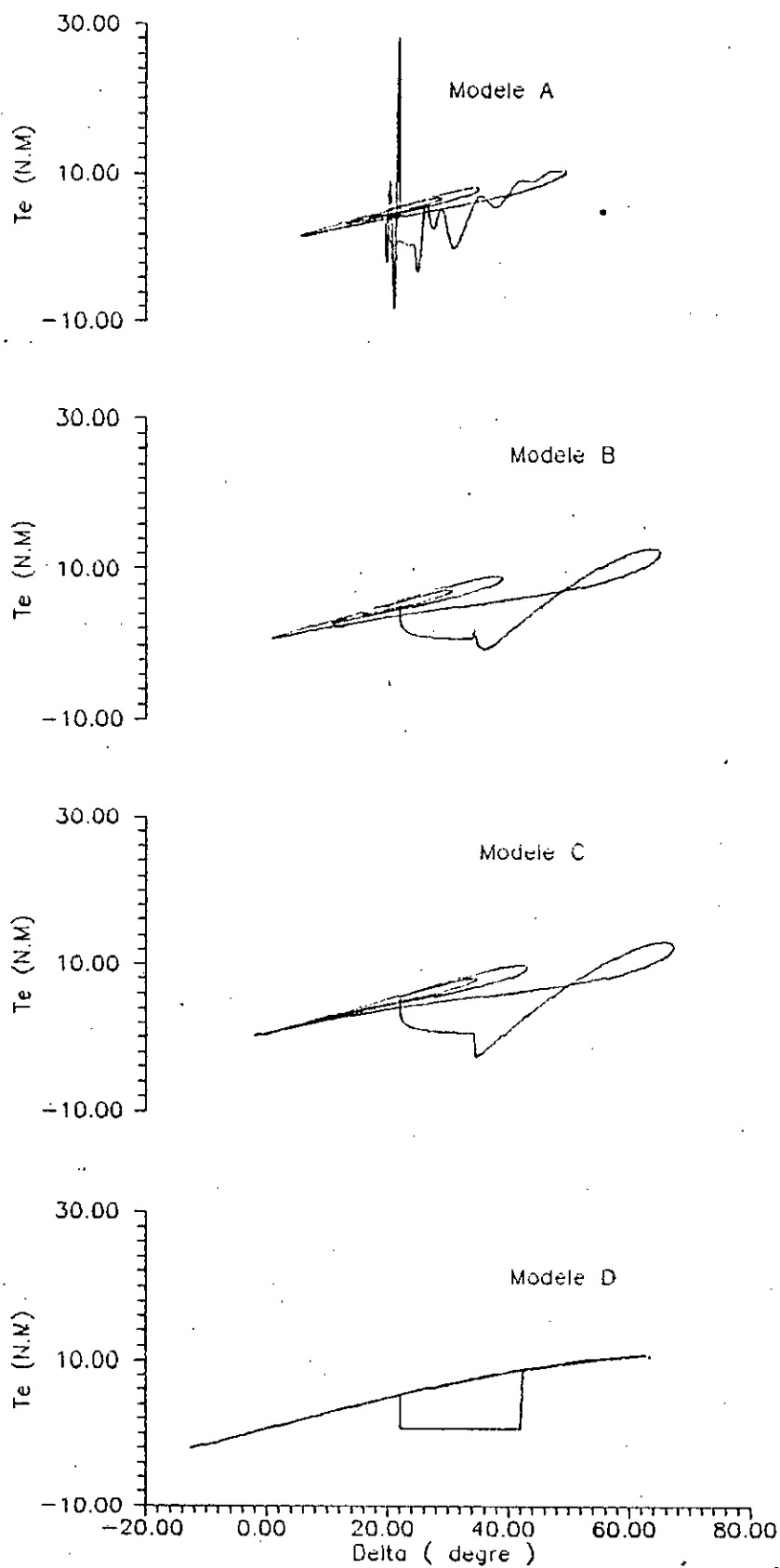


Figure 5.6 Le couple électromagnétique en fonction de l'angle de charge (Modèles A, B, C et D)

## 5.5 CONCLUSION

L'objet d'utilisation du modèle réduit est bien le coût du calcul (mémoire, temps d'exécution) et l'exploitation d'un minimum des paramètres machines.

L'analyse des résultats de la simulation numérique montre l'influence des circuits correspondant aux termes négligés dans le modèle simplifié. L'effet transitoire statorique sur les variables rotoriques et sur le couple électromagnétique instantané, présent dans le modèle complet, est absent dans les modèles réduits sans transitoires statorique.

Puisque la machine étudiée est une petite machine, caractérisée par des constantes de temps subtransitoires très petites, l'effet des amortisseurs est donc négligeable.

Si on néglige la variation du flux électromagnétique, le processus devient purement électromécanique, ce qui facilite l'analyse du comportement dynamique des machines synchrones.

***CONCLUSION GENERALE***

## CONCLUSION GENERALE

L'établissement du modèle de référence nous a permis d'obtenir le modèle de Park en per-unit, lequel constitue le fondement classique de l'étude des machines synchrones.

Cependant, l'analyse du comportement dynamique des machines synchrones nécessite la représentation du modèle de Park sous forme de schémas équivalents. Pour cela nous avons suivi une méthode systématique, utilisable dans la modélisation des transformateurs. Cette dernière conduit à un schéma général simplifiable en utilisant des hypothèses simplificatrices qui peuvent conduire à des erreurs de calcul. Nous avons généralisé cette méthode de représentation pour obtenir le schéma équivalent d'une machine à plusieurs enroulements amortisseurs sur un même axe. Ensuite nous avons situé ces schémas par rapport à d'autres, rencontrés dans la littérature.

L'étude expérimentale précise effectuée sur une machine de laboratoire a montré les erreurs apparaissant lors du traitement numérique du modèle de Park usuel, vis à vis des défauts de court-circuit équilibrés et déséquilibrés rencontrés souvent en pratique.

Bien que les défauts déséquilibrés aient montré les limites du modèle de Park dans la représentation des phénomènes spatiaux, à cause de l'hypothèse de la distribution sinusoïdale, ils ne permettent pas de juger la validité du modèle car l'influence du réseau mou se répercute sur le comportement de la machine à travers les phases non affectées.

Le court-circuit triphasé équilibré peut donner une image réelle du comportement de la machine et nous permet de tirer des conclusions décisives sur la validité du modèle.

Après l'étude comparative détaillée entre les résultats expérimentaux et le modèle de Park usuel, on a constaté que la

différence est importante sur un intervalle de temps relativement grand, en particulier pour le courant d'excitation où le pic, dans le cas pratique, dépasse celui du cas numérique par une quantité de 100 % .

La méthode d'amélioration du modèle de Park usuel a été basée sur la correction des hypothèses utilisées lors de la simplification du schéma général. Cependant, cette approche n'a pas donné l'amélioration souhaitée.

Suite à cela, nous avons suggéré un modèle amélioré caractérisé par un coefficient  $K_r$  correspond à une réactance  $X_{rr}$  en parallèle avec la réactance de Canay  $X_{rc}$ . Par conséquent, l'amélioration a été nettement remarquée dans toutes les grandeurs rotoriques, en particulier, celles de l'axe direct  $d$  et même dans le courant de phase, et ceci pendant l'application du court-circuit triphasé. Nous avons ensuite généralisé le modèle amélioré pour des défauts déséquilibrés et le démarrage en asynchrone, les résultats, s'avèrent très concluants.

Il est d'intérêt de noter que le modèle amélioré s'intègre bien dans le cadre des aspects des modèles existants, tout en ayant l'avantage de la simplicité formelle et la non exigence de l'augmentation de l'ordre du système des équations d'état.

Quoique le modèle de Park présente, d'une manière précise, tous les aspects des régimes transitoires, aussi bien les régimes électromagnétiques, que les régimes électromécaniques, son utilisation est liée à certaines difficultés. Pour éliminer ces difficultés, nous avons fait recours à des modèles simplifiés.

Les modèles simplifiés sont obtenus par l'élimination des termes transitoires statoriques. Ces derniers correspondent aux circuits ayant des effets négligeables relativement au régime étudié. Dans cet axe, nous avons discuté les modèles simplifiés ayant pour base principale: leur utilisation dans l'étude du comportement transitoire des réseaux électriques.

Finalement, nous pouvons dire que nous avons pu aboutir aux résultats escomptés qui constituent une véritable contribution au milieu des travaux d'une multitude de chercheurs qui se sont penchés sur ce domaine depuis des dizaines d'années.

Toutefois, ce travail gagnerait à être renforcé et enrichi par d'éventuels travaux que nous recommandons vivement; notamment ceux ayant trait à:

- Modélisation en phase directe en introduisant les composantes d'ordres supérieurs des inductances statoriques, qui peuvent représenter d'une manière très précise, les harmoniques spatiaux.
- Identification numérique pour corriger, à la fois, les paramètres de la machine et l'ordre du modèle (nombre des amortisseurs).
- Etude comparative entre essais pratiques et modèles numériques sur une machine polyrotors (à pôles saillants, à pôles lisses, à rotor massif, ... ).
- Modélisation du système d'excitation et l'influence du mode de fonctionnement sur le circuit d'excitation.
- Correction des modèles simplifiés en introduisant des termes de compensation.
- Modélisation des machines synchrones saturées: étude comparative entre les différentes structures des modèles de la machine synchrone saturée.
- Modélisation d'un système électrique multimachines

Ces axes très intéressants pourraient bien faire l'objet de sujets de recherche fort constructifs.

## ***REFERENCES***



## REFERENCES

- [1] M. Crappe, 'Le comportement dynamique des alternateurs de grande puissance,' *Dossier technique*, AIMS, Bulletin Mensuel, Belgique, Octobre 1987.
- [2] W.J. Hudson, L. Haydock, 'Equivalent circuits for synchronous machines,' *International conference on the evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Part 1, 27-29 August 1991.
- [3] R.H. Park, 'Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis,' *Part I*, N.Y, Jan. 28-Feb 1929.
- [4] J. Chatelain, 'Machines électriques,' Tome 2, Dunod, Suisse 1983.
- [5] P.C. Krause, 'Analysis of electric machinery,' International Editions, USA, 1987.
- [6] A.H. El-Abiad, 'Power systems analysis and planning,' McGraw-Hill International Book Company.
- [7] P.M. Anderson, A.A. Fouad, 'Power system control and stability,' Press AMES, IOWA, USA, 1977.
- [8] M.A. Abdel-Halim, C.D. Manning, 'Direct phase modelling of synchronous generators,' *IEE Proc.*, Vol. 137, pt B, No.4, July 1990.
- [9] H. Yulong, G. Gonghao, 'Digital simulation of synchronous machine and asynchronous machine,' *International conference on the evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Part 1, 27-29 August 1991.
- [10] A.G.G. Lyra, Y.B. Jr, 'Synchronous machine nonlinear third order model,' *International conference on the evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Part 1, 27-29 August 1991.
- [11] M.S. Garido, 'Dynamique des Alternateurs,' Polycopie ELEC. 312, UCL, Belgique, Novembre 1989.
- [12] P.C. Krause; F. Nozari, T.L. Skvarinina, 'The theory of neglecting stator transients,' *IEEE Tran on PAS*, Vol. PAS-98, No. 1, Jan/Feb, 1979.
- [13] J. Robert, 'Transient stability assesement with unbalanced faults,' Master Thesis, Purdue University, W. Lafayette, Indiana, USA, 1983.

- [14] H. Radjeai, A. Bensenouci, 'Etude Comparative des modèles de la machine synchrone utilisés dans l'analyse de la stabilité transitoire,' Rapport interne, ENP/GE/ERRE RP001/1992, Juin 1992.
- [15] G. Pasqualini, 'Le démarrage des machines synchrones-étude générale du régime transitoire au démarrage d'une machine synchrone,' Part I, RGE, Tome 84, No.12, Décembre 1979.
- [16] J.D.L. Ree Lopez, H.B. Hamilton, 'Torque oscillations of synchronous motors under starting conditions,' *IEEE Tran on Industrial applications*, Vol. IA-23, No.3, May/June 1987.
- [17] V. Atarod, P.L. Dandeno, M.R. Iravani, 'Impact of synchronous machine constants and models on the analysis of torsional dynamics,' *IEEE Trans. on PAS*, Vol. PAS-7, No.4, November 1992.
- [18] M. Riaz, 'Hybrid-parameter models at synchronous machines,' *IEEE Trans. on PAS*, Vol. PAS-93, February 1974.
- [19] E.C. Stokes, I.P. Bates, P.J. Wallace, 'Synchronous machine simulation for analysis of multi-machine system dynamics (D2),' *CIGRE*, Sc 31 & 32-Combined meeting, Australia, March 1973.
- [20] D.W. Olive, 'Digital simulation of synchronous machine transients,' *IEEE Tran on PAS*, Vol. PAS-87, August 1968.
- [21] P.L. Dandeno, R.P. Schulz, 'Effects of synchronous machine modelling in large scale system studies,' *IEEE Trans. on PAS*, vol. PAS-99, 1973.
- [22] B. Suin, G. Nicolae, G. Aurelian, 'Mathematical models of the synchronous machine,' *International conference on the evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Part 1, 27-29 August 1991.
- [23] M. Crape, M. Delhaye, M. Mabwe, M. Reglet, L. Soenen, 'Dynamic Behaviour of synchronous machine in a network tests on micromachine and numerical simulation,' *ICEM 8-9-10 September 1986*, Munchen, Proceedings Part 3.
- [24] M. Crape, B. Mpanda-Mabwe, 'Synchronous machine models including saturation effects,' *International conference on the evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Part 1, 27-29 August 1991.
- [25] T.J. Hammons, D.J. Winning, 'Comparison of synchronous machine models in the study of the transient behaviour of electrical power systems,' *Proc. IEE*, Vol. 118, No. 10, Oct. 1971.

- [26] E. Potolea, 'Le modèle mathématique de la machine synchrone dans le régime transitoire quasi-sinusoidal,' *Revue Générale d'Electroicité*, RGE No. 1, Janvier 1991.
- [27] R.P. Schulz, 'Synchronous machine modelling,' *IEEE Publ.* 75 CH0970-PWR, 1975
- [28] P.L. Dandeno, P. Kundur, R.P. Schulz, 'Recent trends and progress in synchronous machine modelling in electric utility industry,' *Proceedings of the IEEE*, vol.62, No7, July 1974.
- [29] M.S. Garrido, L. Pierrat, E. Deager, 'Modelling of the saturated salient-pole synchronous machine,' *IMACS*, 1989.
- [30] E. De Jaeger, 'Modélisation des machines synchrones saturées,' Thèse de Doctorat en Sciences Appliquées, UCL, Belgique, Octobre 1991.
- [31] M. Crappe, M. Delhaye, L. Soenen, 'Modèles des machines synchrones et de leurs organes de commande. Ou en sommes nous?', Cycle de conférences de la SRBE, December 1980.
- [32] J. Kanniah, O.P. Malik, G.S. Hope, 'excitation control of synchronous generators using adaptive regulators Part I-theory and simulation results,' *IEEE Trans. on PAS*, Vol. PAS-103, No.5, May 1984
- [33] H.A. Nour-eldin, F.L. Lopez, 'Modelling and model-reduction of the synchronous machine through singular perturbation,' *IMACS*, North-Holland, 1984.
- [34] R.G. Harley, B. Adkins, 'Calculation of the angular back swing following a short-circuit of a Loaded alternator,' *Proc IEE*, Vol. 117, No.2, February 1970.
- [35] L.A. Fernando, C. Canizares, 'Synchronous machine parameters from sudden-short tests by back-solving,' *IEEE/PES*, 24-29 July 1988.
- [36] I.M. Cannay, 'Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine,' *IEEE Trans on PAS*, Vol. PAS-88, 1969.
- [37] B. Kawkabani, 'Couple de compensation lors d'un court-circuit triphasé symétrique de machine synchrone,' Rapport interne, Lausanne, Suisse, 101/83, 5.7.1983
- [38] M.O. Ahmed, 'Etude de la stabilité dynamique des machines synchrones,' Thèse de Magister, Université de Annaba, Juin 1988.
- [39] Y. Takeda, B. Adkins, 'Determination of synchronous machine parameters allowing for unequal mutual inductances,' *Proc. IEE*, Vol 121, No12, Decembre 1974.

- [40] D.R. Brown, P.C. Krause, 'Modeling of transient electrical torques in solid iron rotor turbo generators,' *IEEE Trans. on PAS*, Vol. PAS-98, No.5, Sept/Oct 1979.
- [41] J. Richard, J. Lesenne, 'New Algorithm for the determination of synchronous machine time constants using the sampled outputs,' *IMACS*, North-Holland, 1984.
- [42] B. Adkins, R.G. Harley, 'The theory of alternating current machines: Application to practical problems,' Chapman and Hall, London, 1975.
- [43] Matlab Software, version 3.25m for IBM-PC, *The MathWorks Inc.*, Sherborn, 1991.
- [44] Yao-Nanyou, 'Electric power system dynamics,' Academic Press Inc., New York.
- [45] P. Barret, 'Régimes transitoires des machines tournantes électriques,' Eyrolles, Paris, 1982
- [46] H. Radjeai, A. Bensenouci, 'Mathematical modelling and practical testing of synchronous machine - infinite bus,' *Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, JTEA'93*, 5-7 Fevrier 1993, Hammamet, Tunisie.
- [47] H. Radjeai, A. Bensenouci, 'Comparaison entre modèles numériques et essais pratiques des machines synchrones pour l'étude de la stabilité transitoire des réseaux électriques,' 4<sup>ème</sup> Colloque Maghrébin sur les Modèles Numériques de l'Ingénieur, USTHB, Novembre 1993, Alger.
- [48] H. Radjeai, A. Bensenouci, 'Transformer coupling effect based synchronous machines modelling,' *accepté pour présentation au MEPCON'94*, Cairo, EGYPT, Jan. 1994.
- [49] H. Radjeai, A. Bensenouci, 'Modelling of synchronous machines: comparison between practical testing and numerical modelling,' *envoyé pour présentation au ICEM'94*, septembre 1994, France.