

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
LABORATOIRE DE RECHERCHE EN ELECTROTECHNIQUE**

**Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences**

**Présentée par: M'hamed BOUNEKHLA**

**Contribution à l'identification paramétrique  
de la machine asynchrone**

**Soutenue publiquement le 30 mai 2004**

**Membres du jury:**

<i>President</i>	<b>A. Boubakeur</b>	<b>Professeur, ENP</b>
<i>Rapporteurs</i>	<b>M.E. Zaim</b>	<b>Professeur, EPU de Nantes</b>
	<b>A. Rezzoug</b>	<b>Professeur, UHP, Nancy</b>
<i>Examineurs</i>	<b>R. Ibtouen</b>	<b>Professeur, ENP</b>
	<b>O. Touhami</b>	<b>Professeur, ENP</b>
	<b>M.E. Latreche</b>	<b>Maitre de conférence, U de Constantine</b>
<i>Invité</i>	<b>A. Guessoum</b>	<b>Professeur, U de BLIDA</b>

## ملخص

كرس هذا العمل لتحديد نوعية وسطاء الة لا متزامنة. التقرب المقترح يمكننا من إيجاد في آن واحد الوسطاء الكهربائية و الميكانيكية للآلة وهذا باستعمال طريقة النموذج المرجعي, والتي تستخدم تيار الإقلاع والتوتر البسيط المناسب كإشارات دخول وخروج. النموذج الخطي للآلة تبينناه أولاً. ثلاث تقنيات خفض بدون حساب المشتقات استخدمت لإثبات التقرب و مراقبة إمكانية اشتغال الآلة. نبين بأن هذه التقنيات المتبنات لتحديد نوعية الإلة لديها نتيجة سيئة كبرى متصلة ببطء اقتربها. طريقة مبتكرة لحساب نسبة التغيير باستعمال دوال الحساسية (دقة) اقترحت. جربت في عدة آلات ونثبت بأنها تصل لنفس الوسطاء المحددة بالطرق السابقة وهذا باقترب بكثرة وبسرعة. نموذج يأخذ بعين الاعتبار التشبع المغناطيسي للآلة بسط فيما يلي. التقرب استعمل لإيجاد بالإضافة للوسطاء الكهربائية و الميكانيكية, الخاصية المغناطيسية للآلة. نثبت فائدة أخذ بعين الإعتبار هذه الملاحظة, الأخطاء ما بين شدة التيارات المحسوبة وشدة التيارات المقاسة ضعيفة جداً أمام النتائج المتحصل عليها في النموذج الخطي. كلمات مفتاحية : آلة لا متزامنة , تحديد النوعية , تخفيض , دوال حساسية , التشبع

## Abstract

The aim of this work is to identify the parameters of an induction machine. The proposed approach allows us to determine both the electrical and mechanical parameters of the machine; this is based on the model reference method using the starting current together with the simple corresponding voltage as input output signals. A linear model of the machine is first adopted. Three different minimization techniques without derivative calculation are applied to validate the approach and verify the identifiability of the machine. We show that these techniques are suitable for the identification of the machine but present a major drawback related to their slow convergence. A new method for the gradient calculation based on the sensitivity functions is then proposed. The latter is tested on several machines and we show that it leads to the same parameters as those identified by the above techniques with a faster convergence. A model taking into account the magnetic saturation in the machine is then developed. This approach is then used to determine the magnetic curve of the machine in addition to the electrical and mechanical parameters, we show that by taking into account this nonlinearity the difference between the calculated and measured currents is much lower than those obtained by the linear model. Keywords : Induction machine, Identification, Minimization, Sensitivity functions, saturation.

## Résumé

Ce travail est dédié à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. L'approche proposée permet de déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine à l'aide de la méthode du modèle de référence, en utilisant le courant de démarrage ainsi que la tension simple correspondante comme signaux d'entrée-sortie.

Un modèle linéaire de la machine est d'abord adopté. Trois techniques de minimisation sans calcul de dérivées sont mises en oeuvre pour valider l'approche et vérifier l'identifiabilité de la machine. On montre que ces techniques sont adaptées à l'identification de la machine mais présentent un inconvénient majeur lié à la lenteur de leur convergence. Une méthode originale de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité est alors proposée. Elle est testée sur plusieurs machines, et on montre qu'elle conduit aux mêmes paramètres identifiés par les techniques précédentes tout en convergeant beaucoup plus rapidement.

Un modèle tenant compte de la saturation magnétique dans la machine est ensuite développé. L'approche est alors utilisée pour déterminer, en plus des paramètres électriques et mécaniques, la caractéristique magnétique de la machine. On montre l'intérêt de la prise en compte de cette non linéarité les erreurs entre les courants calculés et les courants mesurés sont beaucoup plus faibles que celles obtenues par le modèle linéaire.

Mots clés : Machine asynchrone, Identification, Minimisation, Fonctions de sensibilité, Saturation.

## **REMERCIEMENTS**

Je tiens à remercier vivement Monsieur A.Boubakeur, Professeur à L'ENP , pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury.

Je remercie vivement les professeurs R. Ibtouen et O. Touhami pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membres examinateurs de cette thèse.

Je remercie vivement Monsieur M.E.latreche, maître de conférence à l'université de Constantine pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membre examinateur de cette thèse.

Je remercie vivement le professeur A. Guessoum pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membre de jury de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur M.E. Zaïm, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, pour m'avoir dirigé, aidé, encouragé et soutenu de manière constante tout au long de mes travaux.

Je remercie vivement Monsieur A. Rezzoug, Professeur à l'Université Henri Poincaré à Nancy, pour m'avoir dirigé, encouragé et intégré au sein de son équipe.

Je remercie vivement Monsieur R. Le Doeuff, professeur à l'école polytechnique de l'université de Nantes, pour m'avoir accepté au sein de son laboratoire de Saint-Nazaire.

Je remercie tous les membres du laboratoire GREEN ainsi que ceux du laboratoire LARGE.

Je remercie également les collègues enseignants de l'institut d'électronique de l'Université Saad Dahled de Blida ainsi que les collègues enseignants du génie électrique de l'ENP.

Je remercie également ma famille.

# SOMMAIRE

---

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> -----	5
<b>SYMBOLES UTILISES</b> -----	9
<b>CHAPITRE I : MODELISATION ET TECHNIQUES D'IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
<b>1 Introduction</b> -----	12
<b>2 Modélisation de la machine asynchrone</b> -----	12
2.1 Equations électriques-----	13
2.2 Equations des flux-----	14
2.3 Equation du couple-----	14
2.4 Modèle de Park-----	15
2.4.1 Transformation de Park-----	15
2.4.2 Equations de la machine dans le modèle de Park-----	16
2.4.3 Equations de tensions-----	17
2.4.4 Equations des flux-----	17
2.4.5 Equation du couple -----	18
2.5 Modèle à cinq paramètres-----	18
2.6 Modèle à quatre paramètres-----	19
<b>3 Méthodes d'identification</b> -----	20
3.1 Modèle du système-----	20
3.2 Méthodes d'identification paramétrique-----	21
3.2.1 Méthodes du modèle de référence-----	21
3.2.2 Nature du minimum-----	22
3.2.3 Choix des signaux d'entrée sortie-----	23
3.3 Critère de similitude-----	24
3.4 Méthodes d'optimisation-----	25
3.4.1 Méthode du gradient-----	26
3.4.2 Méthode du gradient conjugué-----	27
3.4.2.1 Algorithme du gradient conjugué pour les fonctions quadratiques-----	27
3.4.2.2 Algorithme du gradient conjugué pour les fonctions quelconques-----	27
3.4.3 Calcul du gradient-----	28
3.4.3.1 Différences finies-----	28
3.4.3.2 Fonctions de sensibilité-----	29
3.5 Critères d'arrêt-----	29
<b>4 Conclusion</b> -----	30

**CHAPITRE II: IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A L'AIDE  
DE TROIS TECHNIQUES DE MINIMISATION SANS  
CALCUL DE DERIVEES**

<b>1 Introduction</b> -----	32
<b>2 Techniques de minimisation</b> -----	32
2.1 Méthode de relaxation cyclique -----	33
2.2 Méthode de Hooke et Jeeves-----	34
2.3 Méthode de Rosenbrock-----	36
<b>3 Identification à l'aide de données simulées</b> -----	37
3.1 Applications des différentes techniques à l'identification -----	38
3.1.1 Méthode de relaxation cyclique-----	39
3.1.2 Méthode de Hooke et Jeeves-----	41
3.1.3 Méthode de rosenbrock-----	44
<b>4 Identification à l'aide de données mesurées</b> -----	47
4.1 Identification-----	49
4.1.1 Identification du moteur M1 -----	49
4.1.2 Identification du moteur M2-----	53
4.1.3 Identification du moteur M3-----	56
<b>5 Etude comparative des trois algorithmes</b> -----	60
5.1 Mise en œuvre-----	60
5.2 Convergence-----	60
5.3 Vitesse de convergence -----	60
<b>6 Conclusion</b> -----	61

**CHAPITRE III : IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A L'AIDE DES  
FONCTIONS DE SENSIBILITE**

<b>1 Introduction</b> -----	63
<b>2 Méthode de calcul proposée</b> -----	63
<b>3 Application à la machine asynchrone monophasée</b> -----	65
3.1 Modélisation du moteur monophasé-----	65
3.2 Calcul littéral du gradient-----	67
3.3 Calcul du gradient à l'aide de la méthode proposée-----	67
3.4 Résultats -----	69
3.4.1 Comparaison des gradients-----	69
3.4.2 Identification de la machine asynchrone monophasée-----	70

<b>4 Application à l'identification de la machine asynchrone triphasée</b> -----	73
4.1 Calcul du gradient à l'aide de la méthode proposée-----	73
4.2 Identification de la machine asynchrone triphasée-----	74
4.2.1 Identification à l'aide de données simulées -----	74
4.2.2 Identification à l'aide de données expérimentales-----	77
<b>5 Conclusion</b> -----	81

**CHAPITRE IV: MODELISATION ET IDENTIFICATION DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE EN REGIME SATURE**

<b>1 Introduction</b> -----	83
<b>2 Présentation de la saturation</b> -----	83
2.1 Harmoniques de saturation-----	84
2.2 Le phénomène de la saturation croisée-----	85
2.3 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation-----	86
<b>3 Modélisation de la machine asynchrone</b> -----	86
3.1 Flux commun et inductances de fuite-----	86
3.2 Equations électriques de la machine-----	87
<b>4 Identification</b> -----	90
4.1 Relevés expérimentaux-----	90
4.2 Résultats-----	91
4.3 Comparaisons-----	95
<b>5 Conclusion</b> -----	97
 <b>CONCLUSION GENERALE</b> -----	 98
 <b>ANNEXES</b> -----	 101
 <b>BIBLIOGRAPHIE</b> -----	 110

# INTRODUCTION GENERALE



## **Introduction générale.**

Les machines électriques jouent un rôle fondamental dans les différentes branches de l'industrie. Elles sont utilisées dans les entraînements réglés et principalement comme actionneur dans la grande majorité des servomécanismes. Il est connu, pour ce qui est de la partie technologique, que la productivité et la qualité du produit fini sont en partie dépendantes de la conduite des machines électriques intervenant dans le processus.

La machine asynchrone présente de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du système balais collecteur permet d'accroître sa fiabilité, et de limiter son coût de fabrication et d'entretien. Par ailleurs, les progrès réalisés en matière de commande et les développements technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la micro électronique, ont rendu possible l'usage de commandes performantes faisant de la machine asynchrone un concurrent potentiel dans les domaines de la vitesse variable. La mise au point de commandes performantes requière une bonne modélisation et une bonne identification de la machine asynchrone. Dans les installations de grandes puissances où les essais directs sont onéreux et parfois difficiles à réaliser, la simulation s'impose comme une bonne alternative pour la prédiction des caractéristiques de la machine. Ces caractéristiques peuvent servir à un dimensionnement judicieux des différents éléments constituant le système global ou à la mise en œuvre d'un système de diagnostic et de surveillance. Dans toutes ces situations, la modélisation et l'identification de la machine ont un impact non négligeable sur la précision des résultats obtenus.

Plusieurs approches d'identification sont mises en œuvre pour le cas de la machine asynchrone. Elles se distinguent les unes des autres par la méthode d'identification, les signaux d'entrées sorties et par la technique de minimisation adoptée.

L'identification classique détermine les paramètres du schéma équivalent à l'aide des trois essais suivants:

L'essai au synchronisme, l'essai à rotor bloqué et l'essai en courant continu. L'essai au synchronisme ne présente pas de difficultés particulières, car il suffit de disposer d'une autre machine accouplée à la machine asynchrone à identifier."

Par contre, l'essai à rotor bloqué pose un certain nombre de difficultés.

La première difficulté concerne la stabilité thermique de l'essai. En effet, à rotor bloqué, la machine s'échauffe rapidement, et par conséquent, les paramètres obtenus peuvent être issus d'essais effectués dans des conditions de température complètement différentes du fonctionnement normal de la machine.

La deuxième difficulté concerne le blocage du rotor. En effet, pour les moteurs de grande puissance, l'immobilisation du rotor est difficile.

En plus des difficultés d'expérimentation citées précédemment, il faut ajouter que les paramètres obtenus par cette méthode ne sont valides que dans une plage restreinte de fonctionnement de la machine.

L'identification à l'aide de méthodes numériques de calcul de champs basées sur la méthode des éléments finis peut conduire à des paramètres précis. Cependant, elles nécessitent la connaissance de la géométrie de la machine ainsi que la caractéristique magnétique des matériaux constituant la machine. Ces données ne sont pas toujours disponibles au niveau de l'utilisateur, ce qui restreint le recours à ces méthodes.

L'identification statique de la machine asynchrone consiste à déterminer les paramètres électriques en utilisant la croissance ou la décroissance du courant continu dans les enroulements de la machine. La réalisation pratique s'effectue par application ou suppression d'une tension continue dans les enroulements tout en maintenant le rotor bloqué.

Les trois méthodes d'identifications précédentes présentent l'inconvénient de ne pas assurer l'estimation des paramètres mécaniques de la machine. L'obtention de ces paramètres nécessite un essai de ralentissement de vitesse de la machine. La mesure de ralentissement de la vitesse est effectuée à l'aide d'une génératrice tachymétrique ou d'un codeur. L'accouplement de ces derniers à la machine n'est pas toujours aisé, ceci constitue un véritable inconvénient.

La méthode d'identification utilisant le régime transitoire des variables d'état mesurables (courants, tensions et vitesse) assure l'identification des paramètres électriques et mécaniques de la machine. Dans le cas de la machine asynchrone triphasée, les mesures sont effectuées au démarrage sous pleine tension et à vide. Dans cette méthode, la mesure de la vitesse constitue un véritable handicap lorsque la machine n'est pas dotée d'un codeur de vitesse (ou génératrice tachymétrique) et surtout lorsque la machine est difficilement accessible, comme c'est le cas des moteurs immergés à des profondeurs de plusieurs centaines de mètres ou des moteurs de chaînes de production difficilement déplaçables.

Compte tenu des problèmes posés précédemment, nous proposons:

\*une approche d'identification utilisant uniquement le courant de démarrage et la tension simple correspondante pour estimer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone en régime linéaire et saturé. Ainsi, en utilisant la méthode du modèle de référence, les paramètres sont déterminés par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et les courants calculés à partir du modèle de la machine.

\*Une méthode précise et rapide de calcul du gradient qui intervient à chaque itération dans les différentes techniques de minimisation.

Dans le premier chapitre, nous commençons par rappeler les équations classiques régissant le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée. Nous rappelons le modèle de la machine à cinq puis quatre paramètres électriques, puis nous présentons succinctement différentes techniques d'identification et différentes méthodes d'optimisation.

Le deuxième chapitre, consiste à montrer l'identifiabilité de la machine asynchrone en utilisant notre approche d'identification. Pour cela, nous commençons par présenter trois techniques d'optimisation sans calcul de dérivées (méthode de relaxation cyclique, méthode de Hooke et Jeeves et méthode de Rosenbrock) que nous appliquons pour identifier différents moteurs asynchrones.

Les paramètres de la machine sont déterminés par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et ceux calculés. Comme la machine est régie par un système d'équations non linéaire, la solution analytique est inaccessible. Cependant, le gradient de l'erreur quadratique ne peut être calculé que par différences finies qui dépend du pas de calcul et qui peut être très éloigné du véritable gradient (celui calculé analytiquement dans la mesure du possible). Pour contourner cette difficulté, nous proposons dans le troisième chapitre, une méthode de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Dans un premier temps, nous vérifions cette méthode en utilisant un système linéaire représentant un moteur monophasé à l'arrêt. Dans un deuxième temps, nous l'associons à l'algorithme de Fletcher Reeves pour identifier plusieurs moteurs asynchrones..

Dans le quatrième chapitre, nous commençons par présenter le phénomène de la saturation puis nous développons un modèle de la machine asynchrone triphasée tenant compte de la saturation, mais se limitant au premier harmonique d'espace. Nous validons ensuite notre modèle et notre approche d'identification à l'aide d'essais réalisés sur plusieurs machines.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et par des perspectives de recherche

**LISTE DES PRINCIPAUX  
SYMBOLES**

$a, b, c$	Indices correspondants au trois phases.
$s, r$	Indices correspondants au stator et au rotor.
$l_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$l_r$	Inductance propre d'une phase rotorique.
$m_s$	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$m_r$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$m_{sr}$	Inductance mutuelle entre stator et rotor.
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
$L_s$	Inductance cyclique propre d'une phase statorique.
$L_r$	Inductance cyclique propre d'une phase rotorique.
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ou (inductance magnétisante).
$l_{fs}, l_{fr}$	Inductances de fuite statorique et rotorique par phase.
$L$	Inductance dynamique.
$\theta$	Ecart angulaire entre stator et rotor.
$\theta_s, \theta_r$	Angles électriques statorique et rotorique.
$p$	Nombre de paire de pôles.
$C_e$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant
$C_s$	Couple de frottement sec
$f_r$	Coefficient de frottement
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor
$J$	Moment d'inertie du rotor
$T_s, T_r$	Constantes de temps statorique et rotorique
$\sigma$	Coefficient de fuite total

## CHAPITRE I

# MODELISATION ET TECHNIQUES D'IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

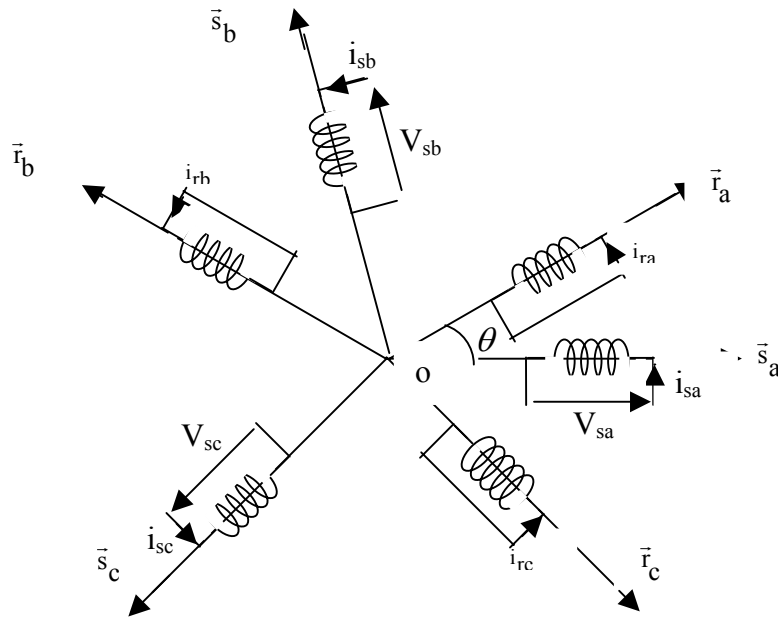
## 1 Introduction

Ce premier chapitre permet de revenir sur la modélisation en régime linéaire de la machine asynchrone triphasée [CHA 83], [LES 91] sur les différentes techniques d'identification [WAL 94] ainsi que sur les méthodes d'optimisation [LUE 93], [MOK 93], [MIN 83]. Après un changement de variables approprié au niveau du vecteur d'état, nous déduisons un modèle de la machine asynchrone à quatre paramètres électriques [CAR 95] ayant l'avantage de ne faire apparaître que des paramètres électriques mesurables.

## 2 Modélisation de la machine asynchrone

Le schéma de principe de la machine asynchrone triphasée est représenté par la figure I.1. L'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique  $R_a$  par rapport à l'axe de la phase statorique de référence  $S_a$ . Pour établir les équations régissant le fonctionnement de la machine, les hypothèses simplificatrices suivantes sont habituellement utilisées :

- On suppose les circuits magnétiques non saturés et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont donc linéaires.
- On considère une densité de courant uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice de chaque phase du rotor et du stator. L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.
- On suppose que la machine est symétrique



**Figure I.1.** Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée

## 2.1 Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par les expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.2)$$

Où les indices s et r désignent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$



## 2.2 Equations des flux

L'absence de saturation et la limitation au premier harmonique d'espace nous permettent d'écrire les expressions des flux statorique et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Les quatre sous matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Les différentes inductances désignent:

- $l_s$  : inductance propre d'une phase statorique
- $l_r$  : inductance propre d'une phase rotorique.
- $m_s$  : inductance mutuelle entre phases statoriques.
- $m_r$  : inductance mutuelle entre phases rotoriques.
- $m_{sr}$  : inductance mutuelle entre stator et rotor.
- $\theta$  : écart angulaire entre stator et rotor.

## 2.3 Equation du couple.

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir de la dérivée de la coénergie magnétique par rapport à l'angle  $\theta$ . La machine étant à structure lisse, le couple s'écrit :

$$C_{em} = [I_s]^t \frac{\partial [M_{sr}(\theta)]}{\partial \theta} [I_r] \quad (I.8)$$

$I_s$  et  $I_r$  désignent respectivement les courants statoriques et rotoriques.

## 2.4 Modèle de Park

Les termes figurant dans les équations des flux (I.7) sont fonction de l'angle  $\theta$ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques. Pour pallier ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants et flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de base est appelé transformation de Park. Ainsi, la machine sera régie par un système d'équations à coefficients constants.

### 2.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park implique la transformation des enroulements statorique et rotorique de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes en quadrature d et q comme le montre la figure I.2. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle  $\theta$ . La transformation de Park est donnée par l'expression suivante:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Le changement de variables relatif aux grandeurs  $X_i$  (courants, tensions ou flux) est défini par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ xo \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$X_0$  représente la grandeur homopolaire.

La matrice inverse  $P^{-1}$  est telle que  $P^{-1} = {}^tP$ .

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

d'où les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} xd \\ xq \\ xo \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

### 2.4.2 Equations de la machine dans le modèle de Park

On applique la transformation de Park aux courants, aux tensions et aux flux. Un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  qui interviennent respectivement pour les grandeurs statoriques et rotoriques sont représentés sur la figure I.2 .

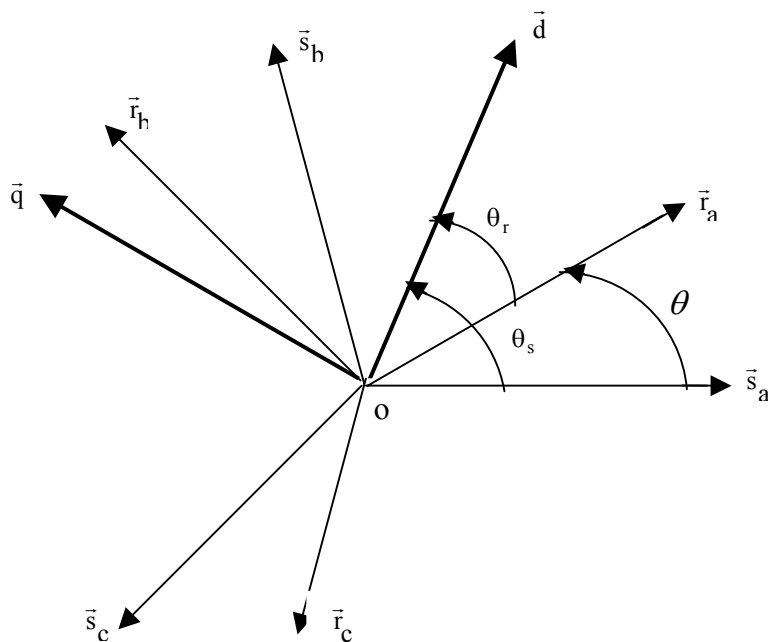


Figure I.2. Repérage angulaire des systèmes d'axes

### 2.4.3 Equations de tension

Dans un repère dq tournant à la vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator, les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent après application de la transformation de Park aux différentes grandeurs comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.13)$$

$\omega_a$  et  $\omega_m$  désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator. Selon l'application envisagée, le repère dq peut être lié au stator ( $\omega_a=0$ ), rotor ( $\omega_a=\omega_m$ ) ou au champs tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ).

### 2.4.4 Equations des flux

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.14)$$

$L_s$ ,  $L_r$  et  $L_m$  ont pour expressions

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases} \quad (I.15)$$

les différentes inductances désignent:

$L_s$  : inductance cyclique propre d'une phase statorique

$L_r$  : inductance cyclique propre d'une phase rotorique.

$L_m$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### 2.4.5 Equation du couple

Dans le modèle de Park, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante:

$$C_e = PL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \quad (I.16)$$

P désigne le nombre de paire de pôles de la machine

## 2.5 Modèle à cinq paramètres électriques

Dans un repère lié au stator, les équations électriques de la machine sont déduites des équations (I.13) dans lesquelles  $\omega_a$  est égale à zéro. En ajoutant l'équation mécanique, la machine sera entièrement décrite par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + L_m \frac{dI_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + L_m \frac{dI_{qr}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + L_m \frac{dI_{ds}}{dt} + P\Omega L_r I_{qr} + P\Omega L_m I_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + L_m \frac{dI_{qs}}{dt} - P\Omega L_r I_{dr} - P\Omega L_m I_{ds} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = PL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) - f_r \Omega - C_s \end{cases} \quad (I.17)$$

En réarrangeant les équations précédentes de façon à faire apparaître le vecteur d'état

$[ I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr} \ \Omega ]^t$ , nous obtenons les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{L_r R_s}{A} I_{ds} + \frac{P\Omega L_m^2}{A} I_{qs} + \frac{L_m R_r}{A} I_{dr} + \frac{P\Omega L_m L_r}{A} I_{qr} + \frac{L_r V_{ds}}{A} \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\frac{P\Omega L_m^2}{A} I_{ds} - \frac{L_r R_s}{A} I_{qs} - \frac{P\Omega L_m L_r}{A} I_{dr} + \frac{L_m R_r}{A} I_{qr} + \frac{L_r V_{qs}}{A} \\
 \frac{dI_{dr}}{dt} &= \frac{L_m R_s}{A} I_{ds} - \frac{P\Omega L_m L_s}{A} I_{qs} - \frac{L_s R_r}{A} I_{dr} - \frac{P\Omega L_s L_r}{A} I_{qr} - \frac{L_m V_{ds}}{A} \\
 \frac{dI_{qr}}{dt} &= +\frac{P\Omega L_m L_s}{A} I_{ds} + \frac{L_m R_s}{A} I_{qs} + \frac{P\Omega L_s L_r}{A} I_{dr} - \frac{L_s R_r}{A} I_{qr} - \frac{L_m V_{qs}}{A} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{PL_m}{J} (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_s}{J}
 \end{aligned} \right. \quad (I.18)$$

où  $A = L_s L_r - L_m^2$

l'équation (I.18), montre que le fonctionnement de la machine dépend de cinq paramètres électriques [ $R_s$   $R_r$   $L_s$   $L_r$   $L_m$ ] et de trois paramètres mécaniques [ $J$   $f_r$   $C_s$ ].

Le rotor d'une machine asynchrone à cage n'est pas accessible directement à l'expérimentation et il est impossible de mesurer séparément les vrais valeurs de  $R_r$   $L_r$ , et  $M_m$  qui figurent dans le système d'équations (I.18). Après un changement de variables du vecteur d'état, nous allons déduire un modèle à quatre paramètres électriques mesurables.

Le système (I.18) semble surdimensionné. En effet, nous avons constaté que les différentes techniques d'identification que nous exposerons dans les chapitres suivants, ne convergent pas lorsque l'on désire identifier simultanément les 5 paramètres électriques de la machine. Cette convergence n'est obtenue que si l'on adopte une condition supplémentaire sur les paramètres électriques, comme par exemple celle utilisée par P.L. ALGER [ALG 70] qui admet l'égalité des inductances de fuite au rotor et au stator. Nous adoptons alors un changement de variables du vecteur d'état pour déduire un modèle à quatre paramètres électriques mesurables.

## 2.6 Modèle à quatre paramètres électriques

En fonctionnement normal de la machine, les tensions  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  sont nulles, ce qui a pour conséquence de réduire le nombre de paramètres à quatre lorsqu'on effectue le changement de variables suivant:

$$I_{dr} = \frac{L_m}{L_r} I'_{dr} \quad \text{et} \quad I_{qr} = \frac{L_m}{L_r} I'_{qr}$$

En introduisant le coefficient de dispersion  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ , les constantes de temps rotorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  et statorique  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ , les équations (I.17) deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + (1-\sigma) L_s \frac{dI'_{dr}}{dt} \\
 V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + (1-\sigma) L_s \frac{dI'_{qr}}{dt} \\
 V_{dr} = \frac{I'_{dr}}{T_r} + \frac{dI'_{dr}}{dt} + \frac{dI_{ds}}{dt} + P\Omega I'_{qr} + P\Omega I_{qs} \\
 V_{qr} = \frac{I'_{qr}}{T_r} + \frac{dI'_{qr}}{dt} + \frac{dI_{qs}}{dt} - P\Omega I'_{dr} - P\Omega I_{ds} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = P(1-\sigma) L_s (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) - f_r \Omega - C_s
 \end{array} \right. \quad (I.19)$$

Et, en faisant apparaître le vecteur d'état  $[I_{ds} \ I_{qs} \ I'_{dr} \ I'_{qr} \ \Omega]^t$ , nous obtenons les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I'_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P\Omega I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dI'_{dr}}{dt} = \frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} - \frac{P\Omega}{\sigma} I_{qs} - \frac{1}{\sigma T_r} I'_{dr} - \frac{P\Omega}{\sigma} I'_{qr} - \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dI'_{qr}}{dt} = \frac{P\Omega}{\sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} + \frac{P\Omega}{\sigma} I'_{dr} - \frac{1}{\sigma T_r} I'_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P}{J} (1-\sigma) L_s (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_s}{J}
 \end{array} \right. \quad (I.20)$$

L'équation (I.20), montre que le fonctionnement de la machine dépend de quatre paramètres électriques

$[\sigma \ T_s \ L_s \ T_r]$  et de trois paramètres mécaniques  $[J \ f_r \ C_s]$ .

### 3 Méthodes d'identification

L'identification des paramètres d'un processus repose sur les trois phases suivantes:

- Choix du modèle du processus.
- Choix des signaux d'entrée sortie.
- Choix du critère de similitude entre le modèle et le processus.

### 3.1 Modèles du système

Les modèles peuvent être rangés en deux classes:

- modèles paramétriques.

Un modèle est dit paramétrique s'il est complètement défini par la connaissance d'un nombre fini de paramètres (représentation d'état, fonction de transfert...).

- modèles non paramétriques.

Un modèle est dit non paramétrique, s'il n'existe pas un nombre fini de paramètres pour pouvoir le définir (réponse fréquentielle, réponse temporelle...).

### 3.2 Méthodes d'identification paramétriques

Les méthodes d'identification paramétriques sont utilisées dans le cas où l'on suppose que la structure du système à identifier est connue. Ces méthodes permettent de déterminer les valeurs inconnues des paramètres du modèle retenu à partir d'un jeu de mesures effectuées sur le système.

Selon la précision des paramètres à estimer, les méthodes paramétriques peuvent être classées en méthodes déterministes et en méthodes stochastiques.

\* Les méthodes déterministes ne font aucune hypothèse sur les bruits entachant les mesures, donc elles ne fournissent pas d'information sur la précision des paramètres identifiés.

\* Les méthodes stochastiques tiennent compte des bruits de perturbation du système en associant une valeur de la précision à chaque paramètre.

L'estimation des paramètres peut être effectuée en ligne ou hors ligne.

Pour déterminer les paramètres de la machine, nous adoptons la méthode du modèle de référence

#### 3.2.1 Méthode du modèle de référence.

Cette méthode utilise des signaux d'entrée-sortie pour identifier les paramètres des modèles mathématiques de structures variées. La figure I.3 montre le schéma de principe de la méthode.



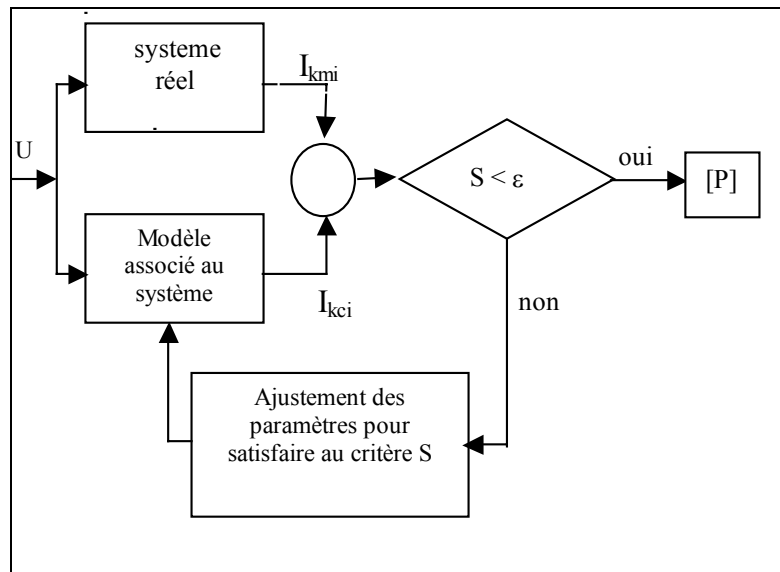


Figure I.3. Principe d'identification par la méthode du modèle.

Les entrées sorties  $U$  et  $I_{kmi}$  sont tout d'abord mesurées pour le ou les régimes désirés (transitoire, permanent). L'estimation du vecteur paramètres est ensuite effectuée en minimisant le critère de similitude retenu. Ce dernier représente généralement l'erreur quadratique  $S$  entre les grandeurs mesurées sur le système et les grandeurs calculées avec le modèle excité avec le même tension  $U$  que le système (fig. I.3).

Le problème consiste à trouver le minimum du critère quadratique  $S$ , fonction qui dépend des paramètres. Si le critère est linéaire par rapport aux paramètres, son minimum peut être calculé analytiquement par la méthode des moindres carrés par exemple. Par contre, si la fonction est non linéaire par rapport aux paramètres, la solution est approchée par des algorithmes itératifs de programmation non linéaire.

### 3.2.2 Nature du minimum

Le critère est généralement non linéaire par rapport aux paramètres et son minimum est calculé par une méthode itérative. Cependant, si le critère possède plusieurs minimums parmi lesquels se trouve le minimum global, la procédure de minimisation peut très bien converger vers un minimum local. (fig. I.4).

Deux questions se posent devant ce problème:

1°) Comment peut on déterminer si la solution obtenue est le minimum global?

2°) Si la solution n'est pas le minimum global, comment on peut progresser dans l'espace paramétrique pour trouver le minimum global ?

La première question conduit à développer des critères d'optimalité qui serviront à déterminer si un point donné est une solution optimale ou non du problème d'optimisation. Apparemment, il n'existe pas de théorie mathématique capable de donner le nombre de minimums et leurs natures (global ou local).

La deuxième question amène à concevoir des méthodes pratiques permettant de localiser le point optimal dans un domaine. Elle peut avoir deux solutions:

Première solution: Diviser l'espace paramétrique en domaine et explorer chacun d'eux à l'aide de méthodes telles que les algorithmes génétiques [BOU 01], [REN 95] qui peuvent explorer l'ensemble de l'espace d'étude.

Deuxième solution: scruter l'espace paramétrique à l'aide de différentes techniques d'optimisation.

Dans la suite de notre travail, nous utilisons la deuxième solution .

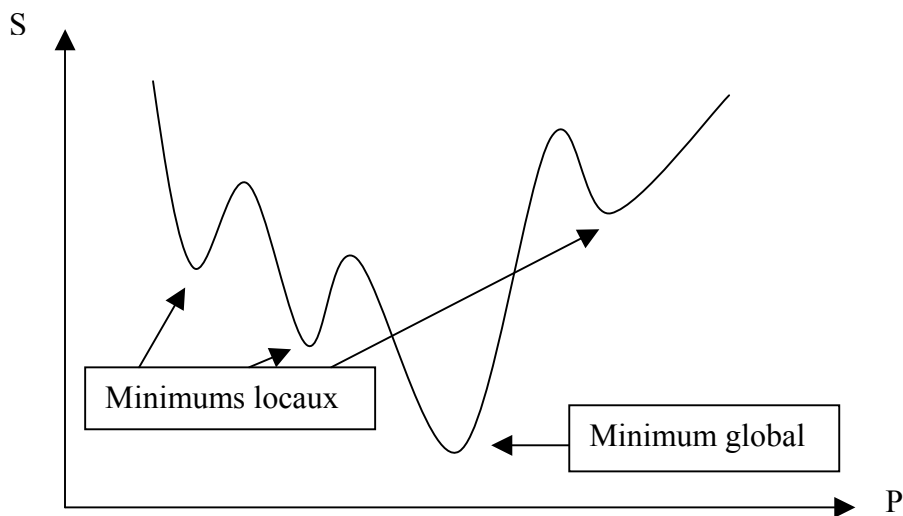
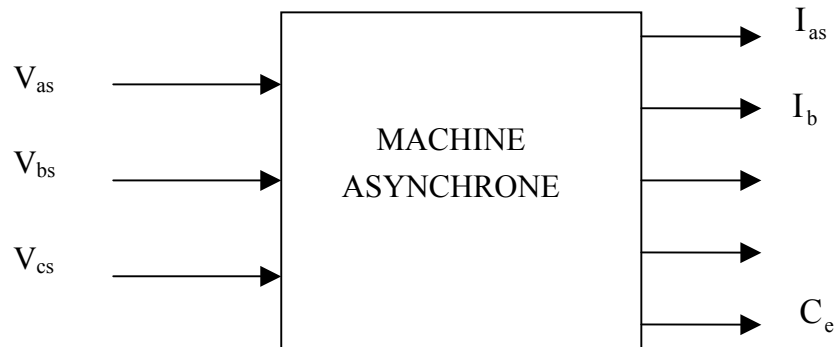


Figure I.4. Différents minimums d'une fonction

### 3.2.3 Choix des signaux d'entrée sortie

Le modèle ainsi que les différentes entrées-sorties sont représentés sur la figure I.5 dans le cas de la machine asynchrone triphasée. Les entrées mesurables du système sont les trois

tensions statoriques et les cinq sorties mesurables sont les trois courants statoriques, la vitesse mécanique et le couple en bout d'arbre.



**Figure I.5.** Entrées-sorties du modèle de la machine asynchrone

Plusieurs combinaisons d'entrées-sorties sont envisageables. Dans notre travail, nous n'utilisons que le courant et la tension simple correspondante pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques. Pour s'affranchir du capteur de position, le modèle de la machine est écrit dans un repère lié au stator.

### 3.3 Critère de similitude

L'estimation des paramètres de la machine à l'aide de la méthode du modèle de référence, c'est à dire l'approximation des valeurs expérimentales par un modèle mathématique, repose sur le choix d'un critère objectif qualifiant l'approximation mesures/modèle. L'écart entre les mesures effectuées sur le système réel et les valeurs calculées par simulation à partir du modèle est:

$$\varepsilon(k) = Y_m(k) - Y_c(k) \quad k=1, \dots, N \quad (I.21)$$

où  $N$  désigne la dimension de vecteur de mesure.

Le but de l'estimation des paramètres est une minimisation de  $\varepsilon(k)$  qui ne peut exactement s'annuler à cause des erreurs de mesures ou des erreurs de structure du modèle.

Si nous considérons comme critère  $S$  directement  $\varepsilon(k)$ , nous nous apercevons que les erreurs positives peuvent compenser les erreurs négatives sur l'ensemble des  $N$  mesures. Pour s'affranchir de cette contrainte, deux solutions existent:

- Considérer la valeur absolue de  $\varepsilon(k)$
- Considérer le carré de  $\varepsilon(k)^2$

L'élévation au carré est préférée à la valeur absolue car elle accorde plus d'importance aux grandes erreurs ; elle permet donc une compensation mieux adaptée des paramètres.

Dans la suite de notre travail, nous considérons le critère quadratique de la forme suivante:

$$S = \sum_{k=1}^{k=N} \varepsilon(k)^2 = \sum_{k=1}^{k=N} (Y_m(k) - Y_c(k))^2 \quad (I.22)$$

### 3.4 Méthodes d'optimisation

Plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées dans la littérature [LUE 93], [REN 95], [MOK 93], [MIN 83]. Selon leurs manières de recherche du minimum, nous pouvons les classer comme suit:

- \* Méthodes stochastiques.
- \* Méthodes déterministes sans calcul de dérivées,
- \* Méthodes déterministes avec calcul de la dérivée et /ou seconde,

Les méthodes stochastiques associent des probabilités dans leur mise en œuvre. A titre d'exemple, nous pouvons citer les méthodes utilisant:

- les algorithmes génétiques, la méthode du recuit simulé, la méthode de Tabu ...

Les méthodes déterministes sans calcul de dérivées reposent sur une combinaison de recherche unidimensionnelle. A titre d'exemple, nous pouvons évoquer les méthodes de relaxation cyclique, de Hooke et Jeeves et de Rosenbrock.

Ces trois méthodes sont décrites dans le chapitre II.

Les directions de recherche relatives aux méthodes avec calcul de dérivées sont obtenues à partir d'un développement en série de Taylor d'ordre un ou deux du critère de similitude, selon qu'il s'agisse de méthodes du premier ou du second ordre. Suivant la stratégie d'approche du minimum du critère de similitude, nous adoptons la classification usuelle suivante:

- \* Méthode du gradient,
- \* Méthode du gradient conjugué,
- \* Méthodes du type Newton
  - Méthode de Newton
  - Méthode de Gauss Newton
  - Méthodes de Quasi-Newton
    - Levenberg-Maquard
    - Pas optimal limité localement
    - Pas restreint ou Double Dogleg

Dans ce paragraphe, nous faisons uniquement une brève description des méthodes du gradient et du gradient conjugué ainsi que les différentes techniques de calcul du gradient, car ce dernier intervient dans la détermination des directions de recherche.

En plus, nous présentons également les différents critères d'arrêt des procédures itératives mises en œuvre.

### 3.4.1 Méthode du gradient

Elle repose sur le développement limité du critère S au premier ordre.

$$S(P_{k+1}) = S(P_k + \Delta P) = S(P_k) + \left[ \frac{\partial S}{\partial P} \right]^T \Delta P \quad (I.23)$$

Où  $\frac{\partial S}{\partial P}$  désigne le gradient calculé au point  $P_k$  noté  $g(P_k)$ .

Pour des déplacements suffisamment petits, la variation de  $\Delta S$  du critère résultant de l'itération k de l'algorithme vérifie :

$$\Delta S = S(P_k + \Delta P) - S(P_k) = g(P_k) \Delta P \quad (I.24)$$

Elle est donc approximativement égale au produit scalaire du gradient du critère S par le déplacement  $\Delta P$ . La minimisation de S revient donc à maximiser  $\Delta S$ . De l'expression précédente, nous déduisons que  $\Delta P$  et  $g(P_k)$  doivent être colinéaires et de directions opposées.

$\Delta P = -\lambda g(P_k)$  avec  $\lambda$  positif.

D'où l'algorithme du gradient :

$$P_{k+1} = P_k - \lambda g(P_k)$$

Propriétés de l'algorithme du gradient:

- Il est simple à mettre en œuvre, mais nécessite le calcul des dérivées.
- La convergence devient lente au fur et à mesure que l'on se rapproche du minimum
- Les deux propriétés précédentes en font un algorithme bien adapté à la phase initiale des recherches loin de l'optimum

### 3.4.2 Méthode du gradient conjugué

Elle est basée sur le développement limité du critère S au deuxième ordre pour générer les directions conjuguées. Dans ce paragraphe nous présentons les algorithmes du gradient conjugué pour une fonction quadratique puis comme fonction quelconque.

#### 3.4.2.1 Algorithme du gradient conjugué pour les fonctions quadratiques

La fonction quadratique est de la forme:

$$S(P) = \frac{1}{2} P^t A P + B^t P + C \quad (I.25)$$

Soit  $P_0$  le point de départ,  $g_0 = \text{grad}(P_0) = A P_0 + B$

Poser  $d_0 = -g_0$ ,  $k=0$ .

A l'itération  $k$ , on est au point  $P_k$ .

Définir  $P_{k+1} = P_k + \lambda_k d_k$  avec (I.26)

$$\lambda_k = -\frac{g_k^t d_k}{d_k^t A d_k} \text{ puis} \quad (I.27)$$

$$d_{k+1} = -g_{k+1} + \beta_k d_k \quad (I.28)$$

où  $\beta_k = \frac{g_{k+1}^t A d_k}{d_k^t A d_k}$  (I.29)

faire  $k=k+1$  et retourner à l'étape b.

Si  $N$  est la dimension du vecteur  $P$ , l'algorithme converge en  $N$  étapes au maximum.

#### 3.4.2.2 Algorithme du gradient conjugué pour les fonctions quelconques

a) étape 0:  $P_0$  est le point de départ choisi, poser  $d_0 = -\text{grad}(P_0)$ .

b) étape  $k$ : Choisir  $\lambda_k$  minimisant

$$g(\lambda) = S(P_k + \lambda_k d_k) \quad (\text{I.30})$$

poser

$$P^{k+1} = P^k + \lambda_k d_k \quad (\text{I.31})$$

et

$$d_{k+1} = -\text{grad}(P_{k+1}) + \beta_k d_k \quad (\text{I.32})$$

avec

$$\beta_k = \frac{(\text{grad}(P_{k+1}))^T (\text{grad}(P_{k+1}))}{(\text{grad}(P_k))^T (\text{grad}(P_k))} \quad \text{Si nous considérons la méthode de Fletcher-Reeves.}$$

Ou

$$\beta_k = \frac{(\text{grad}(P_{k+1}))^T (\text{grad}(P_{k+1}) - \text{grad}(P_k))}{(\text{grad}(P_k))^T (\text{grad}(P_k))} \quad \text{si nous considérons la méthode de Polak-Ribière}$$

Test d'arrêt. Si vérifié: Fin

Sinon, faire  $k=k+1$  et retourner en b.

**Remarque:** Il est important de noter que la convergence globale de Fletcher-Reeves ou Polak-Ribière n'est assurée que si l'on procède à une réinitialisation périodique. Les deux algorithmes précédents sont identiques dans le cas d'une fonction quadratique. Ils n'utilisent que le calcul du gradient et ils permettent de s'affranchir du calcul du hessien.

### 3.4.3 Calcul du gradient

L'utilisation de l'algorithme du gradient fait intervenir un très grand nombre de fois l'évaluation du gradient du critère, ce qui représente une composante majeure de l'ensemble des calculs. Cette remarque est aussi valable pour les autres algorithmes s'appuyant sur le développement limité du critère au voisinage du point courant. Il importe donc de rendre le calcul du gradient aussi rapide que possible. Nous présentons le calcul du gradient en utilisant les différences finies puis à l'aide des fonctions de sensibilité.

#### 3.4.3.1 Différences finies

Le gradient peut être approximé par l'une des expressions suivantes:

$$\frac{\partial S(P)}{\partial (P_j)} = \frac{1}{\Delta P_j} [S(P + \Delta P_j) - S(P)]_{j=1, \dots, N_p} \quad (\text{I.33})$$

$$\frac{\partial S(P)}{\partial (P_j)} = \frac{1}{\Delta P_j} [S(P) - S(P - \Delta P_j)] \quad (I.34)$$

$$\frac{\partial S(P)}{\partial (P_j)} = \frac{1}{2\Delta P_j} [S(P + \Delta P_j) - S(P - \Delta P_j)] \quad (I.35)$$

Où  $\Delta P_j$  est un vecteur dont toutes les composantes sont nulles sauf la  $j^{\text{ième}}$  composante qui vaut  $\Delta P_j$ . Le choix de pas  $\Delta P_j$  pose problème. S'il est trop petit, on fait la différence entre deux grandeurs très proches, ce qui est numériquement désastreux, puisque le résultat peut fort bien n'avoir aucun chiffre significatif. Si au contraire  $\Delta P_j$  est trop grand, la grandeur calculée n'a plus grand-chose à voir avec la dérivée, mais comparativement, ceci est beaucoup moins grave puisqu'un gradient approché est souvent suffisant.

### 3.4.3.2 Fonctions de sensibilité

Considérons une fonction  $G$  de la forme suivante:

$$G = F(X(p), P, t) \quad (I.36)$$

où  $X$  est un vecteur de dimension  $d$  dépendant de  $P$  qui est un vecteur de paramètres de dimension  $N$ . Nous nous proposons de calculer le gradient de  $G$  par rapport à  $P$ . La  $j^{\text{ième}}$  composante du gradient de  $G$  est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{\partial G}{\partial P_j} = \frac{\partial F}{\partial P_j} + \sum_{k=1}^{k=d} \frac{\partial F}{\partial X_k} \frac{\partial X_k}{\partial P_j} \quad (I.37)$$

Les  $\frac{\partial X_k}{\partial P_j}$  figurant dans l'expression précédente, s'appellent fonctions de sensibilité des variables

$X$  par rapport au vecteur paramètre  $P$ . Nous soulignons que la connaissance des différentes fonctions de sensibilité conduit à la détermination du gradient. Nous proposons une méthode originale de calcul du gradient basée sur les fonction de sensibilité dans le chapitre III.

## 3.5 Critères d'arrêt

Comme en général la convergence n'est pas finie, nous devons adopter un test d'arrêt. Nous donnons les critères les plus couramment utilisés.



$$\text{Critère 1: } \text{Max} \left| \frac{\partial S(P)}{\partial P_j} \right| < \varepsilon \quad (\varepsilon \text{ donné, positif}) \quad (\text{I.38})$$

$$\text{Critère 2: } \left| \Delta S(P) \right|^2 = \sum_1^N \left( \frac{\partial S(P)}{\partial P_j} \right)^2 < \varepsilon \quad (\varepsilon \text{ donné, positif}) \quad (\text{I.39})$$

$$\text{Critère 3: } |S(P_{k+1}) - S(P_k)| < \varepsilon \quad (\varepsilon \text{ donné, positif}) \quad (\text{I.40})$$

Pour chacun des critères ci-dessus, une bonne précaution consiste à exiger que le test soit vérifié sur K itérations successives (où K est un nombre fixé à priori).

## 6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la machine asynchrone dans le modèle de Park. Nous avons également passé en revue les différentes techniques d'identification, ainsi que les différentes méthodes de minimisation.

Dans la suite de ce travail, nous adopterons différentes techniques d'optimisation déterministes pour identifier les paramètres de plusieurs moteurs.

## **CHAPITRE II**

# **IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A L'AIDE DE TROIS TECHNIQUES DE MINIMISATION SANS CALCUL DE DERIVEES**

## 1 Introduction

Nous avons vu au chapitre précédent que l'identification paramétrique de la machine asynchrone par modèle de référence nécessite le choix du modèle de la machine et des signaux d'entrée-sortie ainsi que le choix du critère de similitude.

Le modèle de la machine dans un repère lié au stator est bien adapté à l'identification paramétrique, car il permet de s'affranchir de la mesure de la position du rotor et par voie de conséquence du capteur de position. Comme vecteur d'état du modèle, trois possibilités sont envisageables:

- les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse.
- les courants statoriques, les flux statoriques et la vitesse.
- les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse.

Quant aux signaux d'entrées- sorties, nous pouvons choisir:

Les entrées parmi les tensions d'alimentations, et les sorties parmi les trois courants statoriques et la vitesse.

Des travaux antérieurs ont utilisé un modèle de connaissance statique (machine à l'arrêt) et la croissance ou la décroissance du courant pour déterminer les paramètres électriques [KEN 95], [BAG 99] tandis que d'autres études ont utilisé un modèle de connaissance dynamique de la machine ayant comme signaux d'entrées-sorties, la tension, le courant et la vitesse [FAI 95].

Dans ce chapitre, nous déterminons simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine en utilisant un modèle dynamique ayant comme vecteur d'état, les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse. Comme signaux d'entrées-sorties, nous n'utilisons que le courant d'alimentation d'une phase statorique et la tension simple correspondante. Nous explorons l'espace paramétrique de la machine à l'aide de trois techniques de minimisation (Relaxation cyclique, Hooke et Jeeves et Rosenbrock) et pour deux alimentations différentes (sinusoïdale et en créneau). Nous validons ensuite les résultats obtenus par simulation par des relevés expérimentaux effectués sur trois moteurs asynchrones triphasés.

## 2 Techniques de minimisation

Le processus d'identification consiste à trouver un vecteur paramètres assurant la meilleure corrélation entre les grandeurs mesurées (courant statorique) et celles calculées en utilisant le modèle de la machine. Le problème à résoudre est donc un problème d'optimisation. Il faut intervenir pour sa résolution des algorithmes d'optimisation qui sont des procédures numériques permettant de générer itérativement un meilleur vecteur paramètres. Il existe un grand nombre de techniques classées selon leur type ou selon l'ordre le plus élevé de dérivées utilisées pour la génération d'un nouveau vecteur

Nous présentons trois techniques de minimisation sans calcul de dérivées. Nous les exploitons par la suite pour identifier la machine.

Nous adoptons comme critère d'arrêt le test suivant:

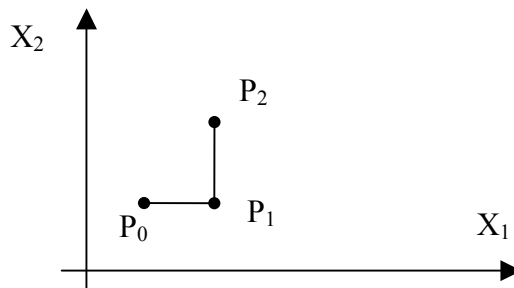
$$|S(X_{k+1}) - S(X_k)| \leq \varepsilon \quad (\text{II.1})$$

S désigne l'erreur quadratique.

Par précaution nous vérifions que le test est vérifié K fois.

### 2.1 Méthode de relaxation cyclique

Cette technique [ZAI 02] procède par minimisation unidirectionnelle successive le long des directions constituées par le vecteur paramètre en repartant à chaque fois du dernier point obtenu. Lorsque chaque variable a été examinée une fois, on peut recommencer un ou plusieurs cycles identiques jusqu'à ce que le test d'arrêt de la procédure soit satisfait. Cette technique est présentée à la figure II.1 pour une itération et dans le cas de deux paramètres.



**Figure II.1.** Illustration de la méthode de relaxation cyclique.

l'organigramme de la méthode précédente est donné par la figure II.2.

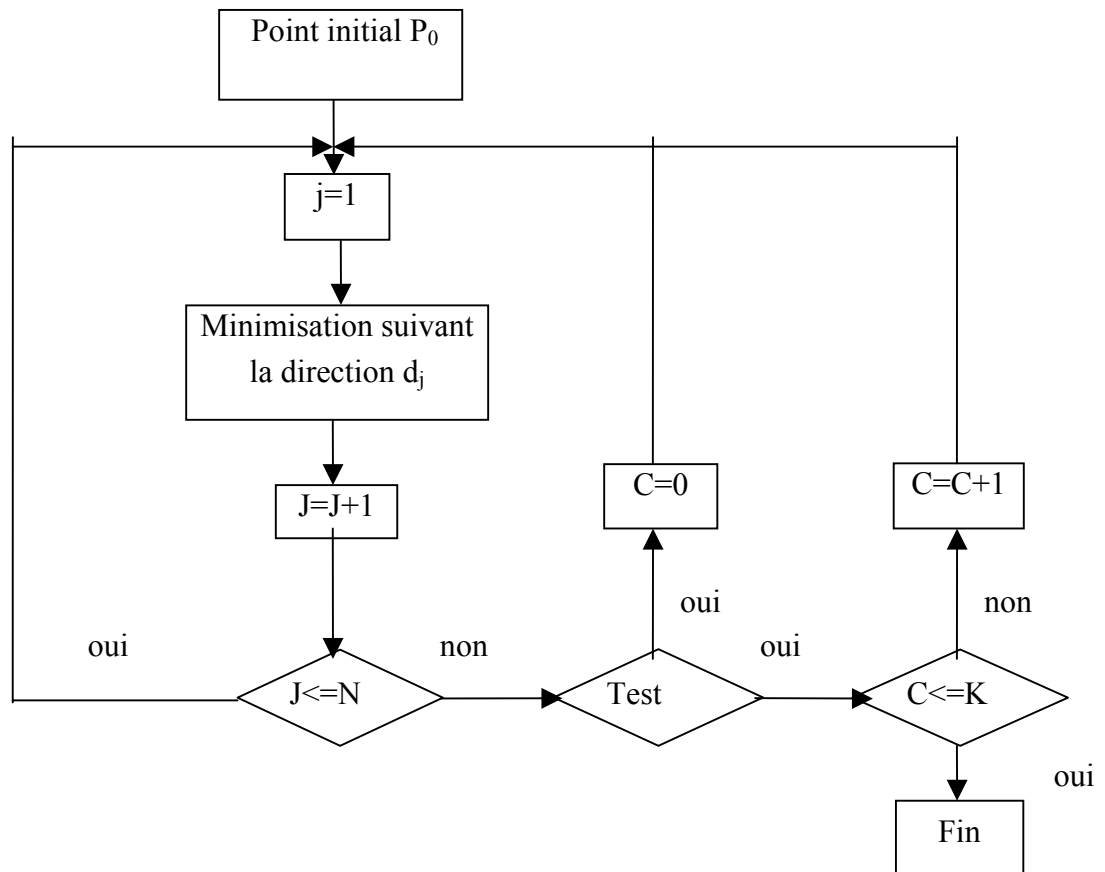


Figure II.2. Organigramme de la méthode de relaxation cyclique .

## 2.2 Méthode de Hooke et Jeeves

la méthode de Hooke et Jeeves [BOU 00A] utilise deux types d'explorations par cycle: La première recherche utilise un cycle de la méthode de relaxation cyclique. La deuxième recherche s'effectue selon la direction formée par le point final issu de la première recherche et le point précédent. La recherche continue jusqu'à ce que le test d'arrêt soit satisfait. La figure II.3 illustre la méthode de Hooke et Jeeves dans le cas de deux paramètres.

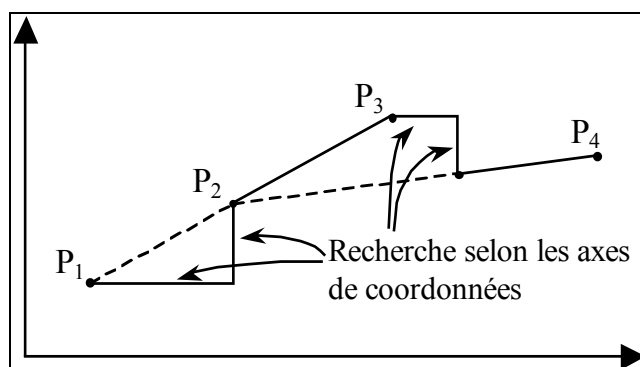


Figure II.3. Illustration de la méthode de Hooke et Jeeves.

- Soit  $P_1$  le point initial.
  - La minimisation selon les directions constituant les paramètres donne le point  $P_2$ .
  - la minimisation suivant la direction  $P_1P_2$  donne le point  $P_3$ .
  - En démarrant du point  $P_3$ , une nouvelle recherche selon les axes donne le point  $P_4$ .
  - Une recherche selon la direction  $P_2P_4$  donne le point suivant.
  - Cette procédure itérative ne s'arrête jusqu'à ce que le test sur l'erreur quadratique soit satisfait.
- La figure II.4 montre l'organigramme du précédent algorithme.

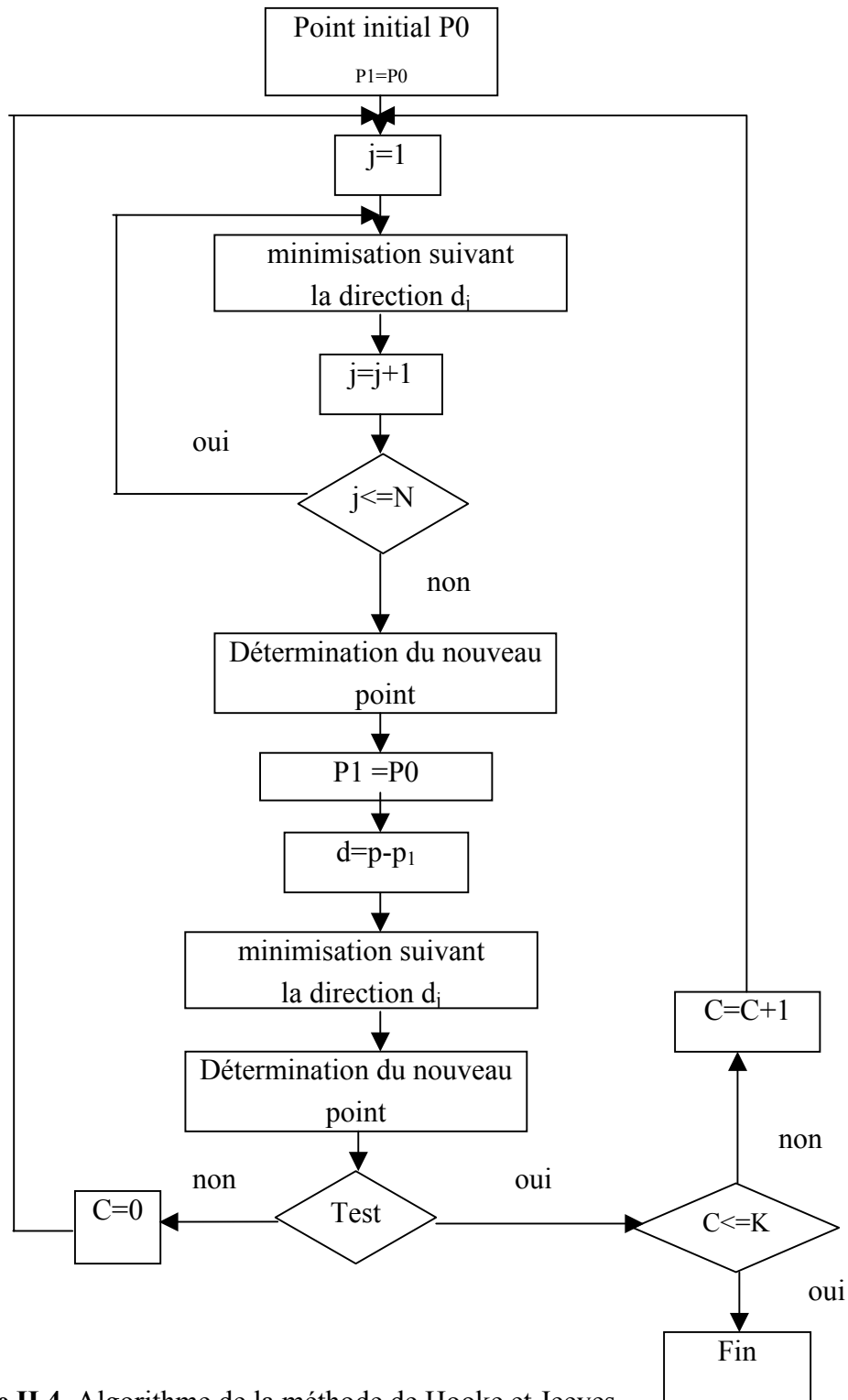


Figure II.4. Algorithme de la méthode de Hooke et Jeeves .

### 2.3 Méthode de Rosenbrock

La méthode de Rosenbrock [BOU 00B] effectue deux types d'opérations par itération: La première opération utilise un cycle de la méthode de relaxation cyclique . La deuxième opération construit dans un premier temps une base orthonormée dont la première direction est constituée par le point initial et le point final obtenu à l'issue de la première opération. Dans un deuxième temps, elle effectue une recherche selon les directions constituant la base orthonormée construite précédemment. La construction de la base orthonormée est effectuée à l'aide de la procédure de Gram Schmidt donnée en annexe A21. La méthode de Rosenbrock est illustrée à la figure II.5 dans le cas à deux dimensions.

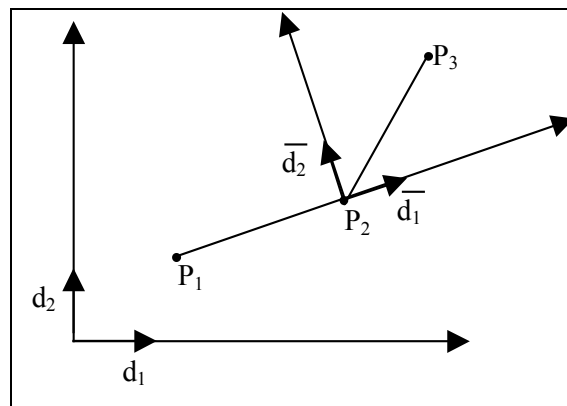


Figure II.5. Illustration de la méthode de Rosenbrock

- soit  $P_1$  le point initial.
  - Une investigation selon les axes donne le point  $P_2$ .
  - Une construction d'un nouveau repère orthonormé ayant comme première direction est  $P_1P_2$ .
  - Une nouvelle recherche démarrant de  $P_2$  suivant les nouveaux axes du nouveau repère orthonormé débouche sur le point  $P_3$ .
  - Cette procédure s'arrête quand le test d'erreur est vérifié.
- L'algorithme de la précédente procédure est donné à la figure II.6.

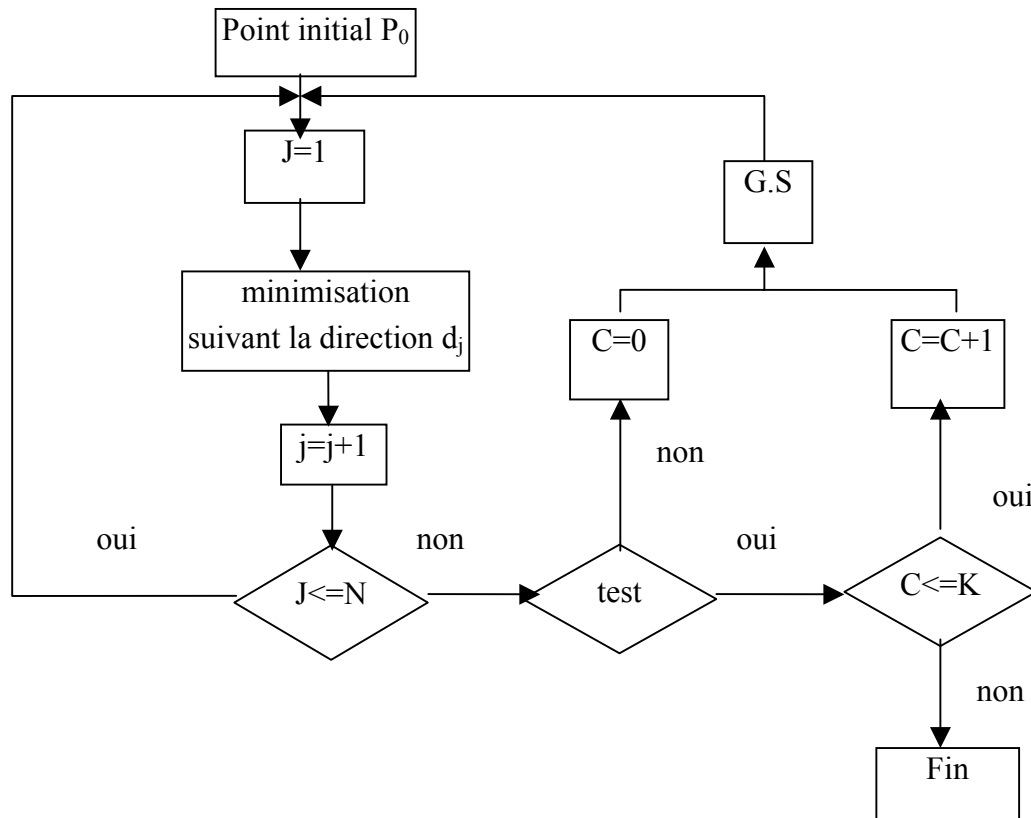


Figure II.6. Algorithme de la méthode de Rosenbrock .

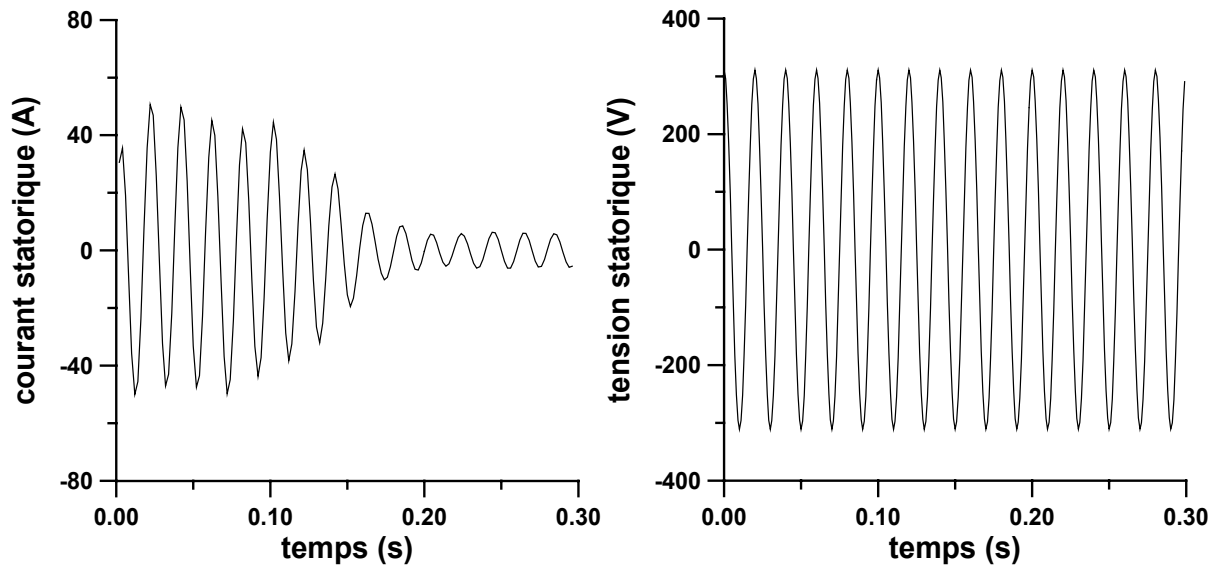
### 3 Identification à l'aide de données simulées

A l'aide de données simulées nous nous proposons de:

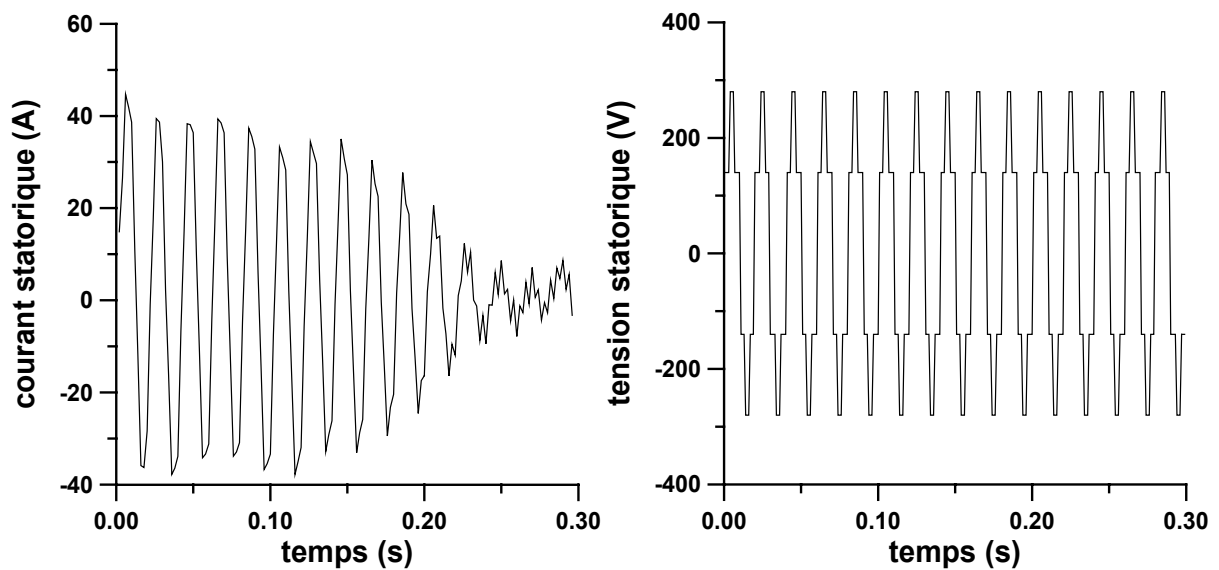
- valider les programmes développés.
- montrer que la connaissance du courant et de la tension est suffisante pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques caractérisant la machine.
- montrer que la fonction représentant l'erreur quadratique entre les grandeurs mesurées et les grandeurs calculées est convexe, en d'autres termes, que le vecteur paramètre représentant le minimum de cette fonction est unique.

Les données simulées sont obtenues par résolution numérique du système non linéaire (I.20) (décrivant le fonctionnement de la machine ) par la méthode de Runge-Kutta en utilisant les paramètres d'un moteur asynchrone triphasé connu. Les premières données sont obtenues en alimentant le moteur par une tension sinusoïdale, tandis que les secondes sont obtenues en alimentant le moteur par une tension en créneau. Les figures II.7 et II.8 représentent les premières et les secondes données.





**Figure II.7.** Courant de démarrage et tension simple correspondante  
Alimentation sinusoïdale



**Figure II.8.** Courant de démarrage et tension simple correspondante  
Alimentation en créneau

### 3.1 Applications des différentes techniques à l'identification

En utilisant les deux données simulées illustrées par les figures II.7 et II.8, nous estimons les paramètres du moteur à l'aide des trois techniques présentées précédemment. Pour chaque donnée et pour chaque technique, nous avons considéré plusieurs vecteurs initiaux.

Nous présentons l'évolution des paramètres en fonction des itérations ainsi que les résultats obtenus pour trois vecteurs initiaux.

### 3.1.1 Méthode de relaxation cyclique

Nous appliquons la méthode de relaxation cyclique pour identifier les paramètres du moteur en utilisant les données représentées par les figures II.7 et II.8. Les tableaux II.1 donnent les paramètres estimés en démarrant de trois vecteurs initiaux P1, P3 et P9. où toutes les composantes sont initialisées respectivement à 0.1, 0.3 et 0.9

Paramètres	Paramètres connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0899	0.0899	0.0899
Ts(ms)	54	54.05	54.05	54.05
Ls(mH)	159	159.13	159.13	159.12
Tr(ms)	123	123.11	123.10	123.10
J(Kg.m <sup>2</sup> )	0.038	0.038	0.038	0.038
Fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.0021	0.0021	0.0021
Cs(Nm)	0.5	0.4857	0.4844	0.4809
Nombre d'itérations		877	863	1057
Temps(s)		26.963 10 <sup>3</sup>	26.94 10 <sup>3</sup>	32.012 10 <sup>3</sup>

(a)

Paramètres	Paramètres connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0898	0.0898	0.0899
Ts(ms)	54	54.08	54.08	54.08
Ls(mH)	159	159.24	159.24	159.24
Tr(ms)	123	123.21	122.21	122.21
J(Kg.m <sup>2</sup> )	0.038	0.038	0.038	0.038
Fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.002	0.002	0.002
Cs(Nm)	0.5	0.4924	0.4924	0.4924
Nombre d'itérations		1771	2491	2690
Temps(s)		26.94 10 <sup>3</sup>	77.01 10 <sup>3</sup>	82.048 10 <sup>3</sup>

(b)

Tableau II.1. Identification des paramètres par la méthode cyclique. 3 vecteurs initiaux P1,P3 et P9 où toutes les composantes sont initialisées respectivement à 0.1, 0.3 et 0.9

(a) Alimentation sinusoïdale

(b) Alimentation en créneau

Les figures II.9 à II.15 montrent l'évolution des paramètres pour une alimentation sinusoïdale puis en créneau où tous les paramètres sont initialisés à 0.1.

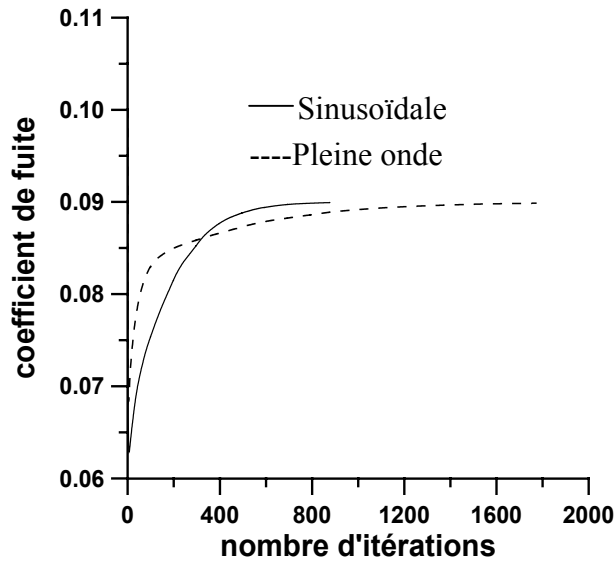


Figure II.9. Coefficient de fuite

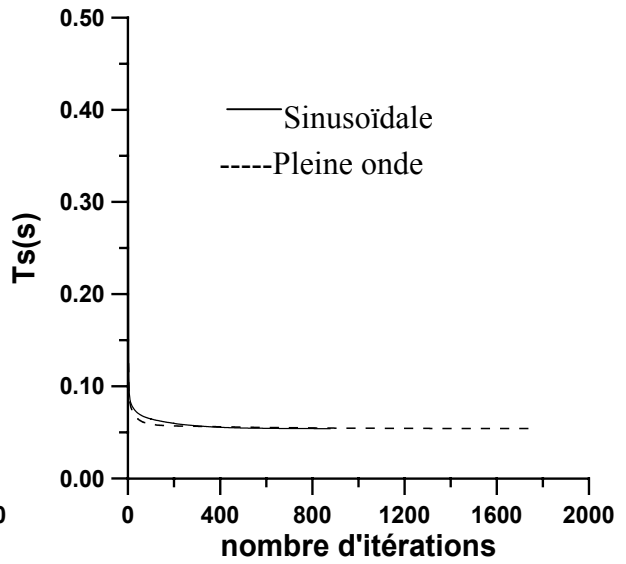


Figure II.10. Constante de temps statorique

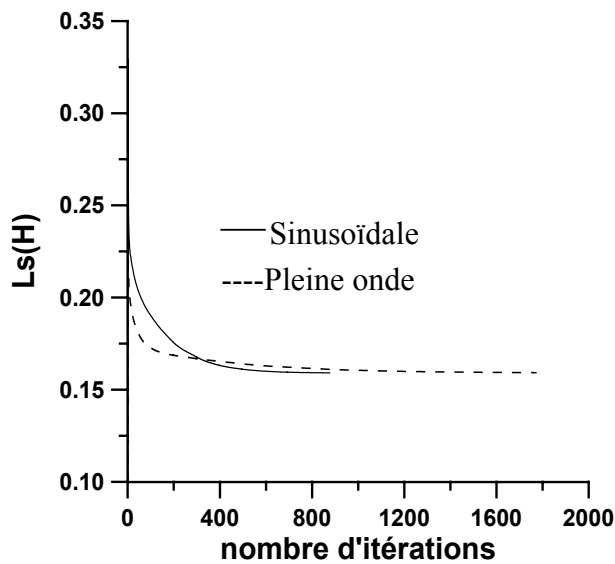


Figure II.11. Inductance propre statorique

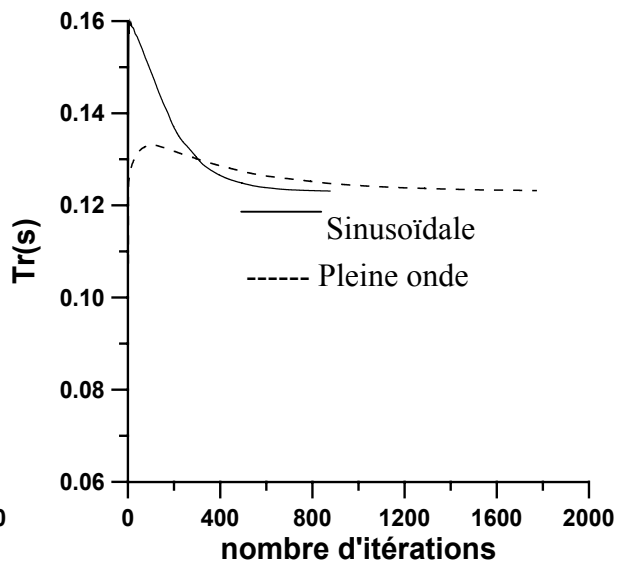


Figure II.12. Constante de temps rotorique

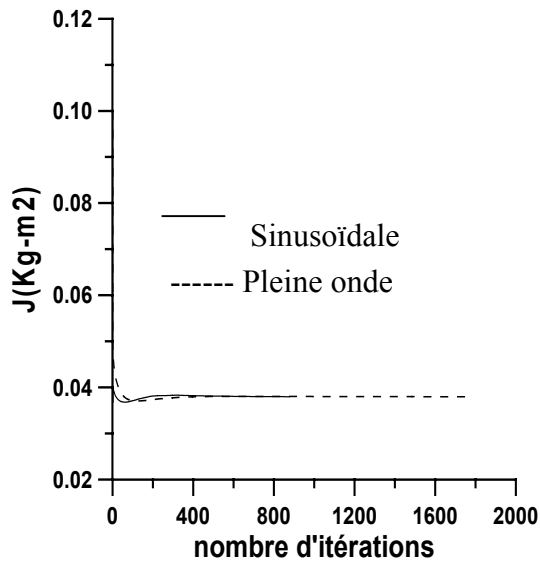


Figure II.13. Moment d'inertie du rotor

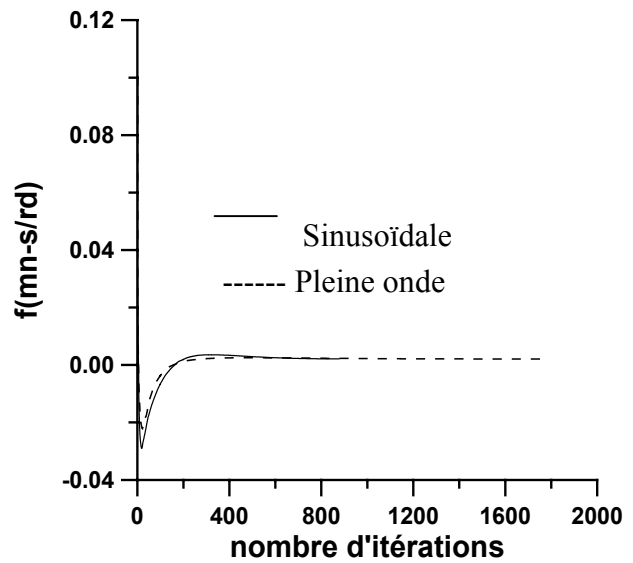


Figure II.14. Coefficient de frottement

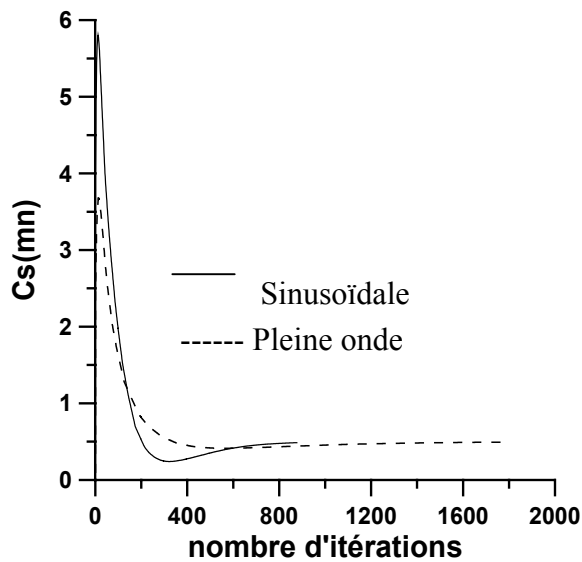


Figure II.15. Coefficient de frottements secs

### 3.1.2 Méthode de Hooke et Jeeves

Nous appliquons la méthode de Hooke et Jeeves pour identifier les paramètres du moteur en utilisant les données représentées par les figures II.7 et II.8. Le tableaux II.2 donne les paramètres estimés en démarrant de trois vecteurs initiaux P1, P2 et P3. définis précédemment.

Paramètres	Paramètres Connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0899	0.0899	0.0899
Ts(ms)	54	54.03	54.03	54.03
Ls(mH)	159	159.06	159.04	159.04
Tr(ms)	123	123.00	122.98	122.99
J(Kg.m2)	0.038	0.038	0.038	0.038
fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.0019	0.002	0.0019
Cs(Nm)	0.5	0.5139	0.5	0.5123
Nombre d'itérations		472	412	574
Temps(ms)		11.382 $10^3$	10.011 $10^3$	20.472 $10^3$

(a)

Paramètres	Paramètres Connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0899	0.0899	0.0899
Ts(ms)	54	54.03	54.03	54.07
Ls(mH)	159	159.06	159.07	159.20
Tr(ms)	123	123.00	123.00	123.16
J(Kg.m2)	0.038	0.038	0.038	0.038
fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.0019	0.0019	0.0021
Cs(Nm)	0.5	0.5223	0.5170	0.4819
Nombre d'itérations		488	450	1244
Temps(ms)		11.757 $10^3$	10.887 $10^3$	42.993 $10^3$

(b)

Tableau II.2. Identification des paramètres par la méthode Hooke et Jeeves. 3 vecteurs initiaux P1, P3 et P9 où toutes les composantes sont initialisées respectivement à 0.1, 0.3 et 0.9

(a) Alimentation sinusoïdale

(b) Alimentation en créneau

Les figures II.16 à II.22 montrent l'évolution des paramètres pour une alimentation sinusoïdale puis en créneau où tous les paramètres sont initialisés à 0.1.

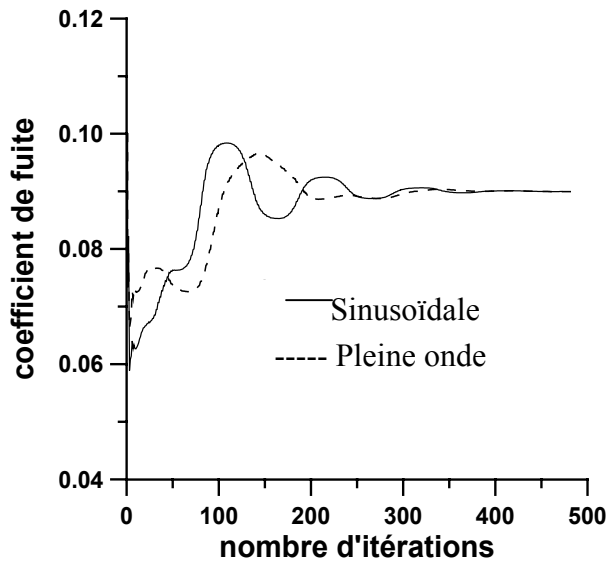


Figure II.16. Coefficient de fuite

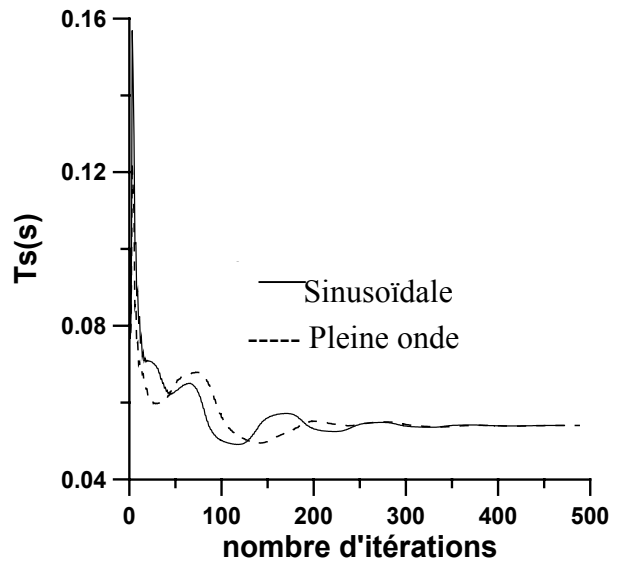


Figure II.17. Constante de temps statorique

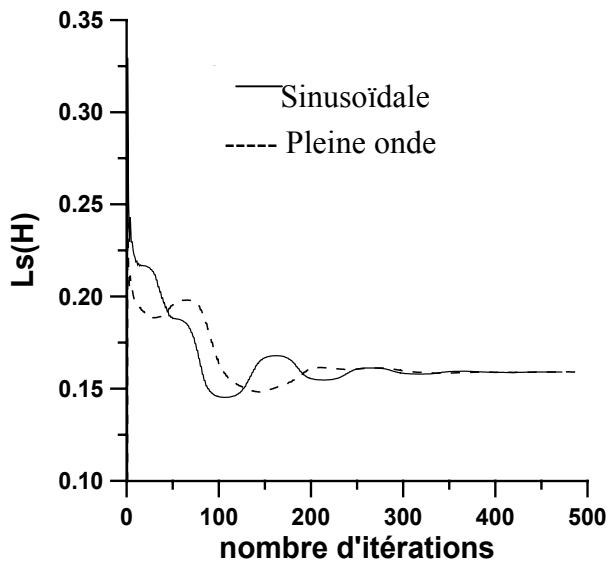


Figure II.18. inductance propre statorique

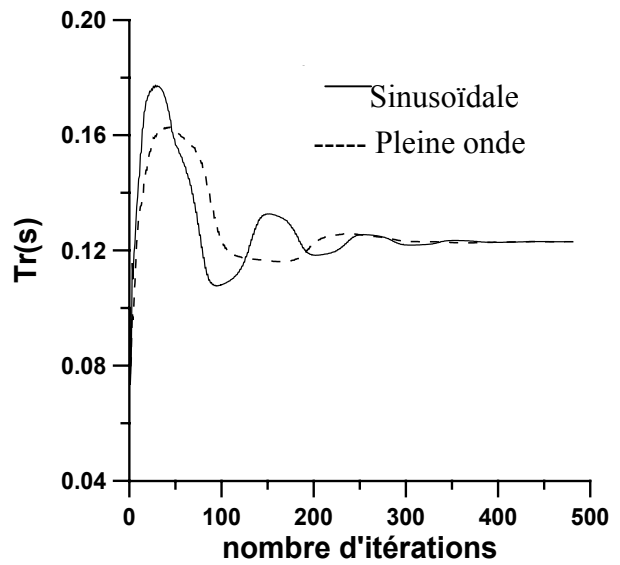


Figure II.19. Constante de temps rotorique

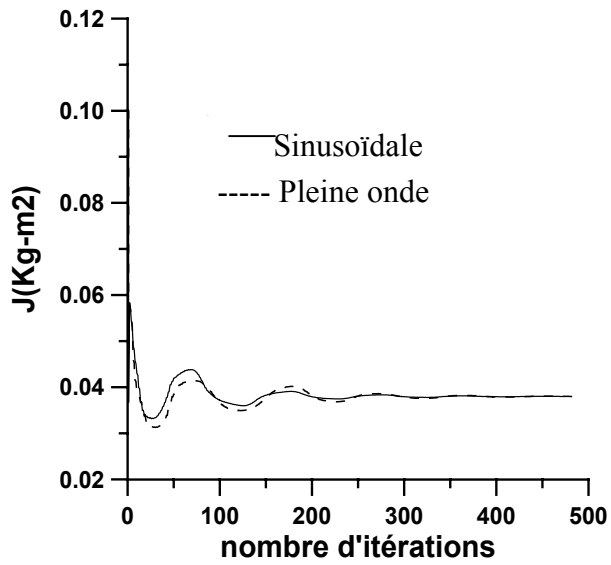


Figure II.20. Moment d'inertie du rotor

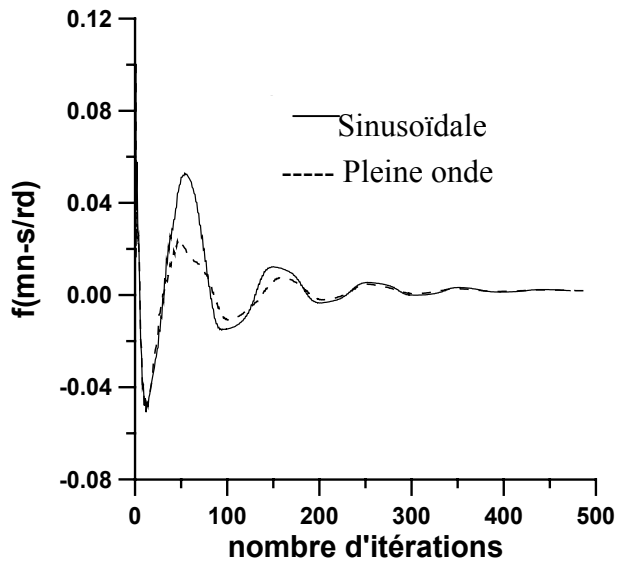


Figure II.21. Coefficient de frottement

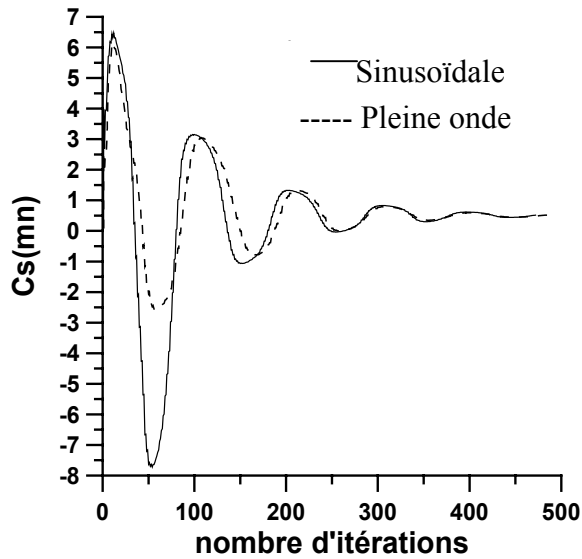


Figure II.22. Coefficient de frottements secs

### 3.1.3 Méthode de Rosenbrock

Nous appliquons la méthode de Rosenbrock pour identifier les paramètres du moteur en utilisant les données représentées par les figures 7 et 8. Le tableau II.3 donne les paramètres estimés en démarrant des trois vecteurs initiaux P1, P3 et P9 définis précédemment

Paramètres	Paramètres connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0899	0.09	0.0900
Ts(ms)	54	54.03	54	53.96
Ls(mH)	159	159.06	158.98	158.92
Tr(ms)	123	123.03	122.93	122.97
J(Kg.m2)	0.038	0.0038	0.038	0.038
fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.0021	0.0019	0.0020
Cs(Nm)	0.5	0.4862	0.5175	0.5023
Nombre d'itérations		101	91	146
Temps(ms)		$3.526 \cdot 10^3$	$3.162 \cdot 10^3$	$5.300 \cdot 10^3$

(a)

Paramètres	Paramètres Connus	Paramètres estimés		
		P1	P3	P9
$\sigma$	0.09	0.0899	0.090	0.090
Ts(ms)	54	54.07	53.99	53.98
Ls(mH)	159	159.20	158.92	158.94
Tr(ms)	123	123.19	122.90	0.1229
J(Kg.m2)	0.038	0.038	0.038	0.038
fr(Nm.s/Rd).	0.002	0.0021	0.0020	0.0019
Cs(Nm)	0.5	0.4871	0.4853	0.5023
Nombre d'itérations		137	183	188
Temps(ms)		$4.846 \cdot 10^3$	$6.540 \cdot 10^3$	$6.864 \cdot 10^3$

(b)

Tableau II.3. Identification des paramètres par la méthode de Rosenbrock. 3 vecteurs initiaux P1, P3 et P9 où toutes les composantes sont initialisées respectivement à 0.1, 0.3 et 0.9

(a)Alimentation sinusoïdale

(b)Alimentation en créneau

Les figures II.23 à II.29 montrent l'évolution des paramètres pour une alimentation sinusoïdale puis en créneau où tous les paramètres sont initialisés à 0.1.



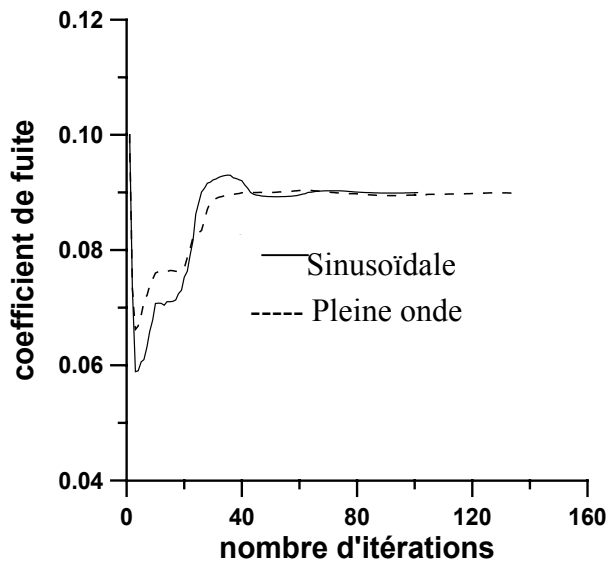


Figure II.23. Coefficient de fuite

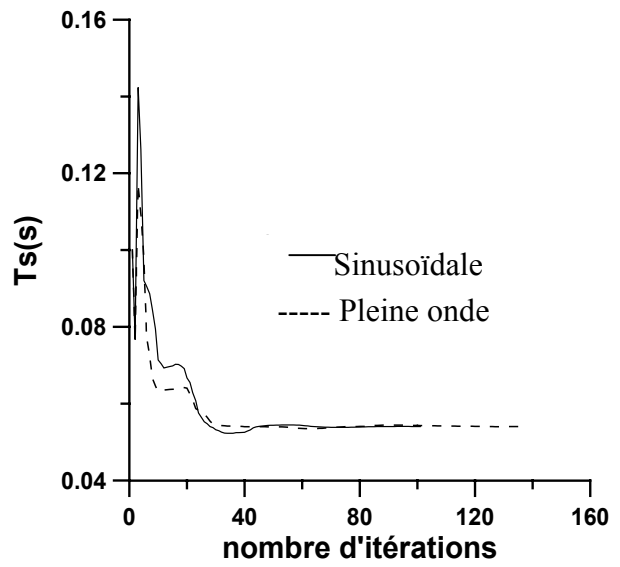


Figure II.24. Constante de temps statorique

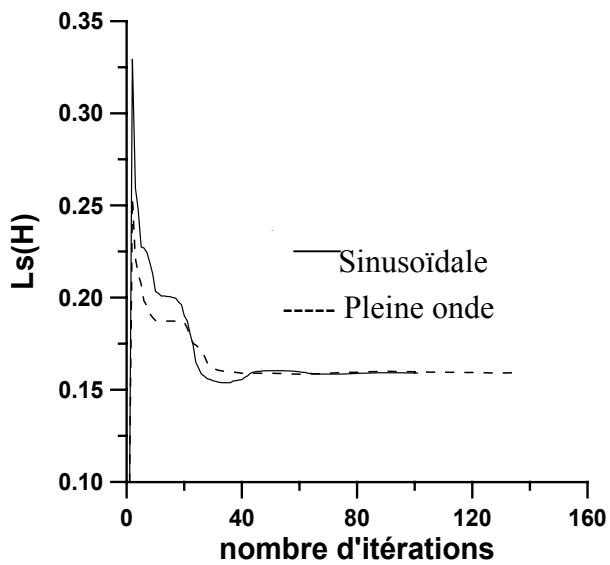


Figure II.25. inductance propre statorique

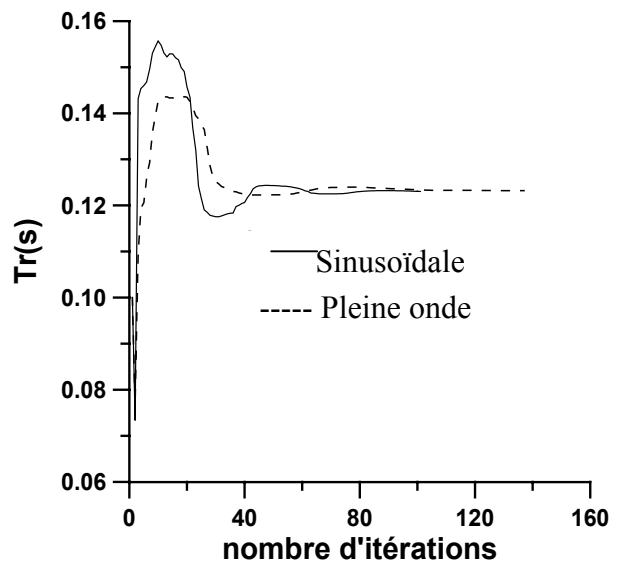


Figure II.26. Constante de temps rotorique

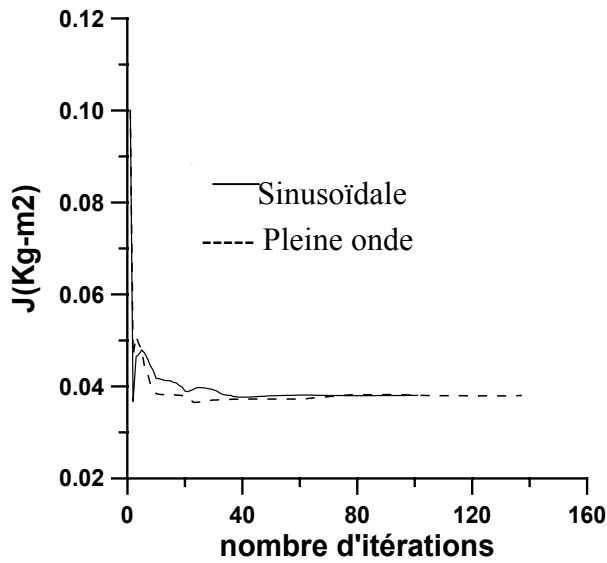


Figure II.27. Moment d'inertie du rotor

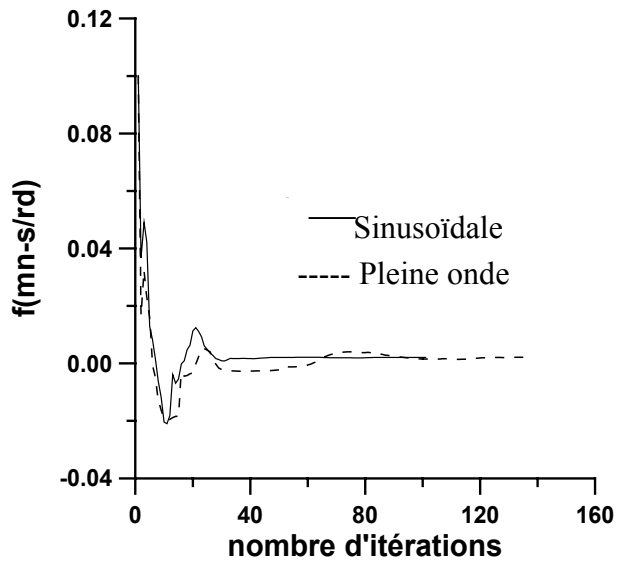


Figure II.28. Coefficient de frottement

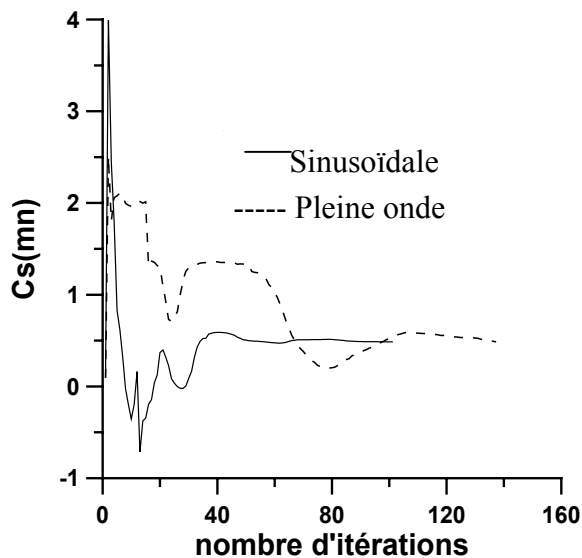


Figure II.29. Coefficient de frottements secs

#### 4 Identification à l'aide de données mesurées

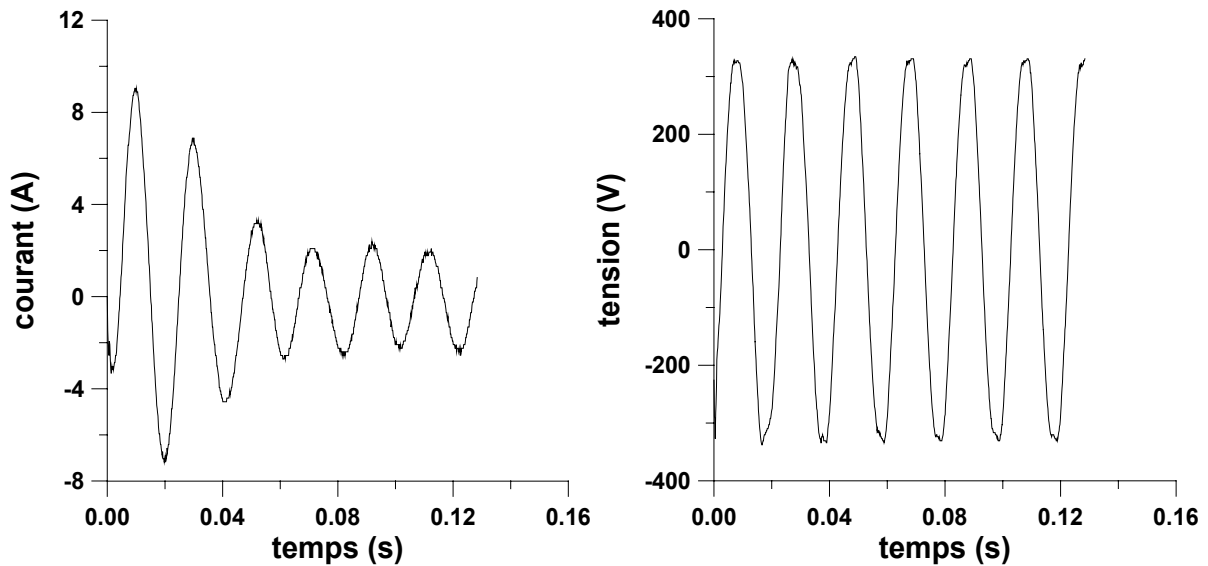
Après les résultats de simulation qui concordent avec les données préétablies et valides les méthodes, nous avons procédé à des relevés expérimentaux sur trois moteurs asynchrones triphasés notés M1, M2 et M3 et présentant respectivement les caractéristiques suivantes:

Moteur M1: 8 pôles, 220/380V, 370W;

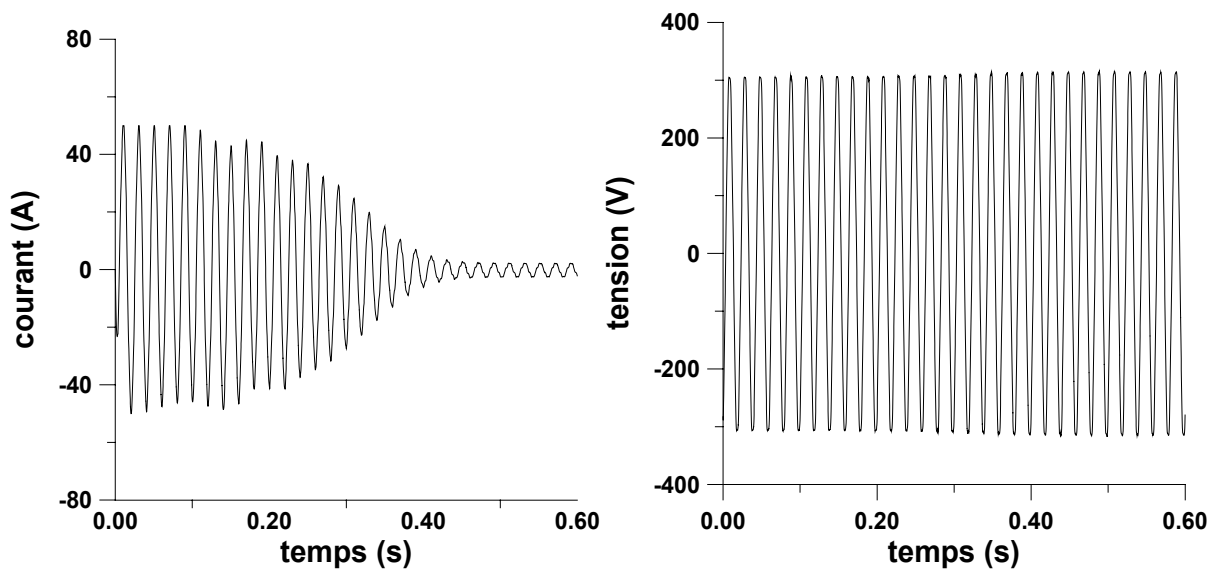
Moteur M2: 2 pôles, 220/380V, 3kW;

Moteur M3: 4 pôles, 220/380V, 400W;

Les courbes de II.30 à II.32 montrent respectivement le courant de démarrage à vide et la tension simple correspondante mesurés sur chaque moteur. Ces essais sont utilisés pour estimer le vecteur paramètres de chaque moteur à l'aide des trois techniques développés précédemment. Les tableaux II.7, II.8 et II.9 donnent les vecteurs paramètres estimés pour chaque moteur.



**Figure II.30.** Courant de démarrage et tension simple correspondante au moteur M1



**Figure II.31.** Courant de démarrage et tension simple correspondante au moteur M2

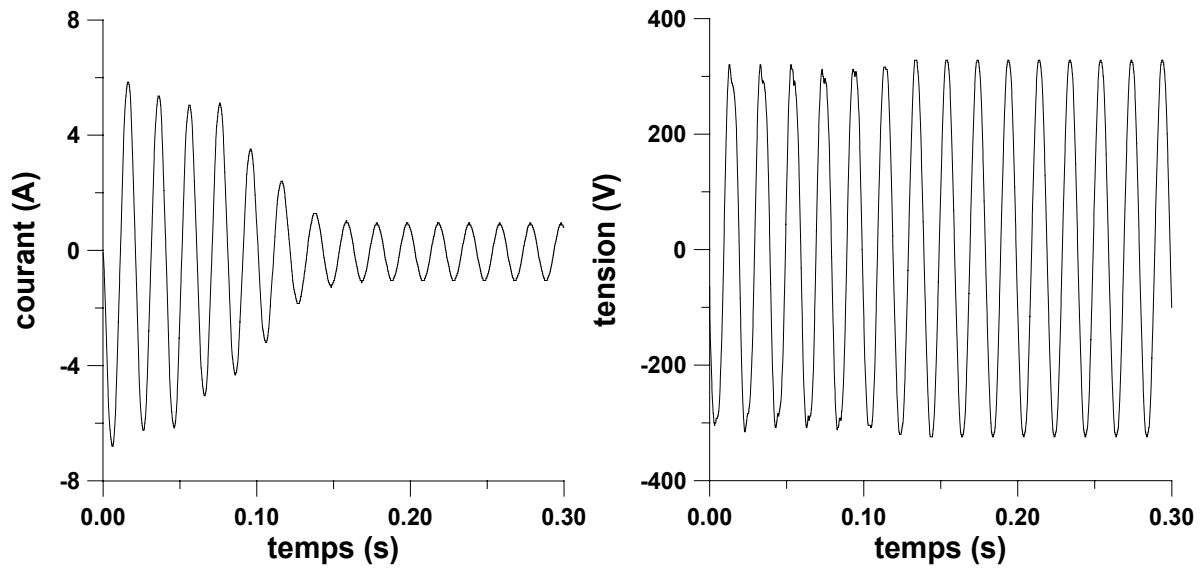


Figure II.32. Courant de démarrage et tension simple correspondante au moteur M3

#### 4.1 Identification

Nous estimons les paramètres des moteurs M1, M2 et M3 à l'aide des relevés effectués sur chacun d'eux et en utilisant les trois techniques présentées précédemment pour chaque moteur.

##### 4.1.1 Identification du moteur M1

Le tableau II.4 donne les paramètres estimés pour chaque technique et son examen montre que les trois techniques convergent vers le même vecteur paramètre. Les figures II.33 à II.38 montrent que les courants calculés avec les trois vecteurs paramètre se superposent avec le courant mesuré aussi bien durant le régime transitoire que le régime permanent.

	Paramètres estimés		
	cyclique	Hooke et Jeeves	Rosenbrock
$\sigma$	0.184299	0.184464	0.184449
Ts(ms)	22,469	22,487	22,492
Ls(mH)	485,171	485,145	485,163
Tr(ms)	52,032	52,034	52,038
J(Kg.m <sup>2</sup> )	$5,467 \cdot 10^{-3}$	$5,465 \cdot 10^{-3}$	$5,469 \cdot 10^{-3}$
$f_r$ (Nm.s/Rd)	0.021722	0.021572	0.021715
Cs(Nm)	0.171882	0.174070	0.162705

Tableau II.4. Paramètres du moteur M1 estimés par les trois techniques

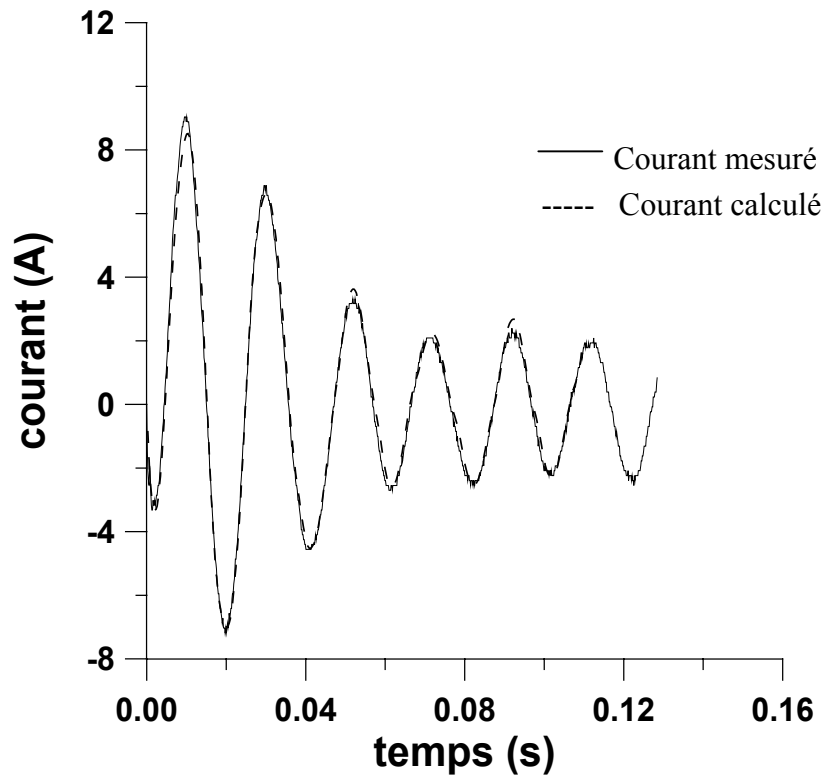


Figure II.33. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de relaxation cyclique, moteur M1

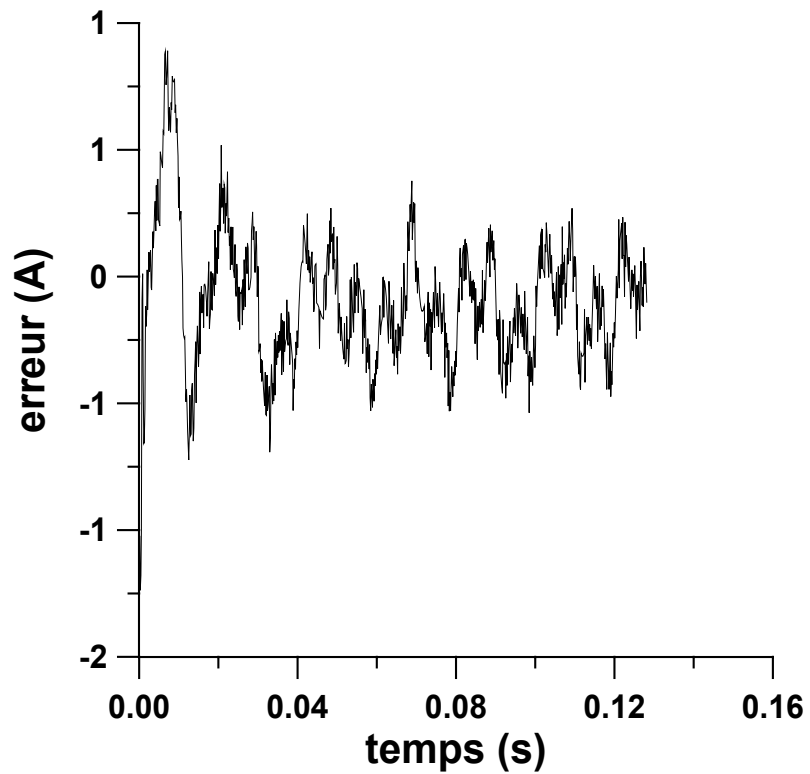


Figure II.34. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de relaxation cyclique, moteur M1

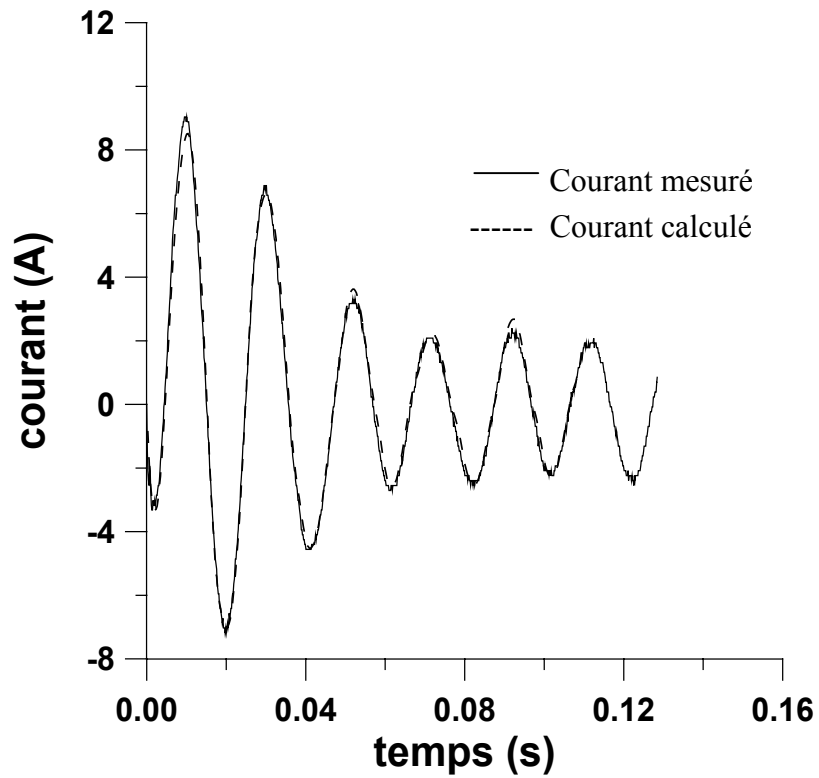


Figure II.35. superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M1

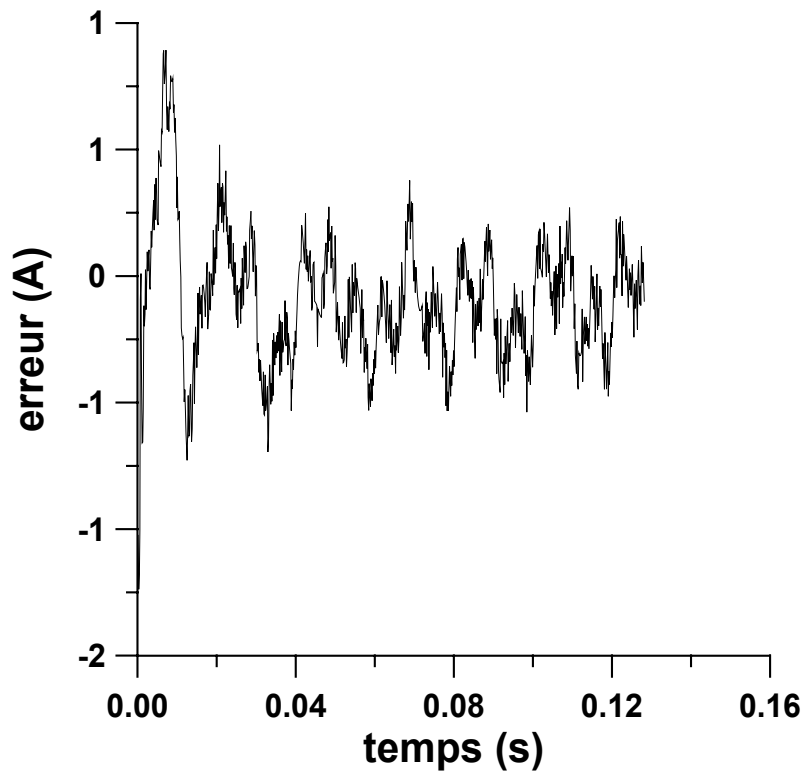


Figure II.36. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M1

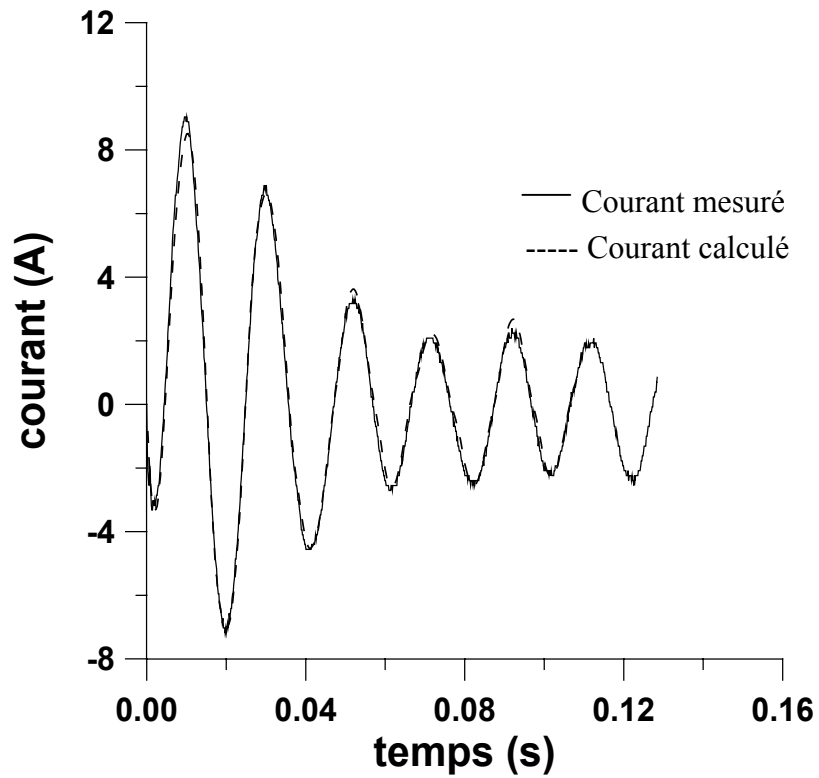


Figure II.37. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M1

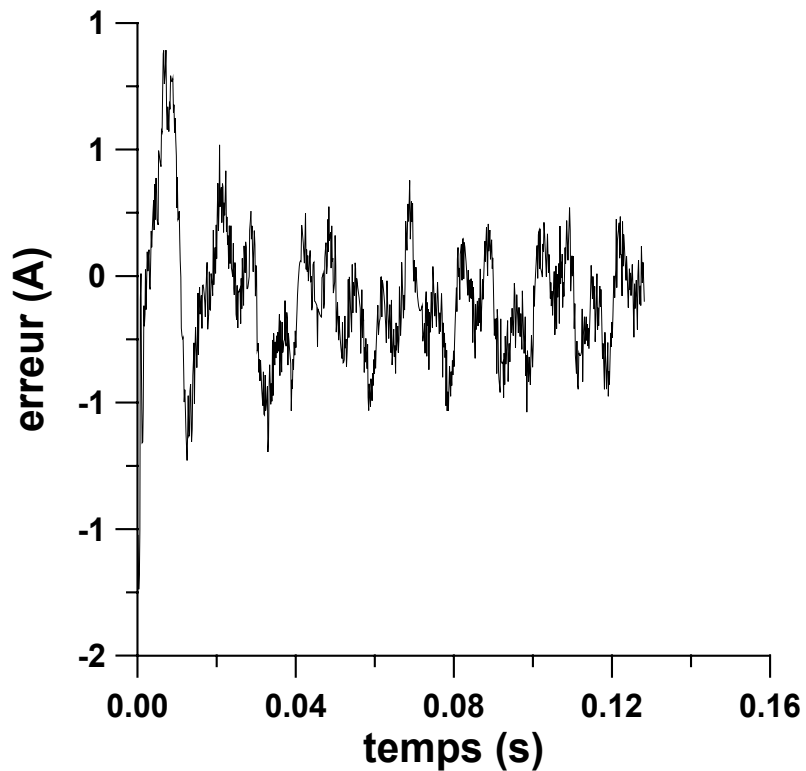


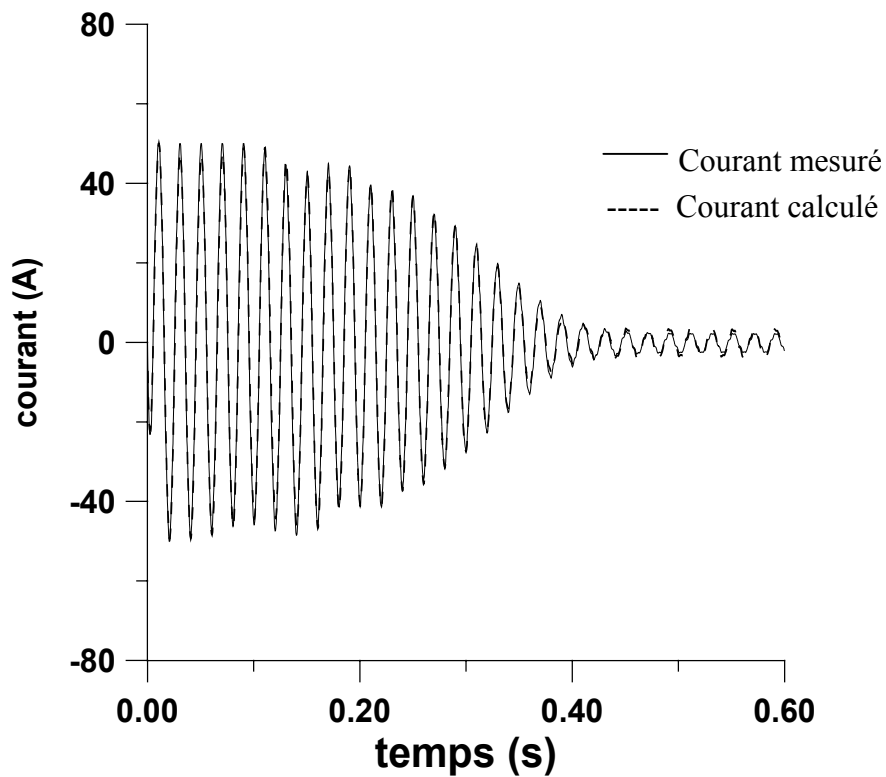
Figure II.38. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M1

### 4.1.2 Identification du moteur M2

L'examen du tableau II.5 montre, comme pour le moteur M1, que les trois techniques convergent vers le même vecteur paramètre, et que les courants calculés se superposent avec le courant mesuré (fig. II.39 à II.44).

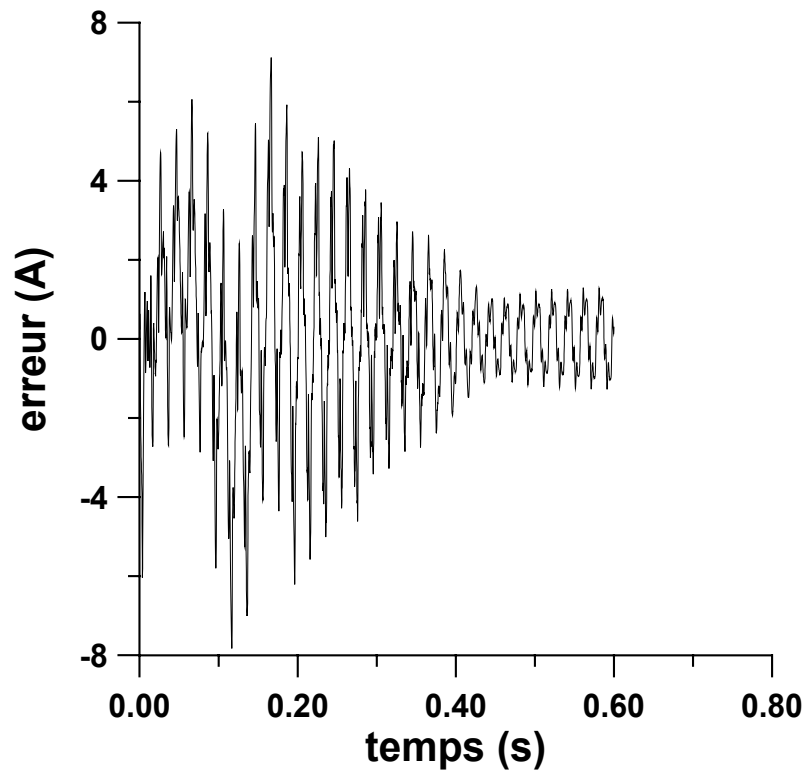
	Paramètres estimés		
	Cyclique	Hooke et Jeeves	Rosenbrock
$\sigma$	0.043722	0.043718	0.043722
Ts(ms)	107,170	107,183	107,156
Ls (mH)	332,377	332,407	332,381
Tr (ms)	211,393	211,402	211,429
J (Kg.m2)	24,671 $10^{-3}$	24,673 $10^{-3}$	24,666 $10^{-3}$
fr(Nm.s/Rd)	0.006289	0.006286	0.006295
Cs (Nm)	0.095	0.095	0.095

**Tableau II.5.** Paramètres du moteur M2 estimés par les trois techniques

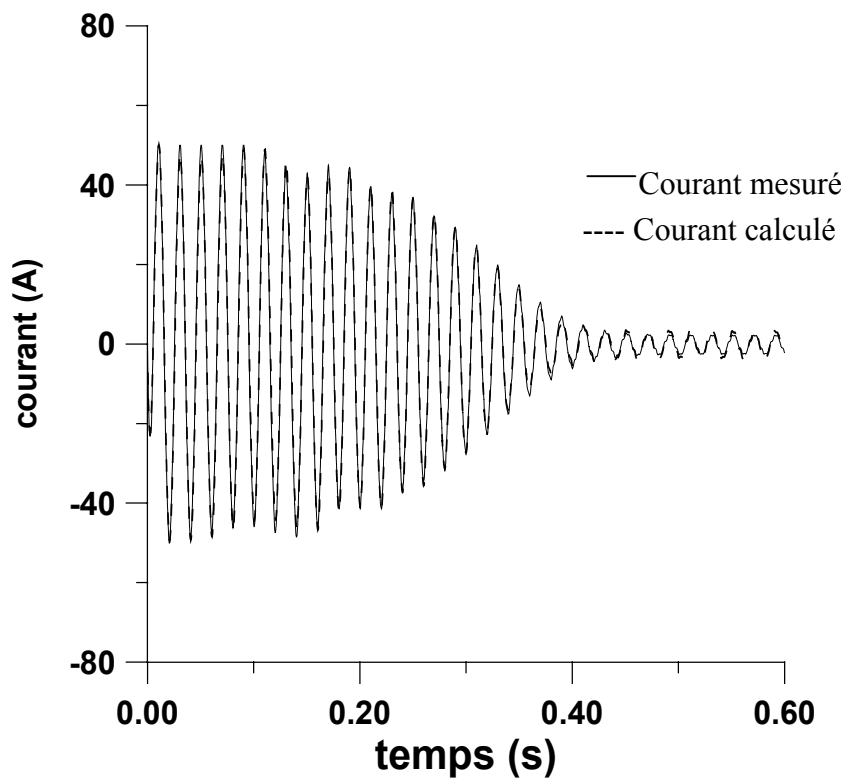


**Figure II.39.** Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de relaxation cyclique, moteur M2





**Figure II.40.** Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de relaxation cyclique, moteur M2



**Figure II.41.** superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M2

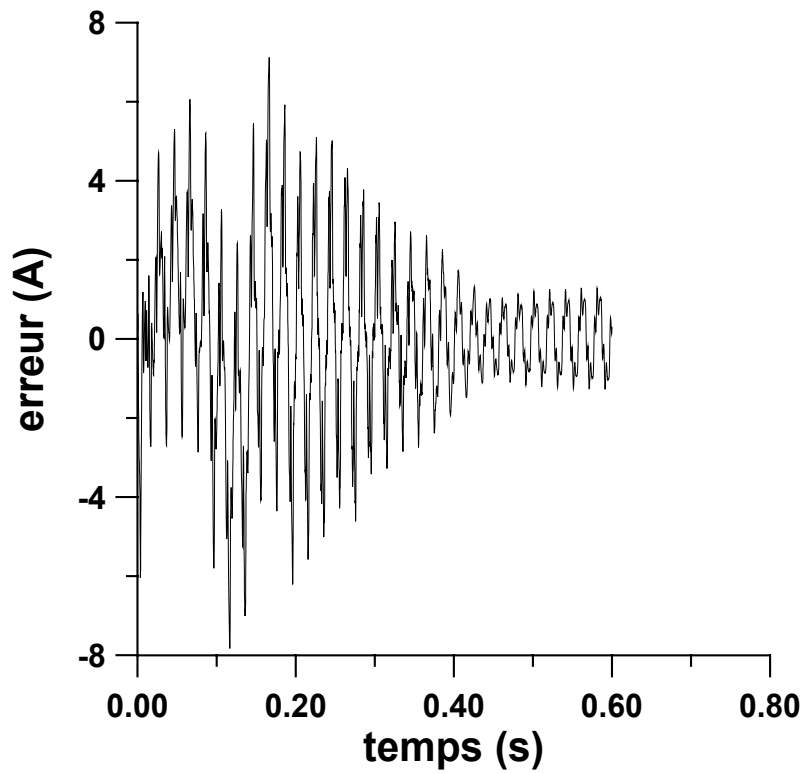


Figure II.42. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M2

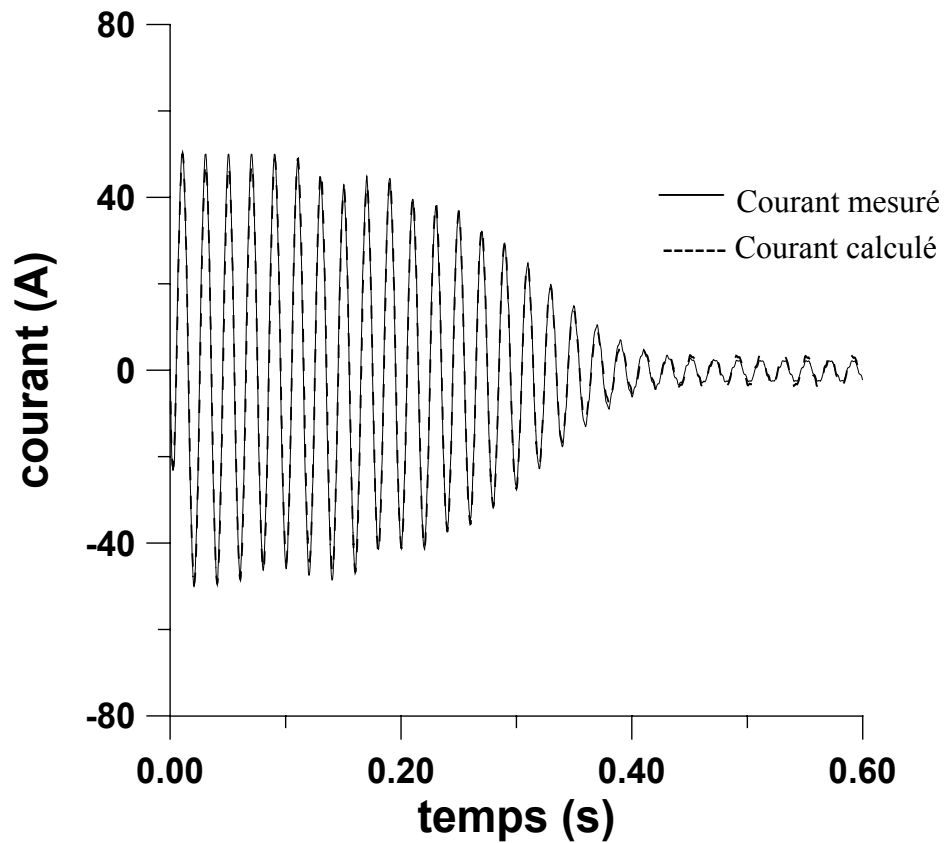
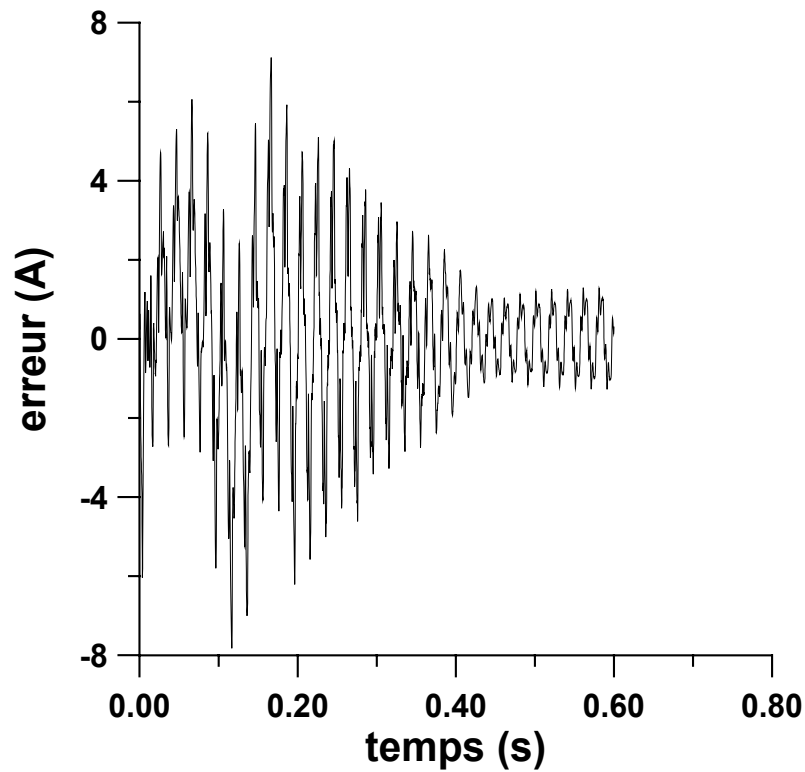


Figure II.43. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M2



**Figure II.44.** Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M2

#### 4.1.3 Identification du moteur M3

Comme pour les moteurs M1 et M2, les trois techniques convergent vers le même vecteur paramètre, et que les courants calculés se superposent avec le courant mesuré (Fig. II 45 à II.50).

	Paramètres estimés		
	Cyclique	Hooke et Jeeves	Rosenbrock
$\sigma$	0.107796	0.107796	0.107795
Ts (ms)	38,975	38,975	38,976
Ls (mH)	1045,594	1045,591	1045,591
Tr (ms)	73,544	73,544	73,544
J (Kg.m <sup>2</sup> )	$4,245 \cdot 10^{-3}$	$4,245 \cdot 10^{-3}$	$4,245 \cdot 10^{-3}$
fr (Nm.s/Rd)	0.003010	0.003010	0.003010
Cs (Nm)	0.002705	0.002728	0.002685

**Tableau II.9.** Paramètres du moteur M3 estimés par les trois techniques

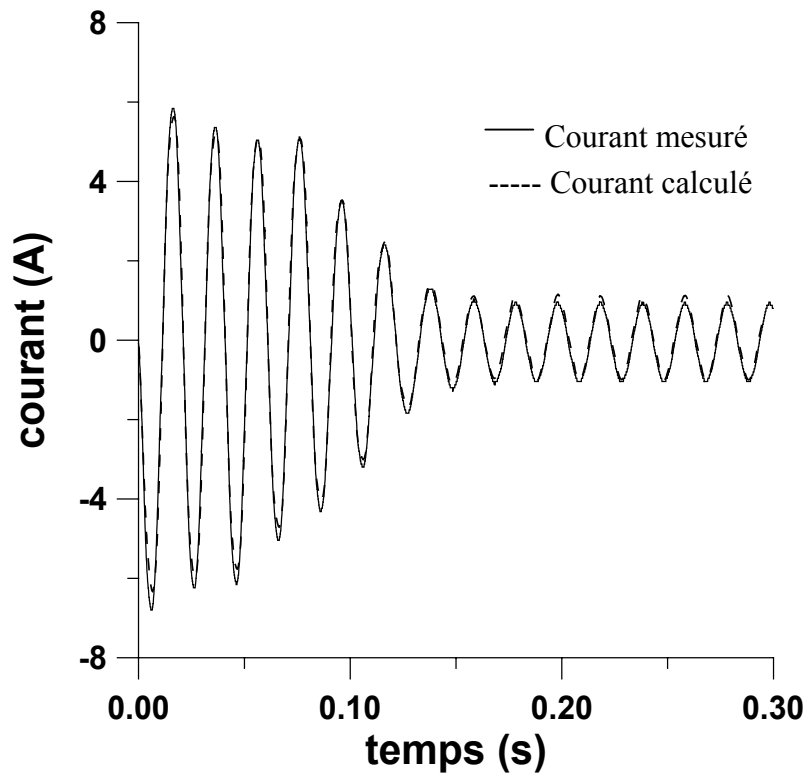


Figure II.45. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Relaxation cyclique, moteur M3

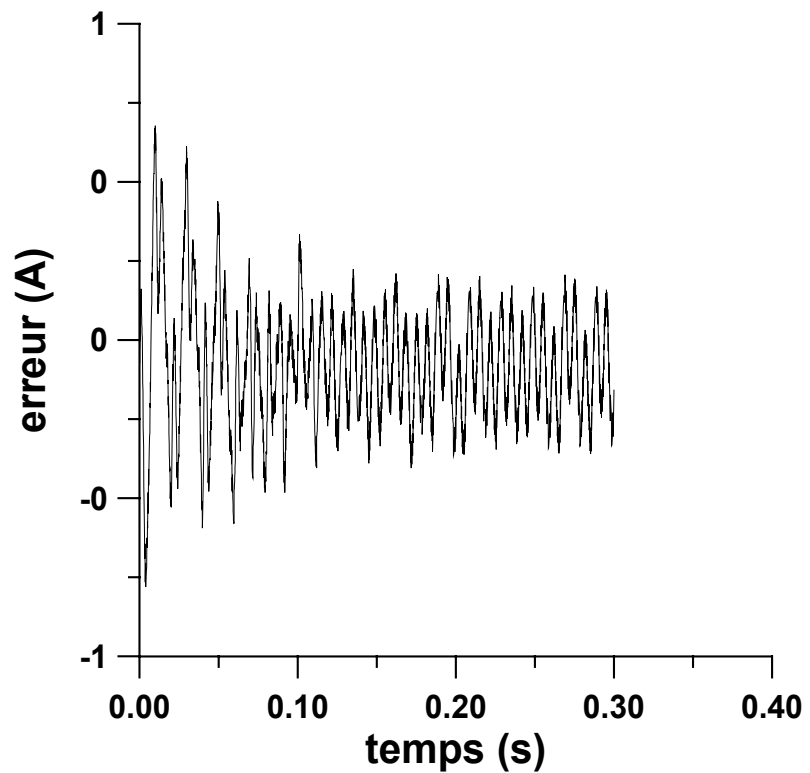


Figure II.46. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Relaxation cyclique, moteur M3

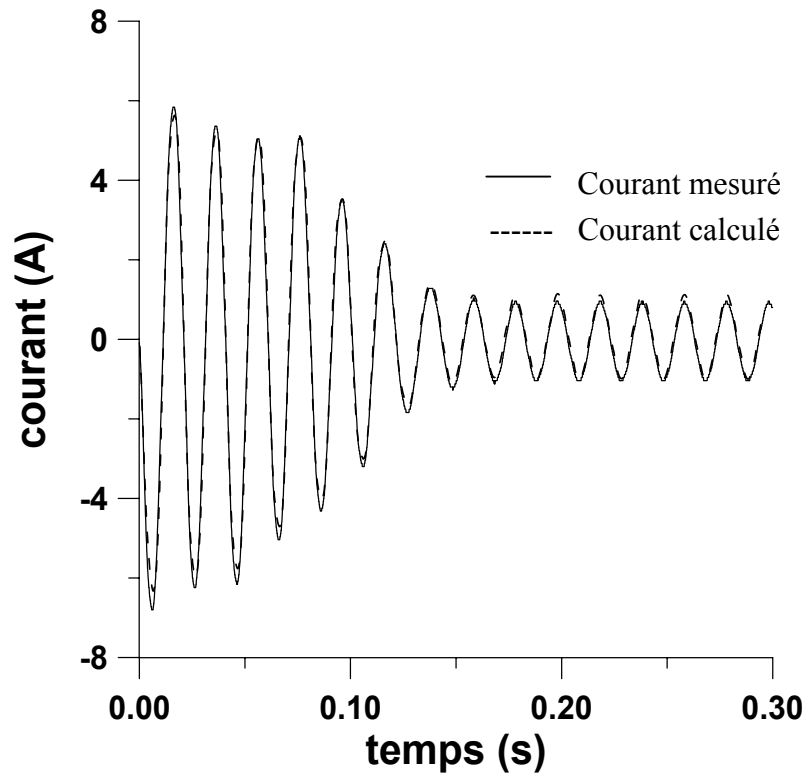


Figure II.47. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M3

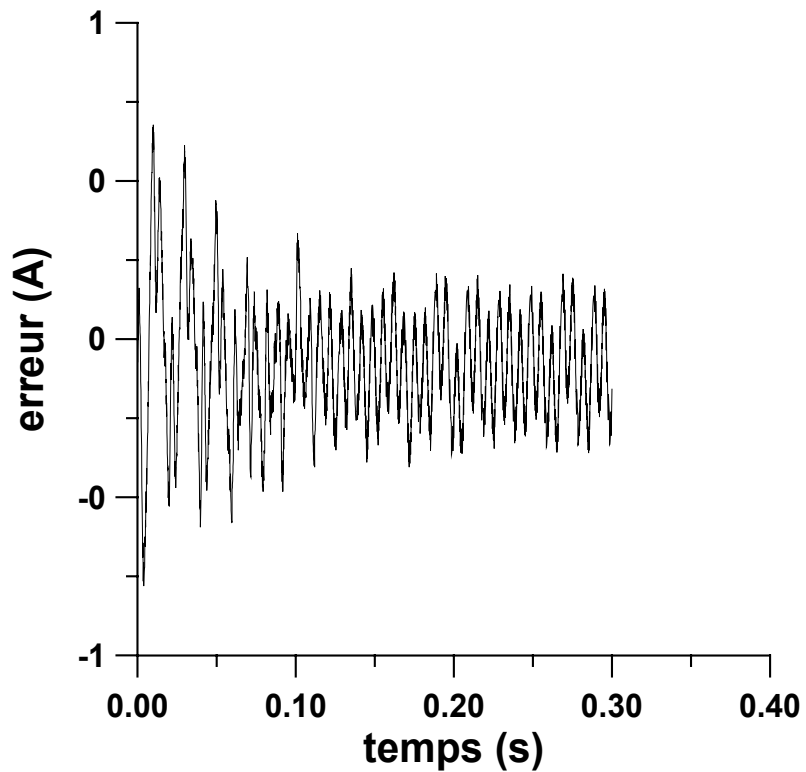


Figure II.48. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Hooke et Jeeves, moteur M3

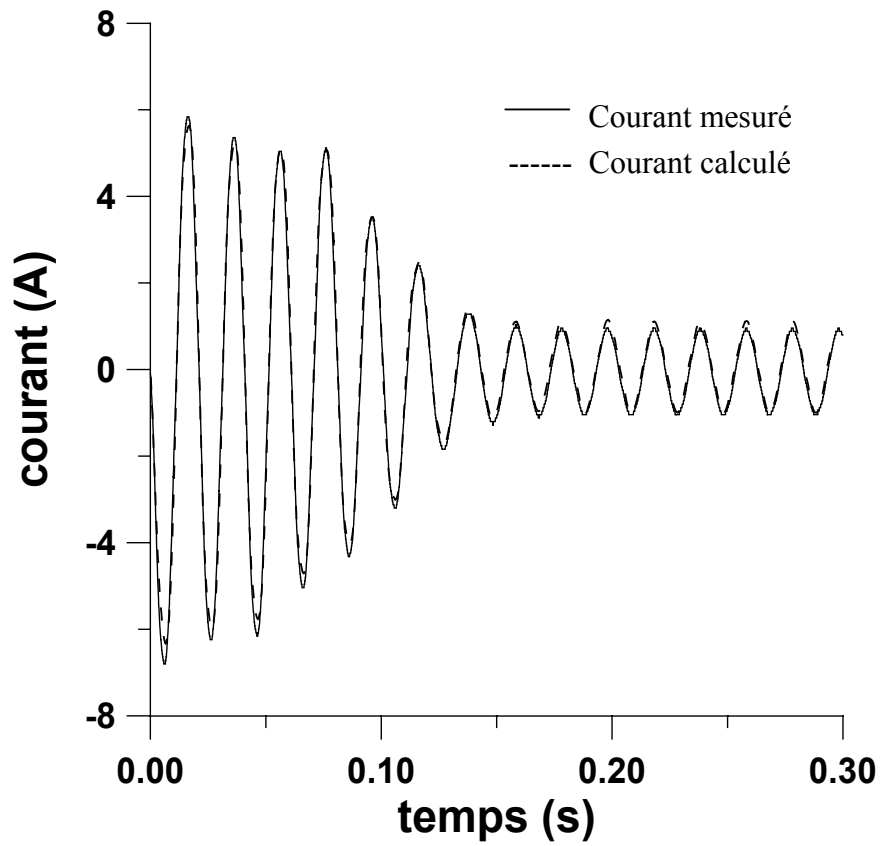


Figure II.49. Superposition du courant mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M3

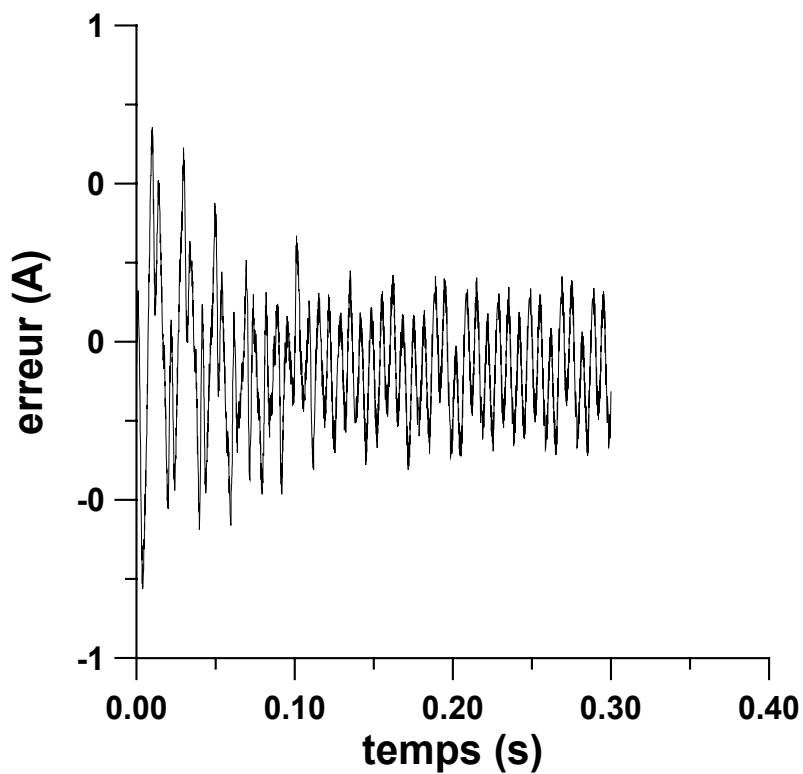


Figure II.50. Erreur absolue entre les courants mesuré et calculé avec les paramètres estimés par la méthode de Rosenbrock, moteur M3

## 5 Etude comparative des trois algorithmes

Dans ce paragraphe, nous nous proposons de comparer les trois algorithmes présentés précédemment en considérant leur mise en œuvre, leur convergence et leur vitesse de convergence.

### 5.1 Mise en œuvre

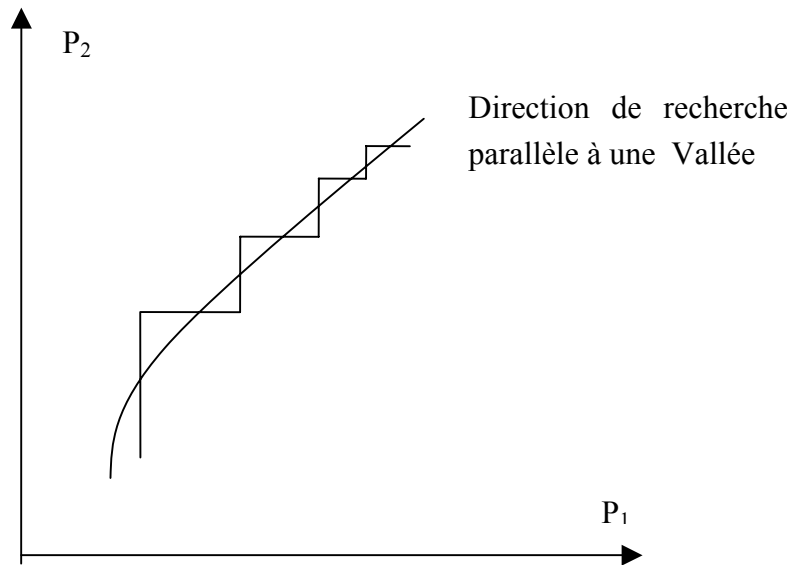
Les organigrammes des trois techniques présentées précédemment (Relaxation cyclique, Hooke et Jeeves et Rosenbrock) sont illustrés respectivement par les figures II.2, II.4 et II.6. Du point de vue implémentation, nous remarquons que l'algorithme de relaxation cyclique est le plus simple à mettre en œuvre. L'algorithme de Rosenbrock est par contre le plus compliqué.

### 5.2 Convergence

L'examen des différents tableaux II.1 à II.3 montre que toutes les trois techniques convergent à chaque fois vers la solution attendue et ceci, en démarrant de plusieurs points différents et pour différentes alimentations (sinusoïdale et en créneau). Les figures II.9 à II.29 illustrent l'évolution des sept paramètres caractérisant le moteur déterminés à l'aide des trois techniques et confirment leurs convergence.

### 5.3 Vitesse de convergence

Les tableaux de II.1 à II.6 montrent que la technique de Rosenbrock est la plus rapide, en moyenne cinq fois plus que la technique de Hooke et Jeeves, et environ dix fois plus rapide que la technique de relaxation cyclique. Cette différence de vitesse s'explique par l'existence éventuelle de vallée du critère de similitude. Si la vallée n'est pas orientée suivant un axe constituant l'espace paramétrique, la technique de relaxation cyclique multipliera ses déplacements de plus en plus minuscules qui se traduiront par une très lente exploration de la vallée comme l'illustre la figure II.51. Dans une telle situation, il faudrait modifier la direction de recherche unidimensionnelle pour permettre des explorations mieux orientées par rapport à la vallée. C'est dans ce but, que les techniques de Hooke et Jeeves et de Rosenbrock ont été proposées. La technique de Hooke et Jeeves procède en effet à un changement de direction après chaque scrutation de l'espace paramétrique suivant les axes de ce dernier. Ceci est illustré par la figure II.3. La technique de Rosenbrock change complètement de base constituant les directions de recherche à l'aide de la procédure de Gram Schmidt après chaque exploration comme le montre la figure II.5. Cette particularité explique la supériorité de convergence de la méthode de Rosenbrock par rapport aux deux autres méthodes.



**Figure II.51.** Déplacements dans une vallée parallèle à aucun axe.

## 6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté trois techniques de minimisation permettant la détermination simultanée des paramètres électriques et mécaniques de la machine et ce uniquement à partir de la mesure du courant de démarrage et de la tension simple correspondante. Après comparaison de ces trois techniques, nous avons noté la supériorité de la technique de Rosenbrock du point de vue vitesse de convergence. Nous avons validé les résultats obtenus par simulation sur des relevés expérimentaux effectués sur trois moteurs différents.



## **CHAPITRE III**

# **IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A L'AIDE DES FONCTIONS DE SENSIBILITE**

## 1 Introduction

La machine asynchrone triphasée est régie par un système d'équations non linéaires par rapport à la vitesse, Les expressions analytiques des différentes grandeurs constituant le vecteur d'état sont donc indisponibles et par voie de conséquence, l'expression du critère de similitude qui représente l'erreur quadratique dans notre cas. Le calcul littéral du gradient du critère de similitude est donc inaccessible. Lorsque l'algorithme exploitant le gradient n'est pas très sensible à la précision de ce dernier, la méthode par différences finies peut donner un résultat approché après de lourds calculs. Par contre, lorsque les performances de l'algorithme dépendent de façon critique de la précision de calcul du gradient, la méthode par différences finies n'est pas recommandée

Ceci nous amène à proposer dans ce chapitre une nouvelle procédure de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Nous choisissons la méthode du modèle de référence (d'erreur de sortie) comme technique d'identification et nous associons notre procédure à l'algorithme de Fletcher-Reeves (gradient conjugué) pour minimiser l'erreur quadratique.

Pour tester la méthode, nous l'appliquons d'abord à un système linéaire représentant un moteur asynchrone monophasé à rotor bloqué. Le gradient de l'erreur quadratique peut alors être déterminé analytiquement et comparé à celui calculé numériquement par notre méthode.

Nous testons dans un premier temps la procédure proposée en identifiant un moteur asynchrone monophasé, puis un moteur asynchrone triphasé connus, et ceci à l'aide de données simulées.

Dans un deuxième temps, la méthode est utilisée pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de différents moteurs asynchrones triphasés à partir du courant de démarrage et de la tension simple correspondante.

## 2 Méthode de calcul proposée [BOU 03]

Considérons le système non linéaire suivant:

$$\frac{dX}{dt} = F(X, P, t) \quad (\text{III.1})$$

où  $X = [X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_n]^t$  est le vecteur d'état, et

$P = [P_1, P_2, \dots, P_j, \dots, P_n]^t$  le vecteur paramètre.

En adoptant la méthode du modèle de référence illustrée par la figure I.3, nous nous proposons d'identifier le vecteur P par minimisation du critère de similitude S représentant l'erreur quadratique entre les grandeurs expérimentales  $X_{ke}(t_i)$  issues du modèle réel et les grandeurs  $X_{kc}(t_i)$  calculées à partir du modèle adopté.

$$S = \sum_{i=1}^n (X_{ke}(t_i) - X_{kc}(t_i))^2 \quad (\text{III.2})$$

n désigne la dimension du vecteur mesuré, et k l'indice de la variable d'état considérée.

La technique de minimisation retenue utilise le calcul du gradient de S donné par :

$$\frac{\partial S}{\partial P_j} = -2 \sum_{i=1}^n (X_{ke}(t_i) - X_{kc}(t_i)) \frac{\partial X_{kc}(t_i)}{\partial P_j}, \quad (j=1, p) \quad (\text{III.3})$$

Dans le cas d'un système linéaire, les grandeurs  $X_{kc}(t_i)$  peuvent être déterminées analytiquement et on peut en déduire les fonctions de sensibilité  $\frac{\partial X_{kc}(t_i)}{\partial P_j}$  de façon littérale. Dans le cas des systèmes non-linéaires, le gradient est généralement déterminé directement, ou à l'aide des fonctions de sensibilité, par dérivation numérique rendant la solution très sensible à la fonction S. Nous proposons alors la méthode suivante :

En partant d'un vecteur initial  $P_0$ , nous déterminons d'abord les  $X_{kc}(t_i)$  par intégration numérique de (III.1). En dérivant ensuite (III.1) par rapport aux coefficients  $P_j$ , et en remarquant que

$$\frac{\partial}{\partial P_j} \left( \frac{dX}{dt} \right) = \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial X}{\partial P_j} \right) \quad (\text{III.4})$$

on peut écrire :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial X}{\partial P_i} \right) = \frac{\partial F}{\partial P_i} + \sum_{j=1}^n \frac{\partial F}{\partial X_j} \frac{\partial X_j}{\partial P_i} \quad (\text{III.5})$$

Les différentes fonctions de sensibilité peuvent donc être obtenues avec une bonne précision, par intégration du système (III.5).

En associant cette méthode de calcul du gradient à l'algorithme de Fletcher-Reeves, nous proposons la procédure itérative suivante qui estime le vecteur de paramètres par minimisation de S.

1°) étape 0 : En partant d'un point initial  $P_0$ , on calcule les

$X_{kc}(t_i)$  et les  $\frac{\partial X(t_i)}{\partial P_i}$  au point  $P_0$

2°) On déduit la  $j^{\text{ème}}$  composante du gradient  $G_0$  par :

$$G_{0j} = -2 \sum_{i=1}^n (X_{ke}(t_i) - X_{kc}(t_i)) \frac{\partial X_{kc}(t_i)}{\partial P_j} . \text{ On pose } d_0 = -G_0$$

3°) étape k :

On choisit  $\lambda_k$  minimisant la fonction  $g(\lambda_k) = S(P_k + \lambda_k d_k)$

On déduit  $P_{k+1} = P_k + \lambda_k d_k$

4°) On calcule les  $X_{kc}(t_i)$  et les  $\frac{\partial X(t_i)}{\partial P}$  au point  $P_{k+1}$

5°) On déduit la  $j^{\text{ème}}$  composante du gradient  $G_{k+1}$  par :

$$G_{kj} = -2 \sum_{i=1}^n (X_{ke}(t_i) - X_{kc}(t_i)) \frac{\partial X_{kc}(t_i)}{\partial P_j} . \text{ On pose } d_{k+1} = -G_{k+1}$$

6°) On calcule la nouvelle direction de minimisation

$$d_{k+1} = d_{k+1} + \beta_k d_k \quad \text{avec } \beta_k = \frac{\|gradF(P_{k+1})\|^2}{\|gradF(P_k)\|^2}$$

7°) Test d'arrêt. Si vérifié: Fin

Sinon  $k=k+1$  et retourner en 3

### 3 Application à la machine asynchrone monophasée

Nous nous proposons de valider la méthode en identifiant les paramètres électriques d'un moteur asynchrone monophasé [KRA65]. Le modèle adopté est linéaire et permet la comparaison entre les valeurs du gradient calculées de façon littérale avec celles obtenues par la technique proposée.

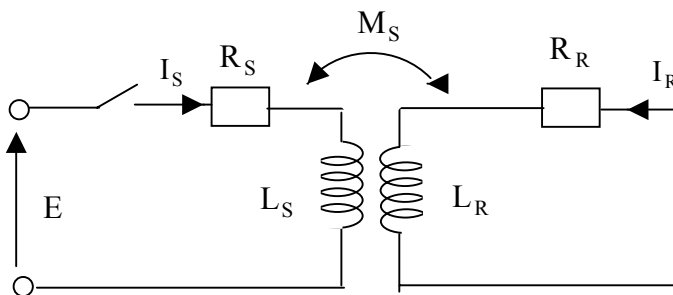
#### 3.1 Modélisation du moteur monophasé

Nous considérons un moteur muni de 2 bobines au stator : un enroulement principal (indice m) et un enroulement auxiliaire en quadrature d'espace (indice a). Les équations sont identiques pour les deux phases. Nous présentons alors les équations relatives à une seule phase en adoptant l'indice s qui peut être remplacé par m ou par a selon qu'il s'agisse de la phase principale ou de la phase auxiliaire.

La machine étant à l'arrêt, nous appliquons un échelon de tension à une phase en maintenant l'autre phase ouverte. En considérant que les circuits magnétiques ne sont pas saturés, nous adoptons le modèle donné par la figure III.2, et nous pouvons écrire le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} E = R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt} + M_s \frac{dI_r}{dt} \\ 0 = R_r I_r + L_r \frac{dI_r}{dt} + M_s \frac{dI_s}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

L'indice r est relatif au rotor.



**Figure III.2.** Représentation schématique d'une phase

En introduisant le courant  $I_r = \frac{L_r}{M_s} I_r$ , le système (III.6) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_s}{dt} = -\frac{1}{\sigma_s T_s} I_s + \frac{1-\sigma_s}{\sigma_s} I_r + \frac{E}{\sigma_s L_s} \\ \frac{dI_r}{dt} = -\frac{1}{\sigma_s T_s} I_s - \frac{1}{\sigma_s T_r} I_r - \frac{E}{\sigma_s L_s} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$T_s$  et  $T_r$  sont respectivement les constantes de temps au stator et au rotor.  $\sigma_s$  est le coefficient de dispersion.

L'intégration de (III.7) donne :

$$I_s = I_0 \left( 1 - (1 + A_3) e^{-A_1 t} + A_3 e^{-A_2 t} \right) \quad (\text{III.8})$$

avec

$$I_0 = \frac{E}{R_s} = \frac{E L_s}{T_s} \quad A_1 = \frac{1}{2\sigma_s} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{1}{2\sigma_s} \sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4\sigma_s}{T_s T_r}}$$

$$A_2 = \frac{1}{2\sigma_s} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) - \frac{1}{2\sigma_s} \sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4\sigma_s}{T_s T_r}} \quad A_3 = \frac{1}{A_1 - A_2} - \frac{\sigma_s T_s}{A_1 - A_2}$$

### 3.2 Calcul littéral du gradient

Pour l'exemple choisi, le vecteur de paramètres P et l'erreur quadratique S sont donnés par :

$$P = [\sigma_s \quad T_s \quad T_r \quad L_s]^t \quad (III.9)$$

$$S = \sum_{i=1}^n (I_{se}(t_i) - I_s(t_i))^2 \quad (III.10)$$

$I_{se}(t_i)$  représente le courant expérimental et  $I_s(t_i)$  désigne le courant calculé par (III.8)

On obtient les composantes du gradient par :

$$\frac{\partial S}{\partial P_j} = -2 \sum_{i=1}^n (I_{se}(t_i) - I_s(t_i)) \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial P_j} \quad j=1,4 \quad (III.11)$$

Dans cette expression, les différentes fonctions de sensibilité sont obtenues comme suit :

$$\frac{\partial I_s(t_i)}{\partial P_j} = \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial I_0} \frac{\partial I_0}{\partial P_j} + \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_1} \frac{\partial A_1}{\partial P_j} + \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_2} \frac{\partial A_2}{\partial P_j} + \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_3} \frac{\partial A_3}{\partial P_j} \quad (III.12)$$

avec

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial I_0} &= 1 - (1 + A_3) e^{-A_1 t_i} + A_3 e^{-A_2 t_i} & \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_1} &= -I_0 t_i (1 + A_3) e^{-A_1 t_i} \\ \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_2} &= -I_0 t_i A_3 e^{-A_2 t_i} & \frac{\partial I_s(t_i)}{\partial A_3} &= I_0 (e^{-A_1 t_i} + e^{-A_2 t_i}) \end{aligned}$$

Le calcul des termes  $\frac{\partial I_0}{\partial P_j}$ ,  $\frac{\partial A_1}{\partial P_j}$ ,  $\frac{\partial A_2}{\partial P_j}$  et  $\frac{\partial A_3}{\partial P_j}$  est donné en annexe A22.

### 3.3 Calcul du gradient à l'aide de la méthode proposée

En partant d'un vecteur initial  $P_0$ , nous déterminons d'abord le vecteur  $I = [I_s \quad I_r]^t$  par intégration de (III.7) à l'aide de l'algorithme de Runge-Kutta.

Nous calculons ensuite numériquement les fonctions de sensibilité  $\frac{\partial I_s}{\partial P_j}$ .

Pour déterminer par exemple  $\frac{\partial I_s}{\partial \sigma_s}$ , nous dérivons (III.7) par rapport à  $\sigma_s$ , et nous intégrons le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_s}{\partial \sigma_s} \right) = \frac{1}{\sigma_s^2 T_s} I_s - \frac{1}{\sigma_s^2} I_R - \frac{E}{\sigma_s^2 L_s} - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial \sigma_s} + \frac{1-\sigma_s}{\sigma_s} \frac{\partial I_R}{\partial \sigma_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_R}{\partial \sigma_s} \right) = \frac{1}{\sigma_s^2 T_s} I_s + \frac{1}{\sigma_s^2 T_r} I_R + \frac{E}{\sigma_s^2 L_s} - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial \sigma_s} - \frac{1}{\sigma_s T_r} \frac{\partial I_R}{\partial \sigma_s} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Cette intégration nécessite un pas de calcul dépendant de l'échantillonnage du vecteur courant expérimental.

De la même façon, nous déterminons,  $\frac{\partial I_s}{\partial L_s}$ ,  $\frac{\partial I_s}{\partial T_s}$  et  $\frac{\partial I_s}{\partial T_r}$  par intégration des systèmes correspondants :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_s}{\partial T_s} \right) = \frac{1}{\sigma_s T_s^2} I_s - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma_s}{\sigma_s} \frac{\partial I_R}{\partial T_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_r}{\partial T_s} \right) = \frac{1}{\sigma_s T_s^2} I_s - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma_s T_r} \frac{\partial I_r}{\partial T_s} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_s}{\partial T_r} \right) = \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma_s}{\sigma_s} \frac{\partial I_R}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_R}{\partial T_r} \right) = \frac{1}{\sigma_s T_r} I_R - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma_s T_r} \frac{\partial I_R}{\partial T_r} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_s}{\partial L_s} \right) = \frac{E}{\sigma_s L_s^2} - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma_s}{\sigma_s} \frac{\partial I_R}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_R}{\partial L_s} \right) = \frac{E}{\sigma_s L_s^2} - \frac{1}{\sigma_s T_s} \frac{\partial I_s}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma_s T_r} \frac{\partial I_R}{\partial L_s} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

La connaissance des différentes dérivées  $\frac{\partial I_s}{\partial P_j}$  et des courants  $I_s$  conduit à la détermination du gradient.

### 3.4 Résultats

Pour valider notre méthode, nous utilisons les vecteurs « expérimentaux »  $I_{se}$  correspondants à la figure III.3. Ils sont obtenus par simulation numérique d'un moteur asynchrone monophasé possédant des paramètres connus.

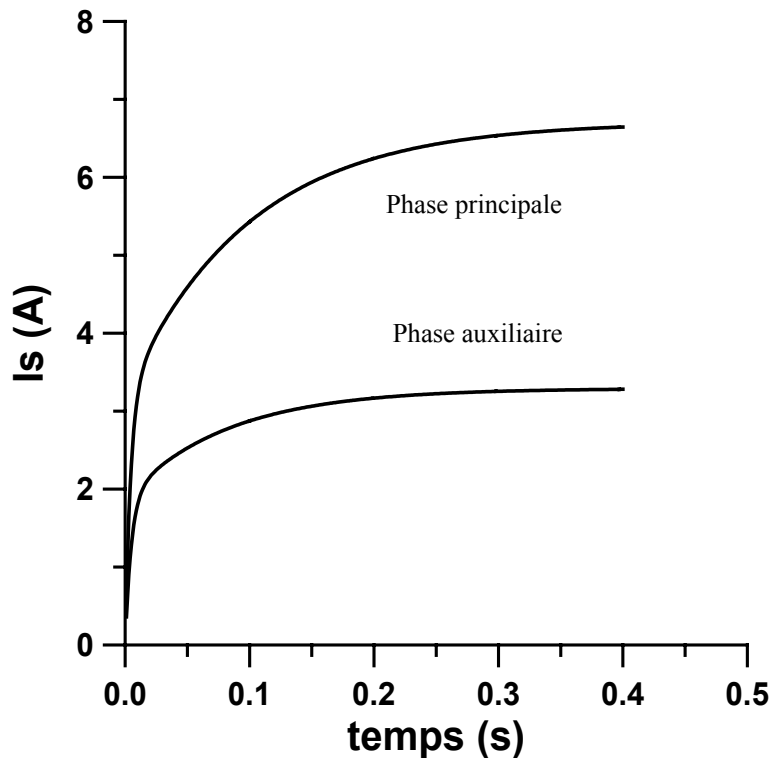


Figure III3. Courants statoriques lors d'un échelon de tension. Moteur à l'arrêt.

Dans un premier temps, nous comparons les gradients calculés à l'aide des deux méthodes et dans un deuxième temps, nous procédons à l'identification du moteur monophasé en utilisant la méthode proposée.

#### 3.4.1 Comparaison des gradients

les tableaux III.1a et III.1b donnent à titre d'exemple les valeurs du gradient  $G_s$  et  $G_L$  obtenues respectivement par notre méthode et par le calcul littéral. Ces valeurs correspondent à 3 vecteurs paramètres  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  possédant chacun des composantes identiques respectivement égales à 0,1, 0,3 et 0,6.

On observe la bonne concordance entre les valeurs calculées par les deux méthodes. L'erreur

relative  $\Delta = 100 \left| \frac{G_s - G_L}{G_L} \right|$  est en effet inférieure à 0,01 %.



	P <sub>1</sub>		P <sub>2</sub>		P <sub>3</sub>	
	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>
$\frac{\partial S}{\partial \sigma_m}$	-6085	-6085	69170	69170	86850	86850
$\Delta$	0		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial T_m}$	-5130317	-5130317	-694715	-694715	-69928	-69928
$\Delta$	0		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial L_m}$	6579513	6579514	1200597	1200597	214159	214159
$\Delta$	1.5 10 <sup>-5</sup>		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial T_r}$	-169842	-169842	-177958	-177958	-18633	-18633
$\Delta$	0		0		0	

(a)

	P <sub>1</sub>		P <sub>2</sub>		P <sub>3</sub>	
	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>	G <sub>S</sub>	G <sub>L</sub>
$\frac{\partial S}{\partial \sigma_a}$	-7284	-7283	82594	82594	113891	113891
$\Delta$	-1.37 10 <sup>-2</sup>		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial T_a}$	5706442	-5706443	-801254	-801254	-87579	-87579
$\Delta$	1.75 10 <sup>-5</sup>		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial L_a}$	7316577	7316578	1388246	1388246	273522	273522
$\Delta$	5.3 10 <sup>-4</sup>		0		0	
$\frac{\partial S}{\partial T_r}$	-187079	-187079	-206019	-206019	-23469	-23469
$\Delta$	0.15		0		0	

(b)

Tableaux III.1. Comparaison entre les gradients G<sub>L</sub> et G<sub>S</sub> calculés littéralement et par la méthode proposée. (a) Phase principale. (b) Phase auxiliaire

### 3.4.2 Identification de la machine asynchrone monophasée

Les tableaux III.2a et III.2b montrent les paramètres identifiés PI par la procédure proposée en partant de différents vecteurs initiaux P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> et P<sub>3</sub> définis précédemment. On vérifie que la procédure converge vers une solution unique, et on montre que l'on retrouve avec une bonne précision les paramètres connus PC ayant servis à construire les vecteurs I<sub>se</sub>.

Les figures III.4 à III.7 montrent, pour les 2 phases, l'évolution des différents paramètres en fonction du nombre d'itérations lorsque les points initiaux sont  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  définis précédemment.

	$\sigma_m$	$T_m$ (s)	$L_m$ (H)	$T_r$ (s)	nombre d'itérations
PC	0.167	0.054	0.322	0.0495	
PI					
$P_1$	0.1670	0.0539	0.3219	0.04950	40
$P_2$	0.1670	0.0540	0.3220	0.04950	73
$P_3$	0.1669	0.0540	0.3220	0.04949	97

(a)

	$\sigma_a$	$T_a$ (s)	$L_a$ (H)	$T_r$ (s)	nombre d'itérations
PC	0.218	0.038	0.462	0.0495	
PE					
$P_1$	0.2180	0.0380	0.4619	0.04950	52
$P_2$	0.2186	0.0379	0.4619	0.04949	60
$P_3$	0.2179	0.0379	0.4619	0.04949	101

(b)

Tableaux III.2 Comparaison entre les paramètres estimés PE et les paramètres donnés PC. Estimation à partir de 3 vecteurs initiaux. (a) Phase principale. (b) Phase auxiliaire.

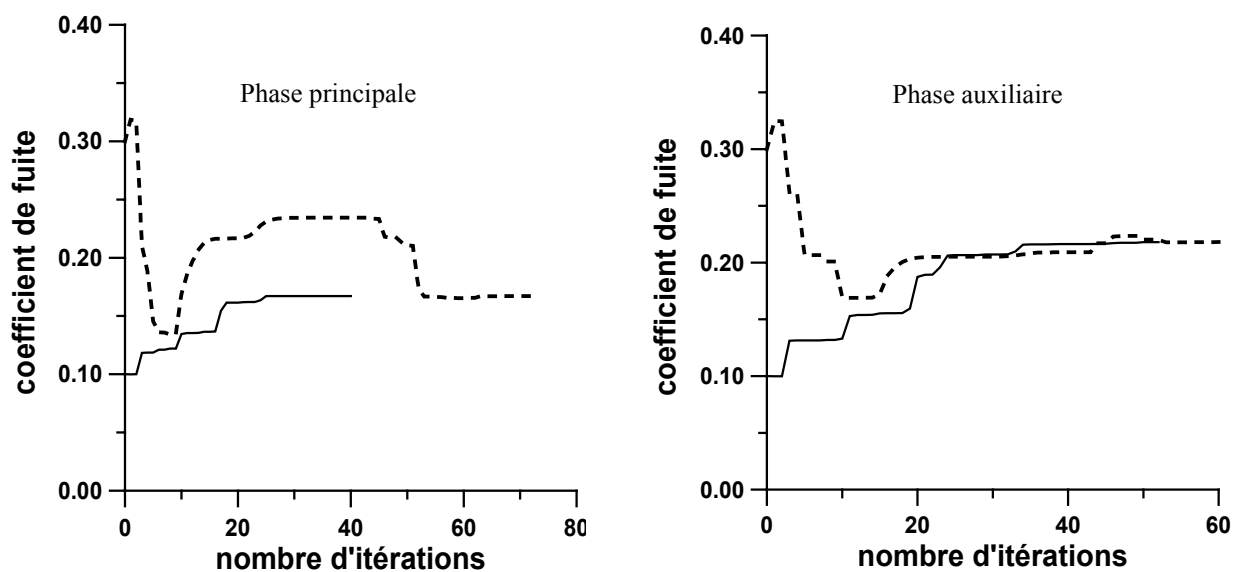


Figure III.4. Evolution des coefficients de dispersion  $\sigma_m$  et  $\sigma_a$

Valeur initiale : —  $\sigma = 0.1$ , - - - -  $\sigma = 0.3$

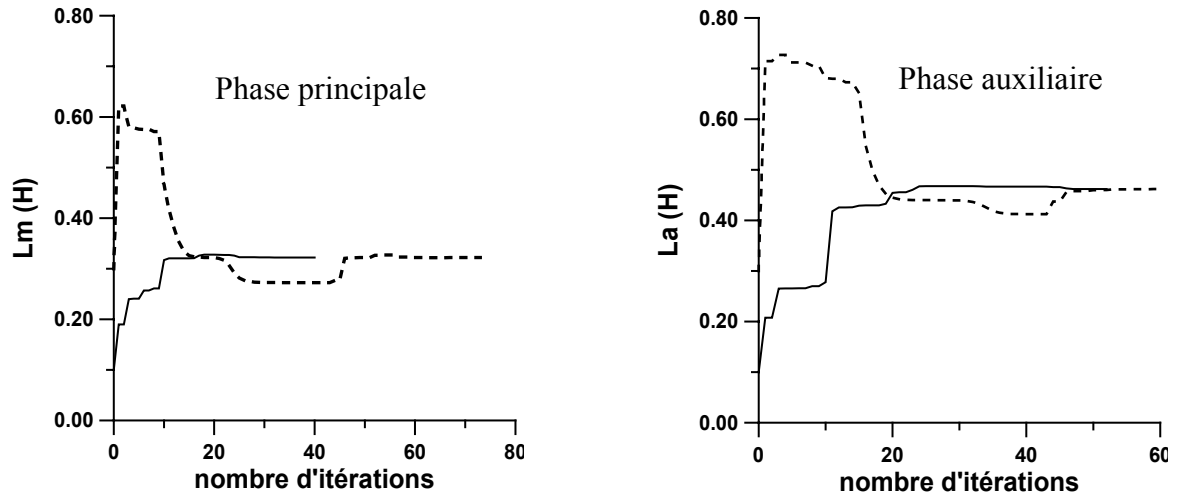


Figure III.5. Evolution des constantes de temps  $T_m$  et  $T_a$

Valeur initiale : —  $T_s=0.1s$ , - - - -  $T_s=0.3s$

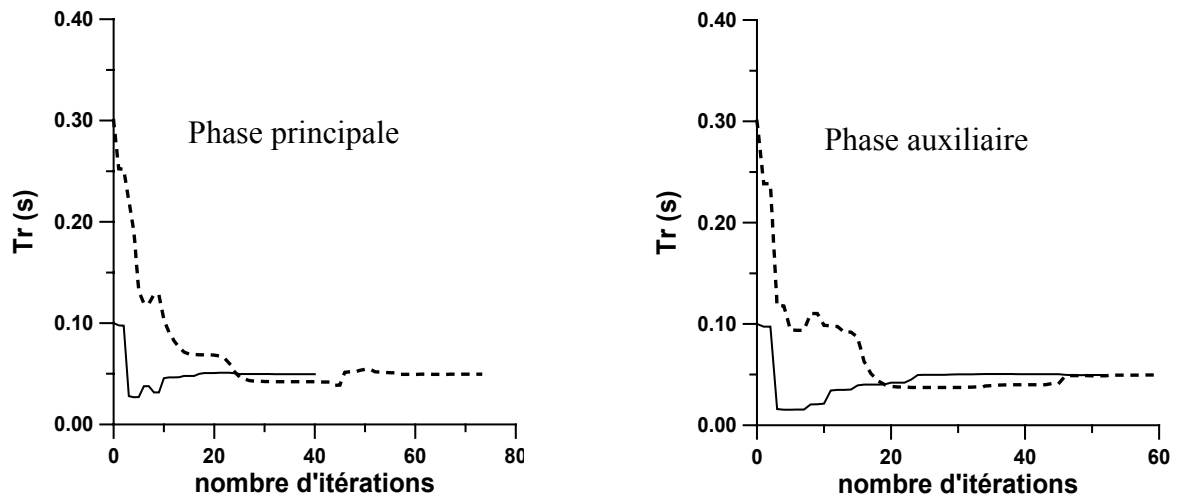


Figure III.6. Evolution des inductances propres  $L_m$  et  $L_a$

Valeur initiale : —  $L_s=0.1H$ , - - - -  $L_s=0.3H$

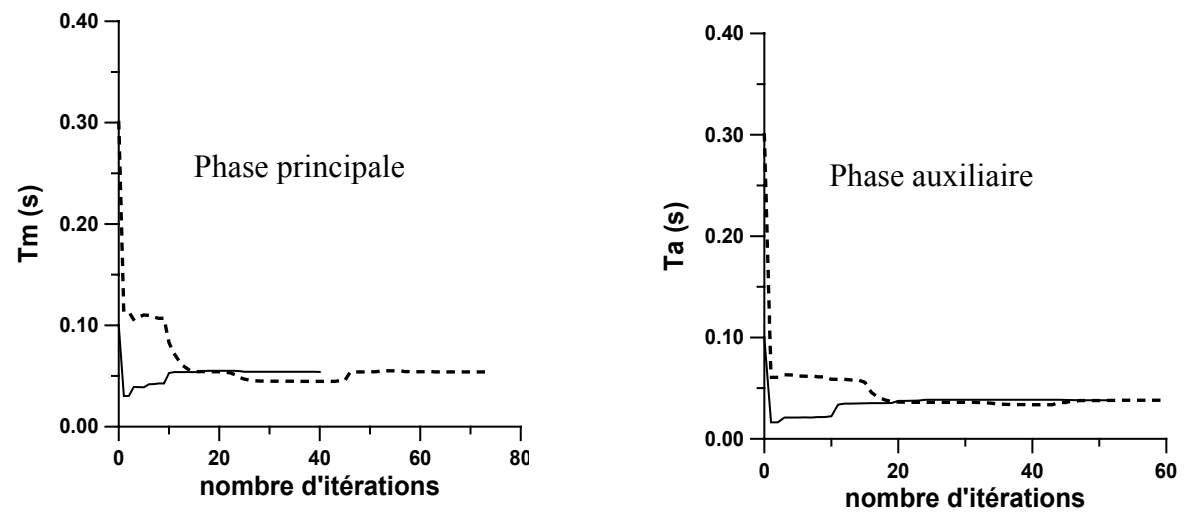


Figure III.7. Evolution de la constante de temps  $T_r$

Valeur initiale : —  $T_r=0.1s$ , - - - -  $T_r=0.3s$

## 4 Application à l'identification de la machine asynchrone triphasée

Nous nous proposons d'identifier les paramètres d'un moteur asynchrone à l'aide de la méthode du modèle de référence (fig. I.3). Comme technique de minimisation, nous utilisons la méthode de calcul que nous avons proposée et qui repose sur l'utilisation du gradient.

### 4.1 Calcul du gradient à l'aide de la méthode proposée

Nous considérons le modèle de la machine à quatre paramètres électriques et trois paramètres mécaniques et dont nous nous proposons de calculer le gradient  $S$  au point  $P_0$ .  $S$  représentant l'erreur quadratique entre les grandeurs mesurées  $I_{dsm}(t_i)$  et les grandeurs calculées  $I_{dsc}(t_i)$  obtenues à partir du système (I.20) à l'aide de l'algorithme de Runge-kutta.

$S$  est donnée par l'expression suivante :

$$S = \sum_{i=1}^n (I_{dsm}(t_i) - I_{dsc}(t_i))^2 \quad (\text{III.17})$$

le vecteur  $P$  caractérisant le moteur déduit de (I.20) est :

$$P = [\sigma \quad T_s \quad L_s \quad T_r \quad J \quad f_r \quad C_s] \quad (\text{III.18})$$

La  $j^{\text{ième}}$  composante du gradient de  $S$  est donnée par :

$$\frac{\partial S}{\partial P_j} = -2 \sum_{i=1}^n (I_{dsm}(t_i) - I_{dsc}(t_i)) \frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial P_j} \quad (\text{III.19})$$

La détermination du gradient revient à calculer numériquement le vecteur courant  $I_{dsc}(t_i)$  et les

différentes fonctions de sensibilité  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial P_j}$ .

Calculons d'abord le vecteur d'état  $[I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad \Omega]$  par intégration numérique de (I.20) à l'aide de Runge-kutta.

Ensuite nous déterminons les fonctions de sensibilité  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial P_j}$ . Pour déterminer par

exemple  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial \sigma}$ , dérivons (I.20) par rapport à  $\sigma$  et intégrons ensuite le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) &= \frac{1}{\sigma 2 T_s} I_{ds} - \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I_{qs} - \frac{1}{\sigma 2 T_r} I'_{dr} - \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I'_{qr} - \frac{V_{ds}}{\sigma 2 L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} \\
 &\quad + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\
 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} \right) &= \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I_{ds} + \frac{1}{\sigma 2 T_s} I_{qs} + \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I'_{dr} - \frac{1}{\sigma 2 T_r} I'_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma 2 L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} I_{qs} \\
 &\quad - \frac{1-\sigma}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} I'_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{1}{\sigma 2 T_s} I_{ds} + \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I_{qs} + \frac{1}{\sigma 2 T_r} I'_{dr} + \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I'_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma 2 L_s} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} \\
 &\quad - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\
 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{1}{\sigma 2} P \Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma 2 T_s} I_{qs} - \frac{1}{\sigma 2} P \Omega I'_{dr} + \frac{1}{\sigma 2 T_r} I'_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma 2 L_s} + \frac{1}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} \\
 &\quad + \frac{1}{\sigma} P \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\
 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{P L_s}{J} (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) + \frac{P}{J} (1-\sigma) L_s \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma}
 \end{aligned} \right.$$

De la même manière, nous calculons les différentes fonctions de sensibilité

$\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial T_s}$ ,  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial L_s}$ ,  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial T_r}$ ,  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial J}$ ,  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial f_r}$  et  $\frac{\partial I_{dsc}(t_i)}{\partial C_s}$  par la même opération que précédemment. Les systèmes associés aux différentes fonctions de sensibilité sont donnés en annexe A3.

## 4.2 Identification de la machine asynchrone triphasée

Nous nous proposons d'utiliser la méthode proposée pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de la machine. Nous validons d'abord la méthode à l'aide des données simulées, puis des données expérimentales relevées sur plusieurs moteurs.

### 4.2.1 Identification à l'aide des données simulées

Elles sont obtenues par résolution numérique du système non linéaire (I.20) par la méthode de Runge-Kutta en utilisant les paramètres donnés d'un moteur asynchrone triphasé connu. Ces données sont illustrées par la figure III.4 qui représente le courant de démarrage et la tension simple correspondante.

Le tableau III.3 montre les paramètres identifiés par la procédure proposée en partant de différents vecteurs initiaux  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  et  $P_4$  possédant chacun des composantes identiques respectivement égales à 0.1, 0.3, 0.6 et 0.9.

On vérifie que la procédure converge vers le même vecteur de paramètres, et on observe la bonne concordance entre les paramètres estimés et les paramètres connus.

Les figures III.5 à III.11 illustrent l'évolution des différents paramètres en fonction du nombre d'itérations lorsque les vecteurs initiaux sont  $P_1$  et  $P_3$ . Comme attendu, on constate que c'est le coefficient de frottements secs qui converge le moins vite. Ce paramètre qui intervient principalement à faible vitesse, n'est en effet, pas suffisamment excité lors d'un essai unidirectionnel de démarrage.

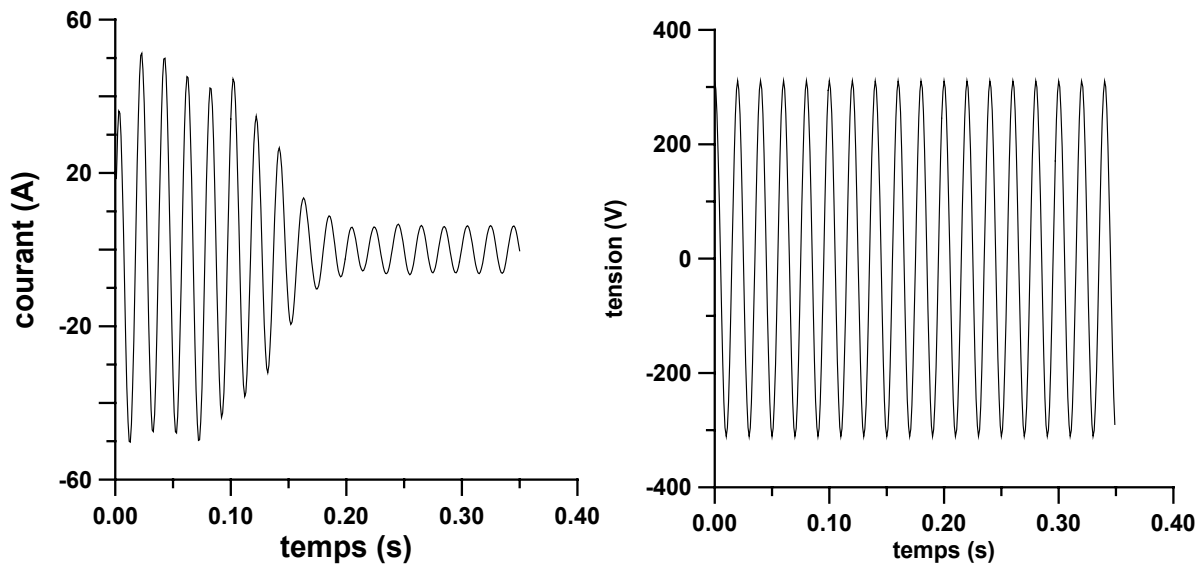


Figure III.4. Courant de démarrage et tension simple correspondante

	$\sigma$	$T_s$ (s)	$L_s$ (H)	$T_r$ (s)	$J$ (Kg-m <sup>2</sup> )	$f_r$ (N.m.s/Rd)	$C_s$ (N)	nombre d'itérations
PC	0.09	0.054	0.159	0.123	0.038	0.002	0.50	
PE								
$P_1$	0.090	0.054	0.1590	0.1230	0.0380	0.0020	0.498	96
$P_2$	0.089	0.054	0.1590	0.1230	0.0380	0.0020	0.497	242
$P_3$	0.090	0.054	0.1589	0.1229	0.0379	0.0019	0.502	1045
$P_4$	0.090	0.054	0.1589	0.1229	0.0379	0.0019	0.503	1049

Tableau III.3. Comparaison entre les paramètres estimés PE et les paramètres donnés PC.  
Estimation à partir de 4 vecteurs initiaux.

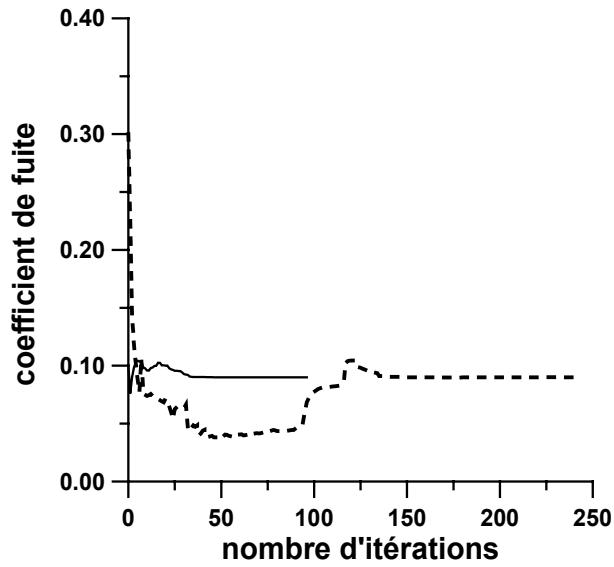


Figure III.5. Evolution du coefficient de fuite  
 $\sigma$  initial : — 0.1 --- 0.3

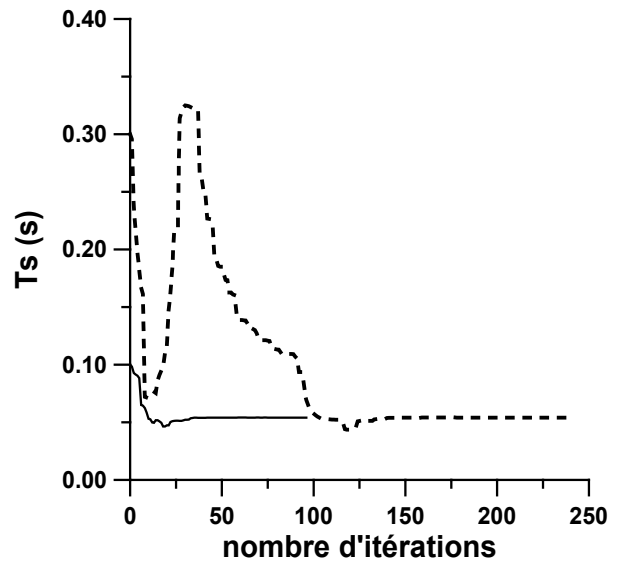


Figure III.6. Evolution de  $T_s$   
 $T_s$  initial : — 0.1s --- 0.3s

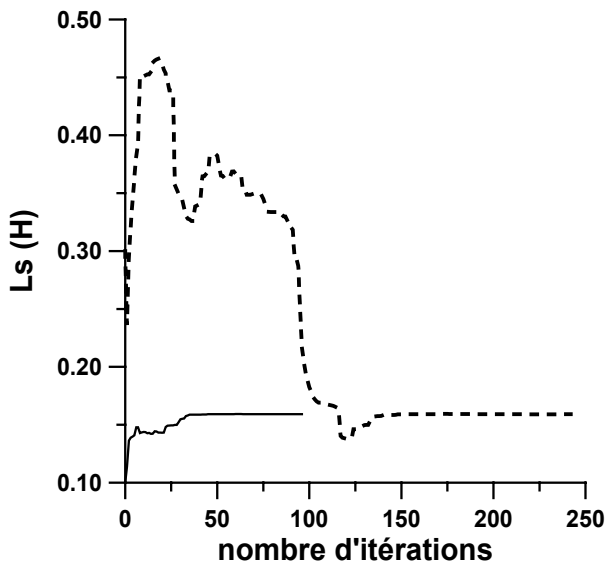


Figure III.7. Evolution de l'inductance  $L_s$   
 $L_s$  initial : — 0.1H --- 0.3H

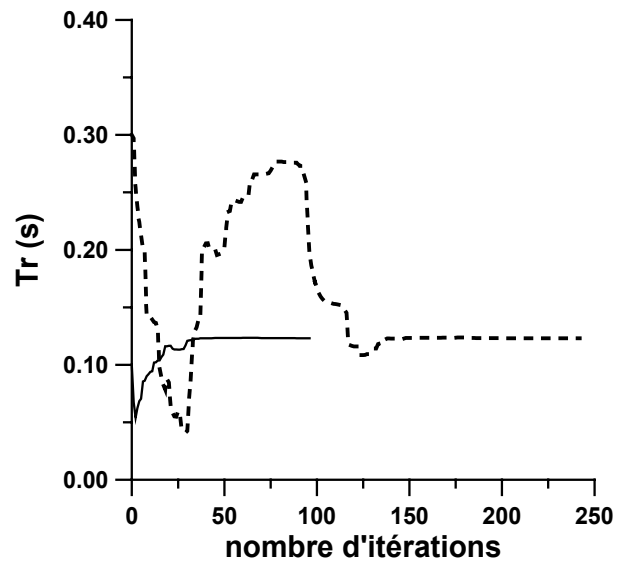


Figure III.8. Evolution de  $T_r$   
 $T_r$  initial : — 0.1s --- 0.3s

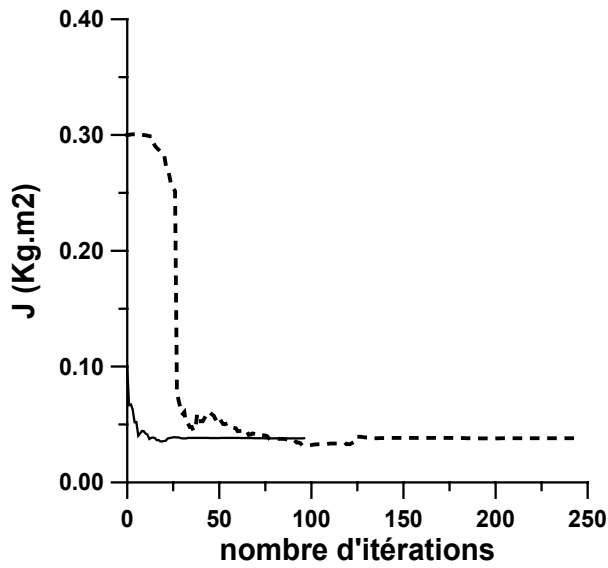


Figure III.9. Evolution du moment d'inertie  
 $J$  initial: —  $0.1 \text{ kg m}^2$  ---  $0.31 \text{ kg m}^2$

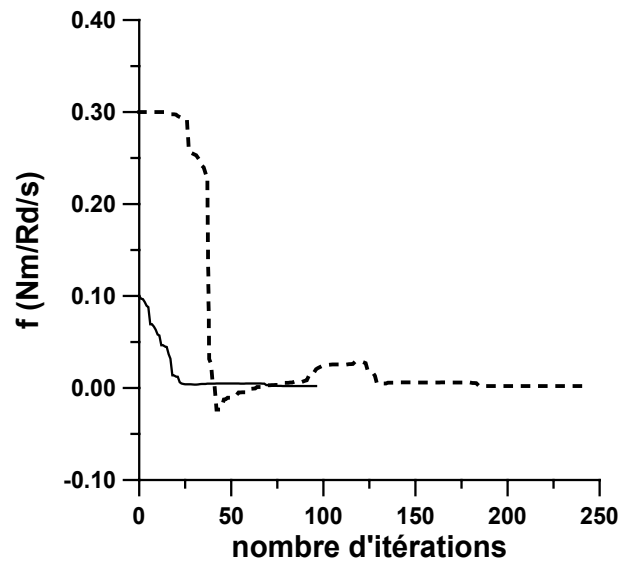


Figure III.10. Evolution de  $f_r$   
 $f_r$  initial: —  $0.1 \text{ N ms/rd}$ , ---  $0.3 \text{ N ms/rd}$

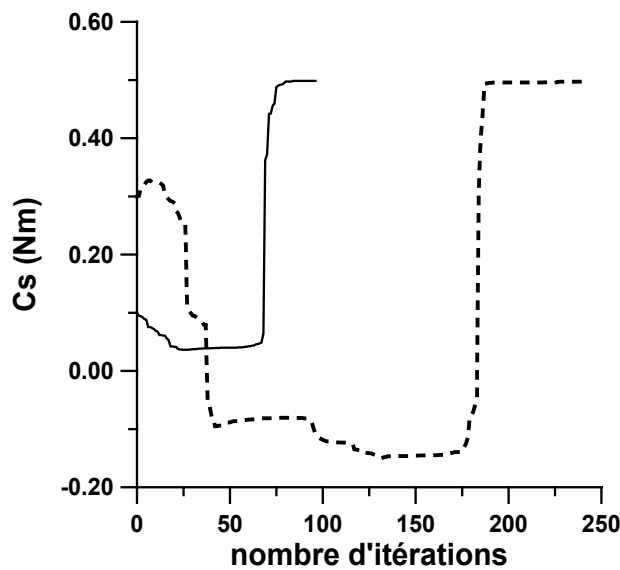


Figure III.11. Evolution du couple de frottements secs.  
 $C_s$  initial:—  $0.1 \text{ N}$  , ---  $0.3 \text{ N}$

#### 4.2.2 Identification à l'aide des données expérimentales

Les essais sont effectués sur les trois moteurs asynchrones triphasés,  $M_1$ ,  $M_2$  et  $M_3$ , présentés au chapitre précédent et caractérisés par :

$M_1$  : 8 pôles , 220/380 V, 370 W.

$M_2$  : 2 pôles , 220/380 V, 3000 W

$M_3$  : 4 pôles , 220/380 V, 400 W



Les courbes III.12 à III.14 représentent respectivement le courant de démarrage à vide et la tension simple correspondante pour chaque moteur. On peut observer que la source utilisée ne fournit pas une tension purement sinusoïdale. Cette dernière comporte en effet, des harmoniques relativement importants.

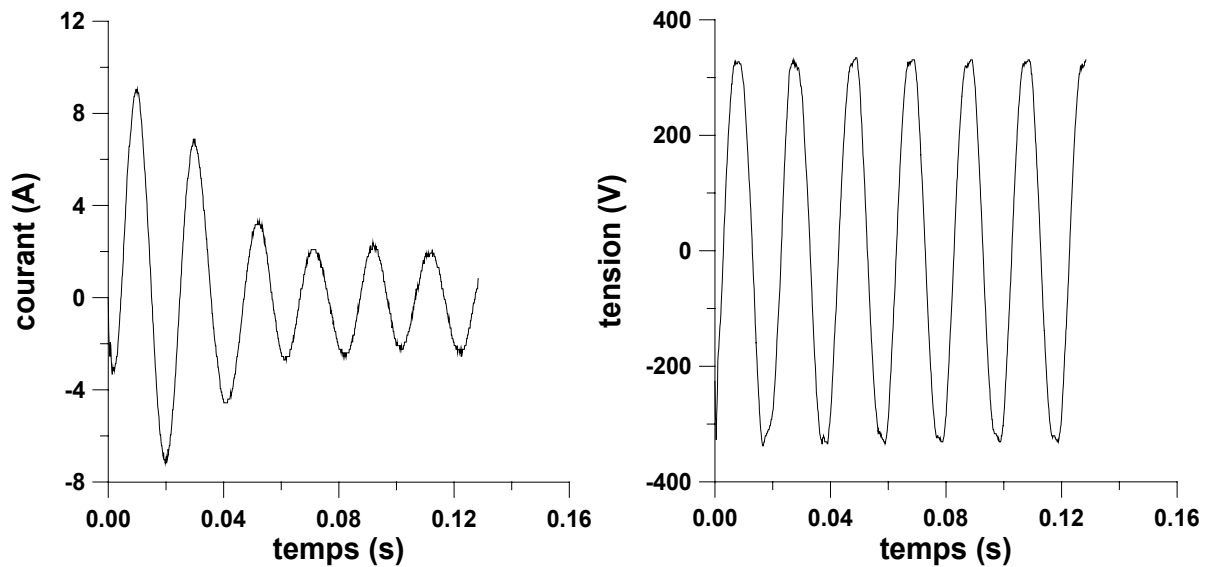


Figure III.12. Courant de démarrage et tension simple correspondante M1

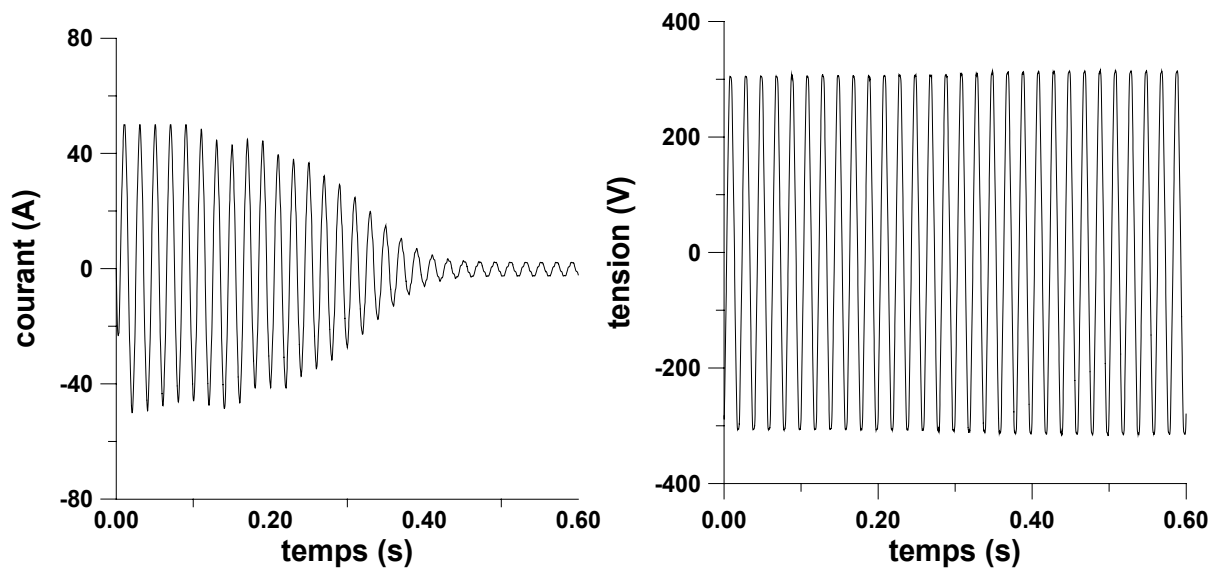


Figure III.13. Courant de démarrage et tension simple correspondante M2

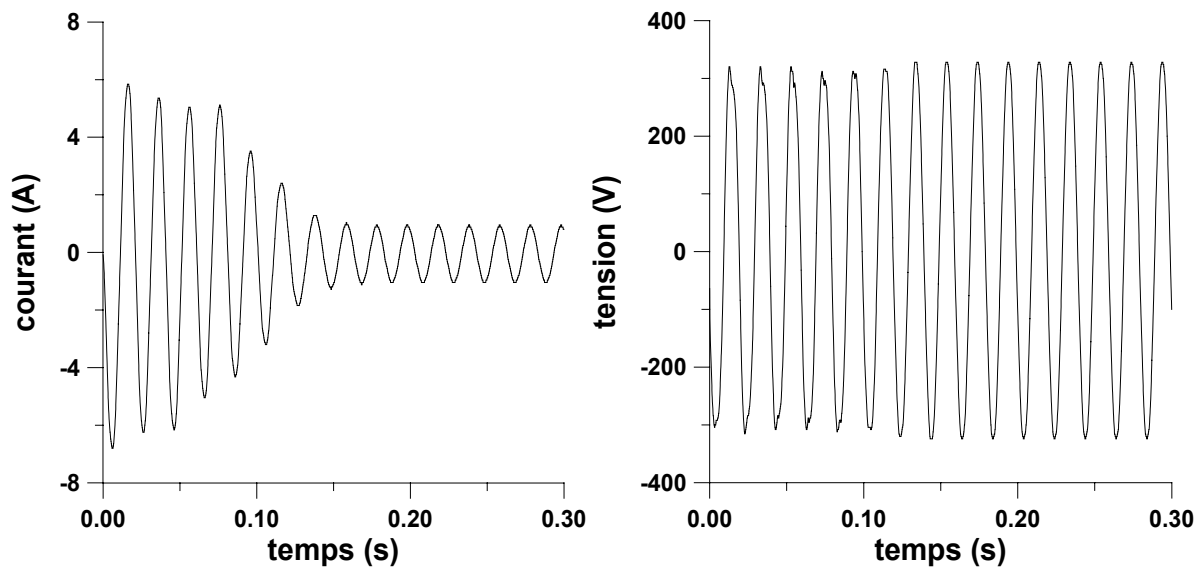


Figure III.14. Courant de démarrage et tension simple correspondante M3

La procédure proposée conduit aux paramètres donnés par le tableau III.4.

	$\sigma$	$T_s$ (ms)	$L_s$ (mH)	$T_r$ (ms)	$J$ (Kg-m <sup>2</sup> )	$f_r$ (N.m.s/Rd)	$C_s$ (N)
Moteur $M_1$	0.18	22.5	485.14	52.06	$5.48 \cdot 10^{-3}$	$22.5 \cdot 10^{-3}$	0.101
Moteur $M_2$	0.045	115.23	342.38	210.90	$25 \cdot 10^{-3}$	$8.27 \cdot 10^{-3}$	$2.36 \cdot 10^{-4}$
Moteur $M_3$	0.11	38.9	1045.59	73.5	$4.24 \cdot 10^{-3}$	$2.9 \cdot 10^{-3}$	0.003

Tableau III.4. Paramètres estimés à partir de l'essai de démarrage

Nous vérifions ensuite que les courants calculés à l'aide de ces paramètres sont comparables à ceux expérimentaux aussi bien lors du régime transitoire que lors du régime permanent (figures III.15 à III.17). En minimisant le critère de similitude, la méthode recherche en effet un vecteur paramètre moyen qui tient compte des éventuelles variations de certains paramètres comme la variation des inductances avec le phénomène de saturation magnétique.

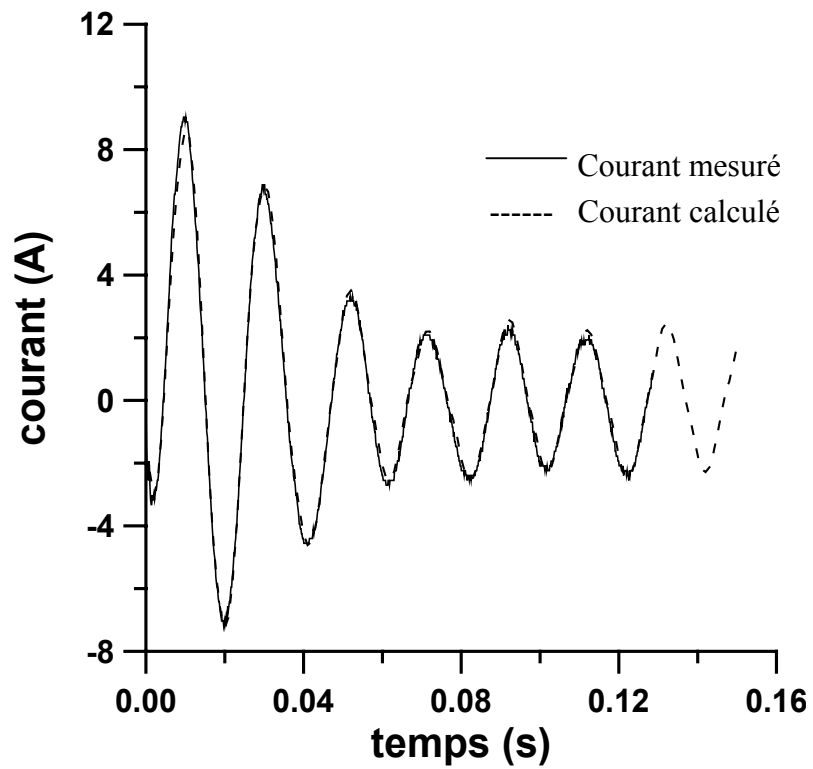


Figure III.15. Superposition des courants mesurés et calculés avec les paramètres estimés et relatif au moteur  $M_1$ .

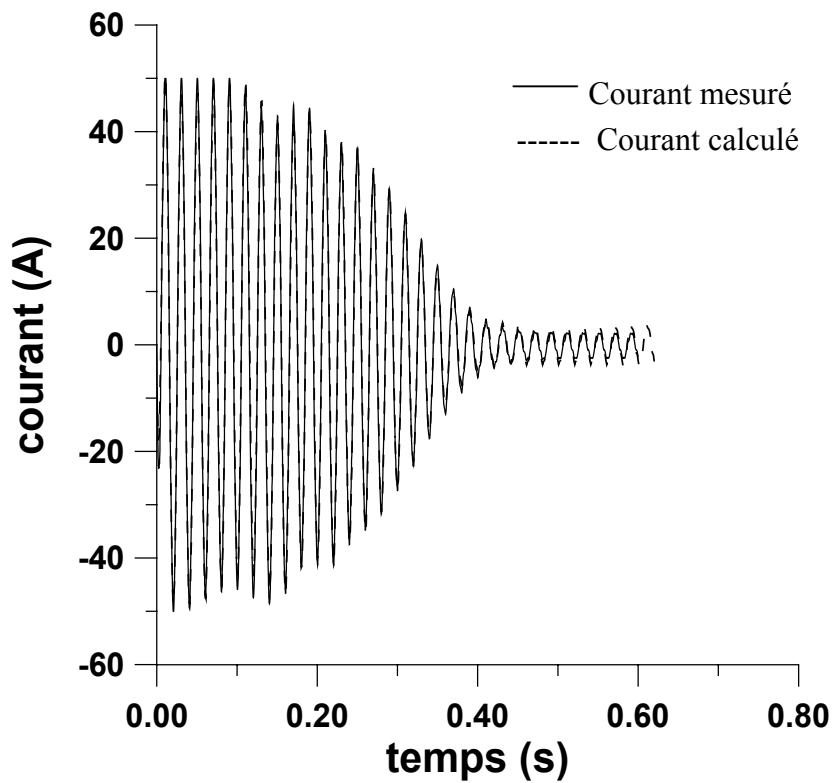


Figure III.16. Superposition des courants mesurés et calculés avec les paramètres estimés et relatif au moteur  $M_2$ .

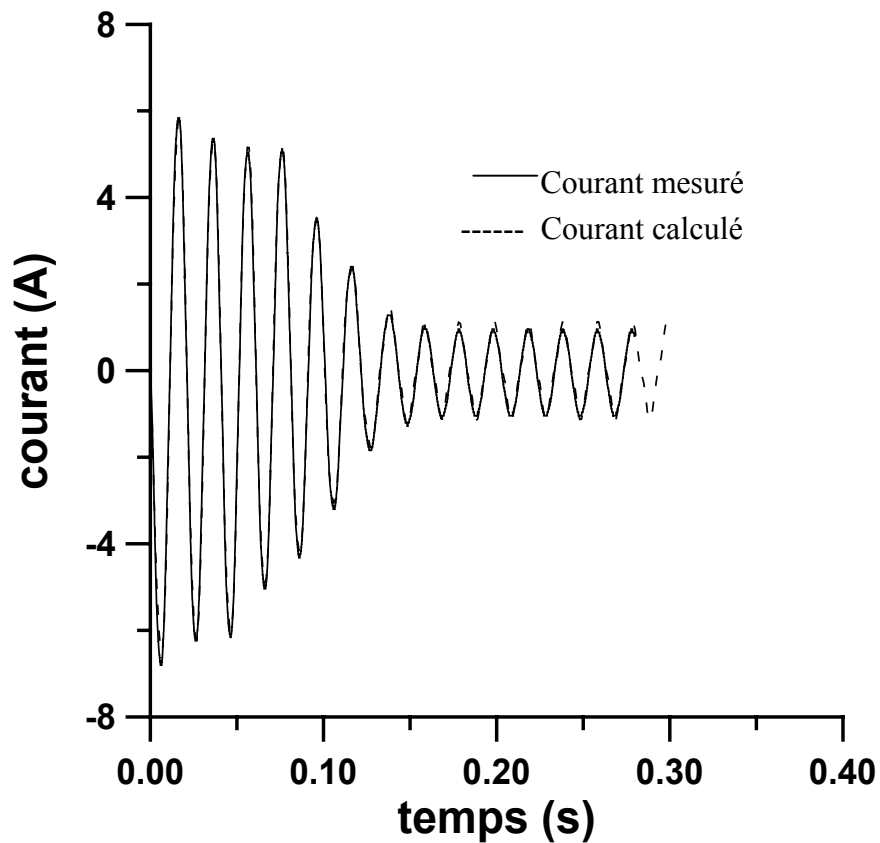


Figure III.17. Superposition des courants mesurés et calculés avec les paramètres estimés et relatif au moteur M3.

## 5 Conclusion

Nous avons proposé une technique de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Nous l'avons ensuite associée à l'algorithme de Fletcher-Reeves et présenté une procédure itérative, basée sur la méthode du modèle de référence, pour minimiser l'erreur quadratique. Afin de tester cette procédure, nous avons d'abord choisi un modèle linéaire représentant un moteur asynchrone monophasé permettant ainsi la comparaison entre les valeurs du gradient calculées de façon littérale avec celles obtenues par notre technique.

La procédure a enfin été utilisée pour déterminer simultanément les paramètres électriques et mécaniques de différents moteurs asynchrones.

## **CHAPITRE IV**

# **MODELISATION ET IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME SATURE**

## 1 Introduction

Les méthodes d'identification développées dans les chapitres précédents considèrent un modèle linéaire de la machine. Ces méthodes recherchent un vecteur paramètre moyen qui tient compte d'éventuelles variations de certains paramètres comme la variation des inductances avec le phénomène de la saturation magnétique. Toutefois, lorsque les variations dues à cette dernière deviennent importantes, comme c'est le cas des machines modernes où l'entrefer est choisi de plus en plus réduit, le vecteur moyen peut alors conduire à un courant calculé s'écartant de façon sensible du courant mesuré. Un modèle tenant compte de la saturation devient alors nécessaire. Dans ce chapitre, nous commençons par présenter le phénomène de la saturation ainsi que les harmoniques et l'effet croisé qui lui sont associés. Après un rappel sur les différents flux et inductances de fuites, nous donnons les équations régissant le fonctionnement de la machine en régime saturé. Nous validons ensuite notre technique d'identification, en estimant les paramètres électriques, mécaniques ainsi que la courbe de magnétisation de la machine.

## 2 Présentation de la saturation

La saturation des matériaux ferromagnétiques est un phénomène physique complexe et difficile à modéliser. Dans les machines électriques, la saturation apparaît d'abord dans les zones ferromagnétiques les plus rétrécies, habituellement, dans les dents statoriques et rotoriques et également dans les cornes polaires pour les machines à pôles saillants. Il s'agit donc d'un phénomène local. La prise en compte de la saturation dans la modélisation des machines peut se faire de différentes façons. La méthode la plus précise consiste à définir la géométrie exacte de la machine étudiée. On résout ensuite les équations de Maxwell associées aux lois de comportement des matériaux employés en utilisant des méthodes numériques comme les éléments finis.

Cette approche est intéressante en conception de machine (optimisation de la structure). Elle est par contre difficilement applicable pour la simulation des ensembles convertisseurs-machines-commandes, car elle nécessite un temps de calcul très important.

La démarche la plus utilisée pour simuler l'ensemble convertisseur-machine consiste alors à modifier le modèle de Park. On considère la saturation du point de vue global en regardant ses effets sur les grandeurs accessibles à la mesure tels que les courants ou les flux magnétiques. On conserve alors la notion d'inductances en modulant leurs valeurs en fonction des courants circulants dans les enroulements de la machine.

Nous allons rappeler que la saturation magnétique engendre des harmoniques supplémentaires ainsi qu'un couplage magnétique entre bobines en quadrature d'espace (appelé saturation croisée).

## 2.1 Harmoniques de saturation

La saturation crée des harmoniques qui diffèrent des harmoniques temporelles créés par l'alimentation et des harmoniques spatiales dues aux distributions non sinusoïdales des enroulements et des encoche [SAL 94]. Pour illustrer ce phénomène, on considère une excitation magnétique

$H(\theta_e)$  étant à répartition sinusoïdale. Si l'on choisit une caractéristique magnétique  $B(H)$  de la tôle approximée par:

$$H = H_0 \cdot \sin(\theta_e) \quad (\text{IV.1})$$

$$B(H) = a_1 H + a_3 H^3 \quad (\text{IV.2})$$

le champ  $B(\theta_e)$  dans l'entrefer s'écrit :

$$B(\theta_e) = B_1 \sin(\theta_e) + B_3 \sin(3\theta_e) \quad (\text{IV.3})$$

nous remarquons que la non linéarité de la caractéristique de la tôle magnétique donnée par l'équation (IV.2) induit dans  $B$  des harmoniques comme le montre l'équation (IV.3) Le champ  $B(\theta_e)$  dans l'entrefer est représenté sur la figure IV.1

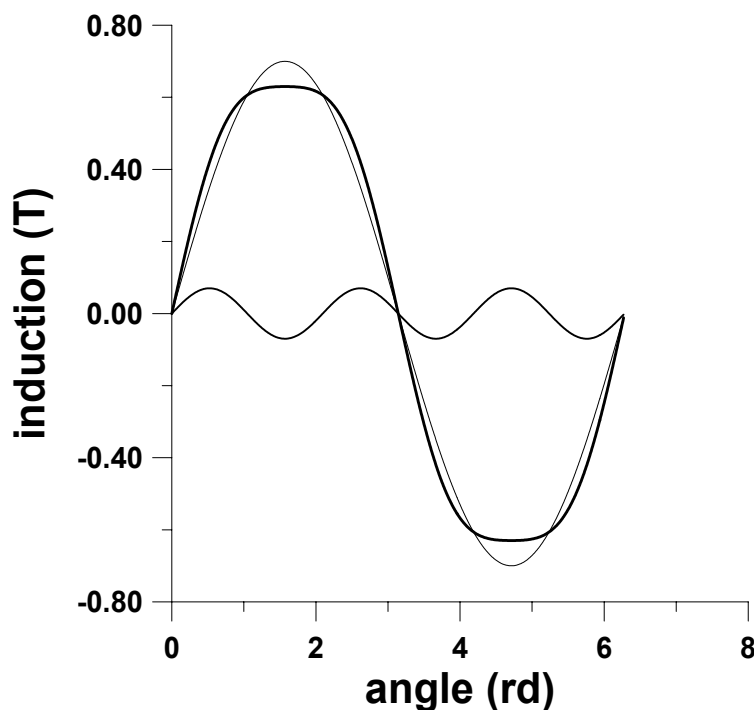


Figure IV.1. Allure du champ dans l'entrefer en régime saturé ;  
Le fondamental et l'harmonique 3 sont représentés.

## 2.2 Le phénomène de saturation croisée

La saturation est à l'origine du phénomène de la saturation croisée ou effet croisé ( Cross Magnetisation ou Cross Saturation). Il correspond à un couplage d'enroulements stationnaires dans un référentiel d'axes perpendiculaires.

Ce phénomène a été mis en évidence expérimentalement [VAS 86]. Les essais ont été réalisés sur une machine asynchrone de 1 kW à rotor bobiné. Les enroulements statoriques et rotoriques sont en quadrature d'espace. Le schéma du montage est donné par le figure IV.2. La machine est à l'arrêt. L'enroulement statorique d'axe d est alimenté par une source de tension continue L'enroulement statorique d'axe q est également alimenté par une source de tension continue en série avec le secondaire d'un transformateur (tension sinusoïdale de faible amplitude). Les enroulements rotoriques non représentés sur ce schéma sont ouverts. On augmente progressivement les courants continus d'axes d et q. Quand ces courants sont suffisants pour saturer la machine, il apparaît aux bornes du bobinage d'axe d une force électromotrice induite. Cette expérience montre l'existence du couplage magnétique entre deux bobinages d'une machine lisse, placés en quadrature d'espace; ce qui met en évidence le phénomène de la saturation croisée

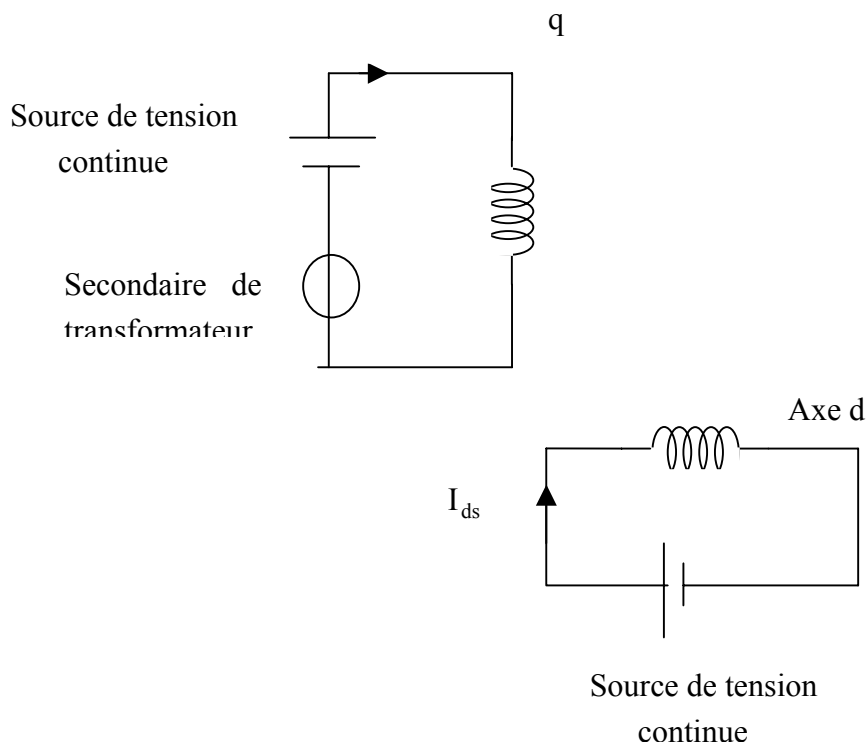


Figure IV.2. Schéma de mise en évidence de la saturation croisée



### 2.3 Modèle mathématique de la courbe de magnétisation

La courbe de magnétisation de la machine asynchrone issue de tests expérimentaux ou à l'aide de méthodes numériques de calculs de champs comme la méthode des éléments finis est représentée par un ensemble discret de points reflétant la relation entre le flux et le courant magnétisant.

Afin d'éviter les erreurs dues à la différentiation numérique lors du calcul de l'inductance dynamique, il est judicieux d'approcher la courbe de magnétisation par un modèle mathématique [MEK 01] [ ABD 99]. Plusieurs modèles faisant appels à des fonctions polynomiales, des fonctions arc-tangentes, des fonctions tangente-hyperboliques et exponentielles sont proposés dans la littérature. Dans la suite de notre travail, nous représentons la courbe de magnétisation par une fonction polynomiale.

$$\varphi_m = C_1 I_m + C_2 I_m^2 + C_3 I_m^3 + C_4 I_m^4 + C_5 I_m^5 \quad (\text{IV.4})$$

## 3 Modélisation de la machine asynchrone

Des modèles saturés au sens du premier harmonique d'espace ont été proposés dans la littérature [BRO 83] [OJO 90]. Ils séparent le flux utile des fuites magnétiques qui sont distribuées de chaque côté de l'entrefer. Ces modèles font apparaître un flux commun au stator et au rotor qui dépend de l'état magnétique de la machine.

### 3.1 Flux commun et inductances de fuite

La saturation est prise en compte de la façon suivante : On suppose tout d'abord que les inductances de fuite sont constantes (elles correspondent à des lignes de champ magnétique qui traversent une partie importante dans l'air) et on considère ensuite que le flux commun  $\varphi_m$  au stator et au rotor est fonction du courant magnétisant.

On écrit :

$$\varphi_m = L_m(I_m) I_m \quad (\text{IV.5}).$$

$L_m$  représente l'inductance magnétisante qui est fonction du courant. Les inductances statoriques et rotoriques s'écrivent alors :

$$\begin{cases} L_s = l_{fs} + L_m \\ L_r = l_{fr} + L_m \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

où  $l_{fs}$  et  $l_{fr}$  désignent respectivement les inductances de fuite statorique et rotorique.

En ne considérant que le fondamental du champ, les expressions des flux totaux statorique et rotorique (I.14) s'écrivent alors.

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = l_{fs} I_{ds} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) \\ \varphi_{qs} = l_{fs} I_{qs} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = l_{fr} I_{dr} + L_m (I_{dr} + I_{ds}) \\ \varphi_{qr} = l_{fr} I_{qr} + L_m (I_{qr} + I_{qs}) \end{cases} \quad (\text{I.V.8})$$

On voit apparaître dans ces expressions les flux communs aux enroulements statorique et rotorique. Ces flux sont appelés flux magnétisants d'axe d et d'axe q.

$$\varphi_{dm} = L_m I_{dm} \quad \text{avec} \quad I_{dm} = I_{ds} + I_{dr} \quad (\text{IV.9})$$

$$\varphi_{qm} = L_m I_{qm} \quad \text{avec} \quad I_{qm} = I_{qs} + I_{qr} \quad (\text{IV.10})$$

on a :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{dm}^2 + \varphi_{qm}^2} \quad \text{et} \quad I_m = \sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2} \quad (\text{IV.11})$$

### 3.2 Equations électriques de la machine

Pour la mise en équation, nous partons de l'équation (I.17) où nous faisons apparaître les inductances de fuite  $l_{fs}$  et  $l_{fr}$  ainsi que les deux composantes du flux magnétisant  $\varphi_{dm}$  et  $\varphi_{qm}$  données par les équations (IV.7 et IV.8). Les équations des tensions sont alors données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_{fs} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\varphi_{dm}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_{fs} \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{d\varphi_{qm}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_{fr} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\varphi_{dm}}{dt} + P\Omega(l_{fr} I_{qr} + \varphi_{qm}) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_{fr} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\varphi_{qm}}{dt} - P\Omega(L_{fr} I_{dr} + \varphi_{dm}) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Le calcul de  $\frac{d\varphi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\varphi_{qm}}{dt}$  (donné en annexe A41 et A42) conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} = (L_o + L_{2c}) \frac{dI_{dm}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} = L_{2s} \frac{dI_{dm}}{dt} + (L_o - L_{2c}) \frac{dI_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

avec

$$\begin{cases} L_{2c} = L_2 \cos 2\mu \\ L_{2s} = L_2 \sin 2\mu \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{cases} L_2 = \frac{L - L_m}{2} \\ L_0 = \frac{L + L_m}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

$L$  et  $L_m$  désignent respectivement l'inductance dynamique et l'inductance magnétisante (inductance statique)

$$\begin{cases} L = \frac{d\varphi_m}{dI_m} \\ L_m = \frac{\varphi_m}{I_m} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

$\mu$  représente l'angle entre le courant magnétisant  $I_m$  et l'axe  $d$  lié au stator (fig. IV.3).

$$\begin{cases} \cos \mu = \frac{I_{md}}{I_m} \\ \sin \mu = \frac{I_{mq}}{I_m} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

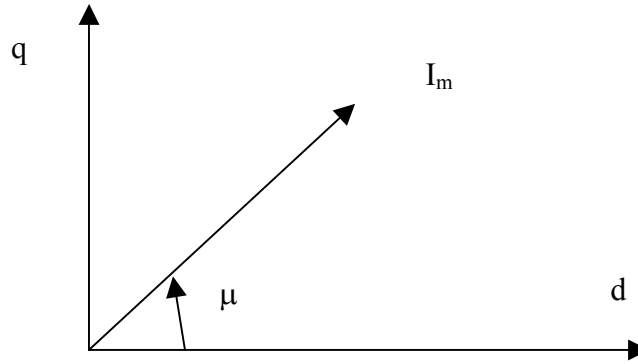


Figure IV.4. Représentation du courant magnétisant dans le repère dq

En considérant le vecteur d'état  $[I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr} \ \Omega]$  et sachant que :

$$I_{dm} = I_{ds} + I_{dr} \text{ et } I_{qm} = I_{qs} + I_{qr}$$

Le système IV.15 s'écrit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + (L_{fs} + L_o + L_{2c}) \frac{dI_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qs}}{dt} + (L_o + L_{2c}) \frac{dI_{dr}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + (L_{fr} + L_o + L_{2c}) \frac{dI_{ds}}{dt} + (L_o - L_{2c}) \frac{dI_{qs}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{dr}}{dt} + (L_o - L_{2c}) \frac{dI_{qr}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + (L_{fr} + L_o + L_{2c}) \frac{dI_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qs}}{dt} + (L_o + L_{2c}) \frac{dI_{dr}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qr}}{dt} + P\Omega(L_{fr} I_{qr} + L_m I_{qr} + L_m I_{qs}) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_{2s} \frac{dI_{ds}}{dt} + (L_o - L_{2c}) \frac{dI_{qs}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{dr}}{dt} + (L_{fr} + L_o - L_{2c}) \frac{dI_{qr}}{dt} - P\Omega(L_{fr} I_{dr} + L_m I_{dr} + L_m I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Ce système peut se mettre sous la forme

$$U = RX + L \frac{dX}{dt} \quad (\text{IV.19})$$

où R et L désignent respectivement les matrices « résistances » et inductances :

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & P\Omega L_m & R_r & P\Omega(l_{fr} + L_m) \\ -P\Omega L_m & 0 & -P\Omega(l_{fr} + L_m) & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

$$L = \begin{bmatrix} l_{fs} + L_o + L_{2c} & L_{2s} & L_o + L_{2c} & L_{2s} \\ L_{2s} & l_{fs} + L_o - L_{2c} & L_{2s} & L_o - L_{2c} \\ L_o + L_{2c} & L_{2s} & l_{fr} + L_o + L_{2c} & L_{2s} \\ L_{2s} & L_o - L_{2c} & L_{2s} & l_{fr} + L_o - L_{2c} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

Dans les matrices (IV.20) et (IV.21) apparaissent les grandeurs  $L_m$ ,  $L_0$ ,  $L_{2c}$  et  $L_{2s}$  qui peuvent être déduites de la courbe de magnétisation donnée par l'équation IV.4

Ainsi, la machine est entièrement caractérisée par le vecteur des paramètres P suivant :

$$P = [l_{fs} \quad l_{fr} \quad R_s \quad R_r \quad J \quad f_r \quad C_s \quad C_1 \quad C_2 \quad C_3 \quad C_4 \quad C_5] \quad (IV.22)$$

## 4 Identification

Comme pour les chapitres précédents, nous cherchons à déterminer le vecteur P à partir de la mesure du courant du démarrage et de la tension correspondante. Nous présentons dans ce travail les résultats obtenus par la technique de Hooke et Jeeves.

### 4.1 Relevés expérimentaux

Nous avons procédé à des relevés expérimentaux sur deux moteurs asynchrones triphasés notés M2 et M4. Notons que le moteur M2 est celui utilisé dans les deux chapitres précédents.

Moteur M2: 2 pôles, 220/380V, 3kW;

Moteur M4: 4 pôles, 220/380V, 1.5kW;

Les courbes de IV.5 à IV.6 montrent respectivement le courant de démarrage à vide et la tension simple correspondante mesurés sur chaque moteur.

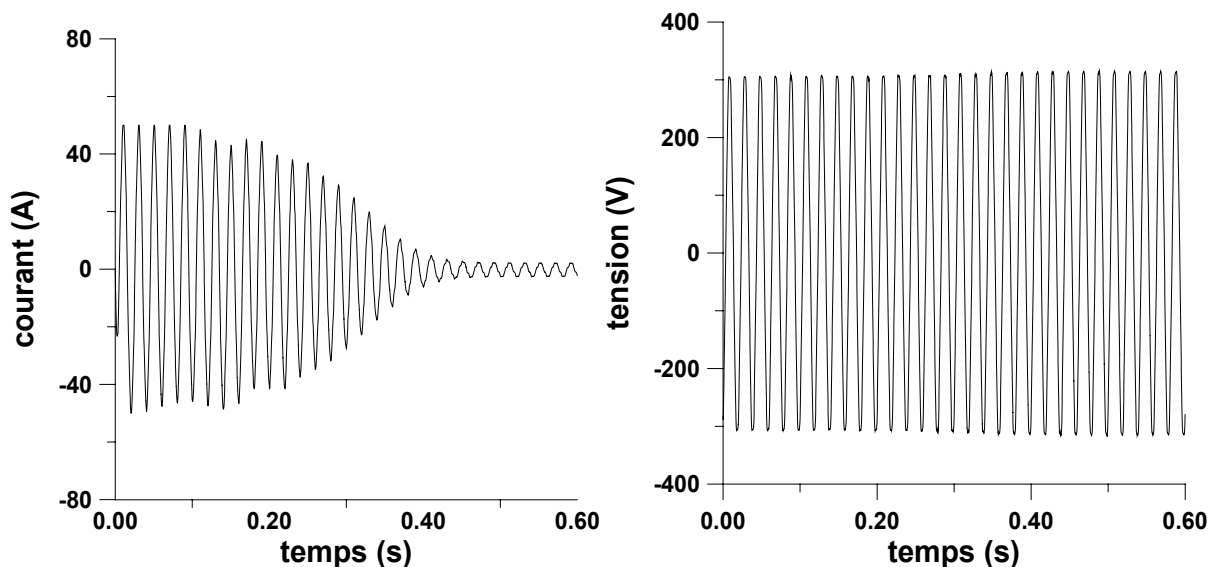


Figure IV.5. Courant de démarrage et tension simple correspondante au moteur M2

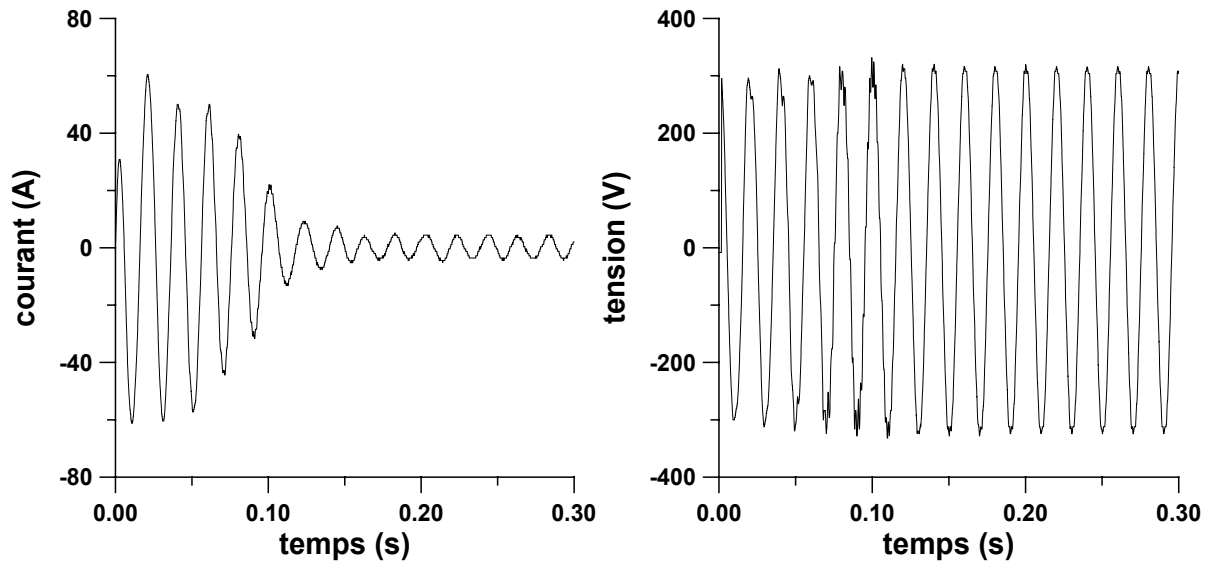


Figure IV.6. Courant de démarrage et tension simple correspondante au moteur M4

## 4.2 Résultats

L'identification des moteurs M2 et M4 conduit aux paramètres donnés par le tableau IV.1.

Paramètres	Moteur M2	Moteur M4
$l_{fs}$ (mH)	7.16	6.42
$l_{fr}$ (mH)	7.16	6.42
$R_s$ ( $\Omega$ )	2.94	2.38
$R_r$ ( $\Omega$ )	1.82	1.60
$J$ (Kg/ms <sup>2</sup> )	$26.77 \cdot 10^{-3}$	$34.93 \cdot 10^{-3}$
$f_r$ (Mn s/rd)	$6.33 \cdot 10^{-3}$	$6.08 \cdot 10^{-3}$
$C_s$ (Mn)	0.095	0
$C_1$ (mH)	$311.7987 \cdot 10^{-3}$	$143.9852 \cdot 10^{-3}$
$C_2$ (Wb/A <sup>2</sup> )	$-78.1072 \cdot 10^{-3}$	$-10.3228 \cdot 10^{-3}$
$C_3$ (Wb/A <sup>3</sup> )	$8.6090 \cdot 10^{-3}$	$-0.0055 \cdot 10^{-3}$
$C_4$ (Wb/A <sup>4</sup> )	$-0.1005 \cdot 10^{-3}$	$0.0208 \cdot 10^{-3}$
$C_5$ (Wb/A <sup>5</sup> )	$-0.0015 \cdot 10^{-3}$	$-0.0003 \cdot 10^{-3}$

Tableau IV.1. Paramètres estimés en régime saturé des moteurs M2 et M4

Les figures IV.7 et IV.10 représentent les variations des courbes de magnétisation, des inductances magnétisantes ainsi que des inductances dynamiques des 2 moteurs en fonction du courant magnétisant.

Les inductances dynamiques et magnétisantes sont déduites à partir de la courbe de magnétisation identifiée en utilisant les équations (IV.15). Les figure IV.8 et IV.11 montrent la superposition entre les courants mesurés et calculés.

Les erreurs absolues entre les courants mesurés et calculés à l'aide des paramètres estimés en fonction du temps. Les figures IV.9 et IV.12 montrent que l'écart entre les courants mesurés et les courants calculés est plus important en régime transitoire qu'en régime permanent

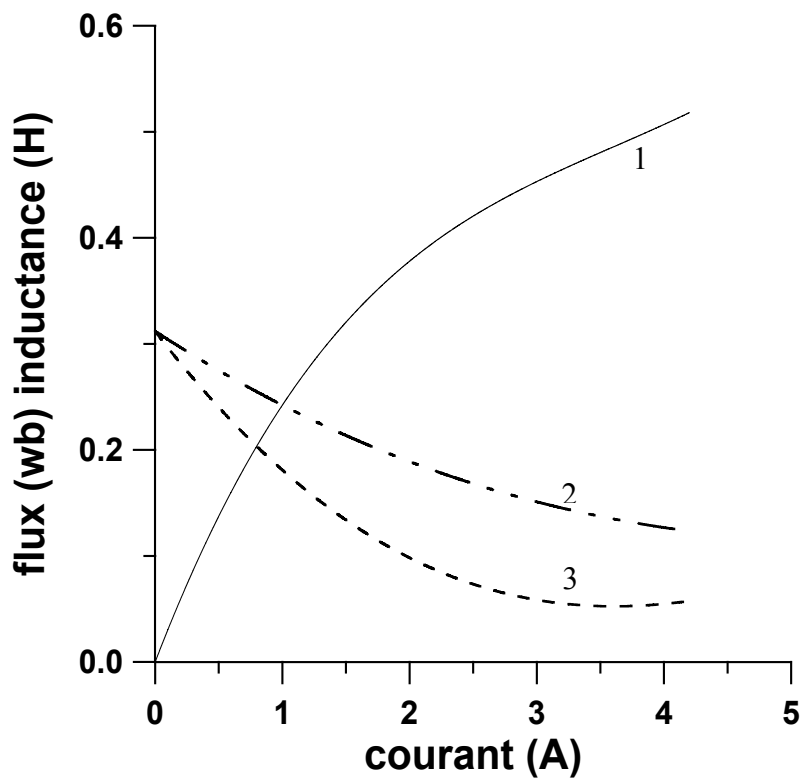


Figure IV.7. Courbe de magnétisation (1) , inductances statique (2) et dynamique (3) du moteur M2

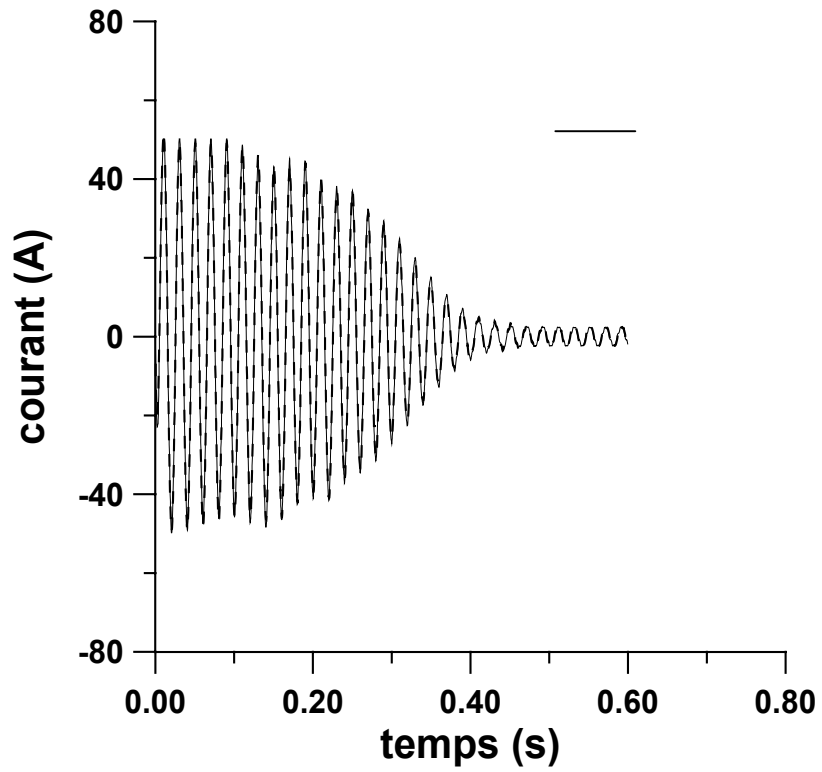


Figure IV.8. Superposition du courant mesuré et calculé. Moteur M2

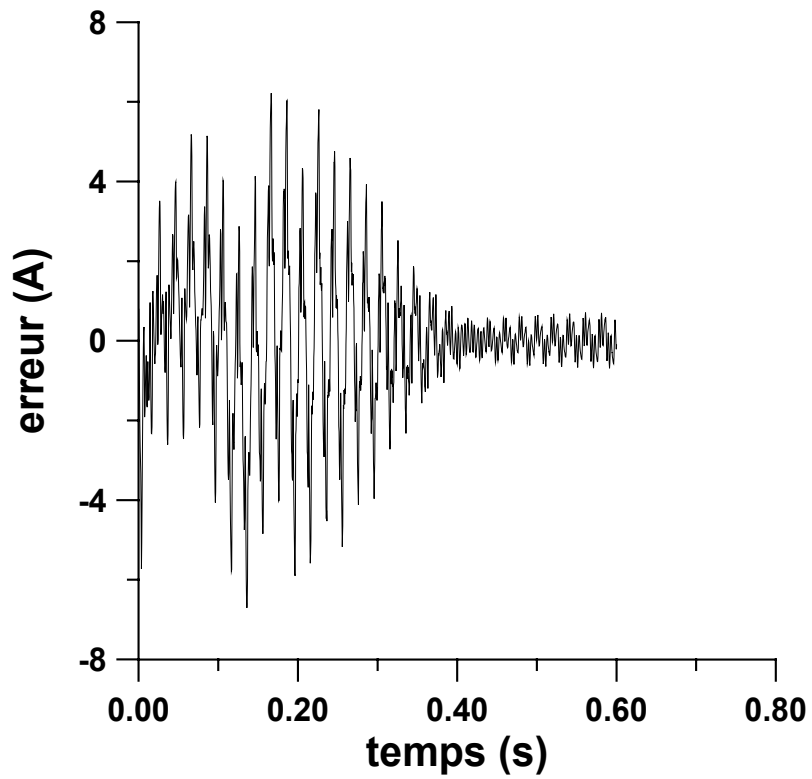


Figure IV.9. Erreur absolue entre le courant mesuré et le courant Calculé. Moteur M2



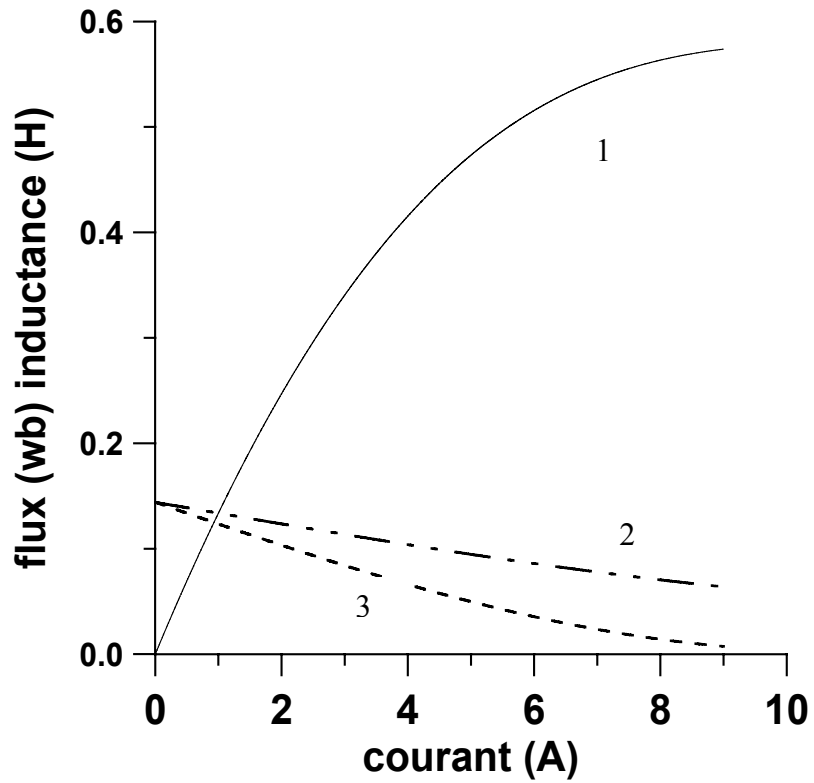


Figure IV.10. Courbe de magnétisation (1) , inductances statique (2) et dynamique (3) du moteur M4

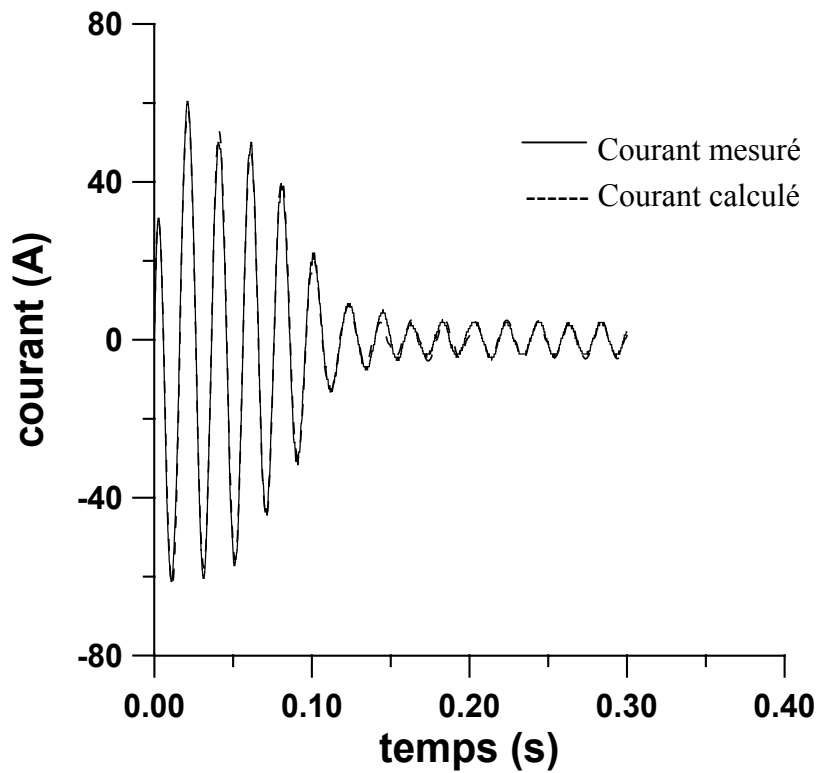
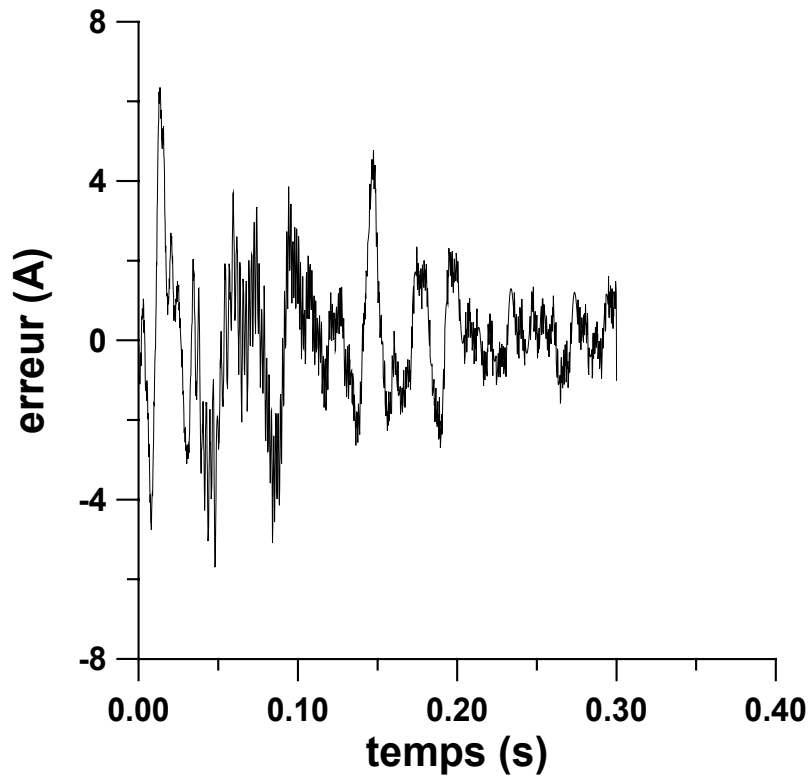


Figure IV.11. Superposition du courant mesuré et calculé. Moteur M4



**Figure VI.12.** Erreur absolue entre le courant mesuré et le courant Calculé. Moteur M4

### 4.3 Comparaisons

En utilisant les paramètres estimés à l'aide de la technique de Hooke et Jeeves en régime linéaire et saturé du moteur M2, nous obtenons les figures II.42 et IV.9 qui représentent l'erreur absolue respectivement pour chaque régime. Les figures IV.13 et IV.14 représentent la superposition entre le courant mesuré et les courants calculés pour chaque régime. Nous remarquons que l'erreur absolue est importante aux sommets comme le montrent les figures IV.13 et IV.14. Ces dernières montrent que la prise en compte de la saturation dans le modèle réduit l'erreur absolue de 50%.

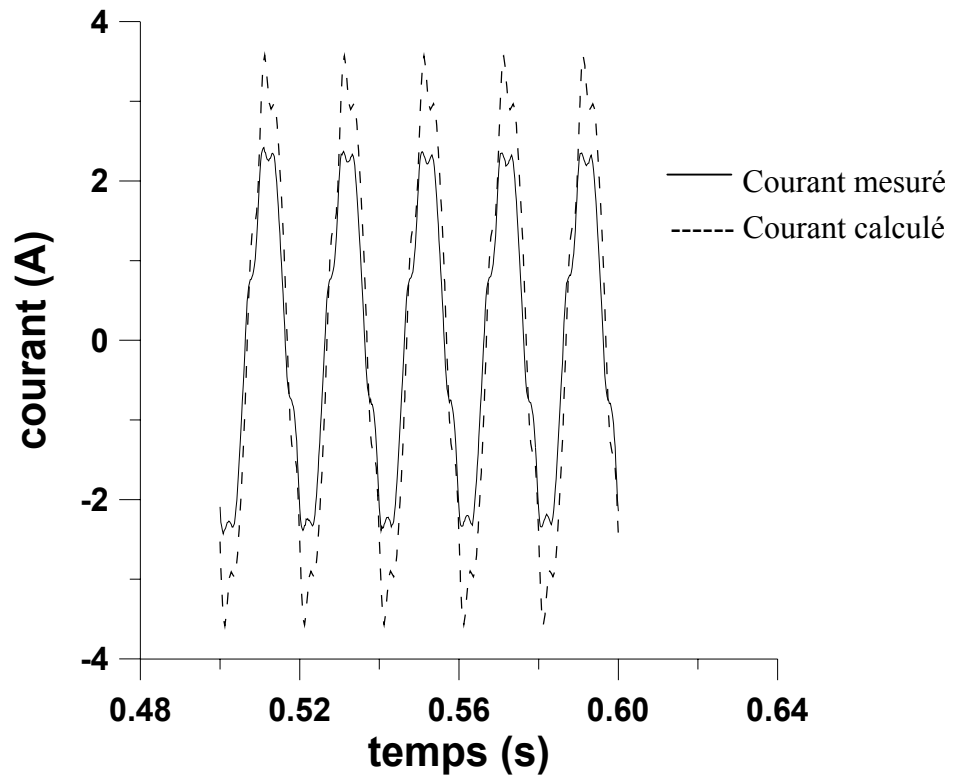


Figure IV.13. Superposition du courant mesuré et calculé.  
Moteur M2, Regime linéaire

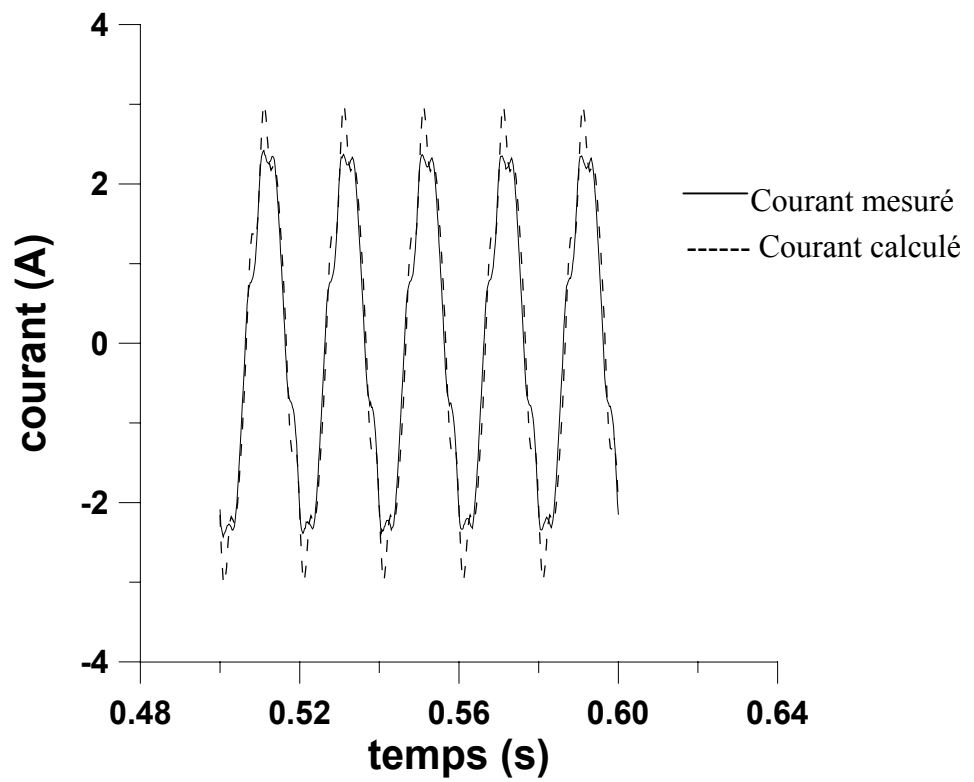


Figure IV.14. Superposition du courant mesuré et calculé.  
Moteur M2, Regime saturé

## **5 Conclusion**

Après un bref aperçu sur le phénomène de la saturation, nous avons présenté un modèle de la machine asynchrone en régime saturé, mais qui ne tient compte que du premier harmonique d'espace. Nous avons ensuite validé notre approche d'identification en la testant sur deux moteurs asynchrones. Les résultats obtenus sont satisfaisants, comme le montrent les figures donnant l'erreur absolue entre les courants mesurés et calculés.

# **CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté est une contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. Il s'appuie sur les trois étapes suivantes :

- le choix du modèle de la machine ;
- le choix des signaux d'entrée-sortie ;
- le choix du critère de similitude.

Dans notre approche, les paramètres électriques et mécaniques sont déterminés simultanément à l'aide de la méthode du modèle de référence. Le courant de démarrage et la tension simple correspondante sont considérés comme des signaux d'entrée-sortie, tandis que l'erreur quadratique entre les courants mesurés et ceux calculés est choisie comme critère de similitude. Quant à la machine, nous avons adopté un modèle ayant à quatre paramètres électriques mesurables.

Tout d'abord, nous avons testé notre approche d'identification en utilisant trois techniques de minimisation sans calcul de dérivées : méthodes de relaxation cyclique, de Hooke et Jeeves et de Rosenbrock. Nous avons alors validé notre approche à l'aide de données simulées, puis de données expérimentales pour identifier différents moteurs asynchrones. Nous avons vérifié que les trois techniques convergent vers le même vecteur paramètres solution indépendamment du vecteur initial et du type d'alimentation ( sinusoïdale et en créneau). Ce résultat nous permet donc de confirmer l'unicité de la solution.

Nous avons ensuite montré que la particularité de la technique de Rosenbrock qui change complètement la base constituant les directions de recherche explique sa supériorité de convergence par rapport aux deux autres méthodes.

Ces méthodes sans calcul de dérivées sont bien adaptées à l'identification de la machine asynchrone qui est régie par un système d'équations non linéaires ne permettant pas l'obtention d'une expression mathématique de l'erreur quadratique. Toutefois leur inconvénient majeur réside dans la lenteur de leur convergence.

Nous nous sommes alors intéressé aux techniques de minimisation basées sur le calcul du gradient de la fonction quadratique car elles convergent plus rapidement. Ces techniques déterministes font intervenir à chaque itération l'évaluation de la direction de recherche (gradient). La détermination de ce gradient par les techniques habituelles des différences finies peut induire des erreurs de calcul non négligeables de différenciation.

Nous avons proposé une méthode originale de calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Nous avons d'abord testé la méthode à l'aide d'un modèle linéaire représentant un moteur asynchrone monophasé en montrant que les valeurs du gradient calculées de façon analytique sont comparables à celles obtenues par notre méthode. Nous avons ensuite associé la méthode avec l'algorithme de Fletcher-Reeves pour identifier différents moteurs asynchrones. Nous avons alors montré que les vecteurs paramètres identifiés sont identiques à ceux obtenus par les techniques de minimisation sans calcul de dérivées, et qu'ils sont obtenus de façon beaucoup plus rapide.

Les méthodes d'identification décrites plus haut considèrent un modèle linéaire de la machine. Elles recherchent donc un vecteur paramètre moyen qui tient compte d'éventuelles variations des inductances avec le phénomène de la saturation magnétique. Toutefois, lorsque ce

phénomène devient important, comme c'est le cas des machines modernes où l'entrefer est choisi de plus en plus réduit, le vecteur moyen peut alors conduire à un courant calculé s'écartant de façon sensible du courant mesuré. Nous avons alors développé un modèle non linéaire de la machine asynchrone, et nous avons utilisé notre approche d'identification pour déterminer simultanément les paramètres électriques, mécaniques et magnétiques à partir de la seule mesure du courant et de la tension simple correspondante. Les résultats d'identification obtenus sur deux moteurs asynchrones triphasés attestent la validité de la méthode ainsi que sa convergence, et montrent l'intérêt de ce modèle qui tient compte de la saturation sur le modèle linéaire classique car il conduit à des erreurs entre les courants calculés et les courants mesurés beaucoup plus faibles.

L'accessibilité et la facilité des mesures nécessaires à notre approche nous encouragent d'envisager son application pour le diagnostic préventif afin apprécier l'état de santé de la machine. Nous nous proposons en effet de suivre l'évolution des paramètres de modèles dédiés à la détection de défaillances précises liées aux machines électriques, en vue de détecter et de localiser un éventuel défaut.

**ANNEXES**



**A21 Construction d'une base orthonormée à l'aide de l'Algorithme de Gram-Schmidt.**

Considérons une base orthonormée  $(d_1, \dots, d_n)$ . En démarrant du point  $X_k$  la minimisation d'une fonction objectif suivant les différentes directions  $d_j$  donne le point  $X_{k+1}$ . La nouvelle base

orthonormée  $(\bar{d}_1, \dots, \bar{d}_2)$

Est construite de la manière suivante :

$$X_{k+1} - X_k = \sum_{j=1}^n \lambda_j \cdot d_j \quad (\text{A21.1})$$

$$\bar{d}_j = \frac{b_j}{\|b_j\|}, \quad b_j = \begin{cases} a_j & \text{if } j=1 \\ a_j - \sum_{i=1}^{j-1} (a_j \bar{d}_i) \bar{d}_i & j \geq 2 \end{cases}, \quad a_j = \begin{cases} d_j & \text{if } \lambda_j=0 \\ \sum_{i=j}^n \lambda_i \cdot d_i & \text{if } \lambda_j \neq 0 \end{cases} \quad (\text{A21.2})$$

A22 Calcul littéral du gradient. Termes intervenant dans les fonctions de sensibilité.

$$\frac{\partial A1}{\partial \sigma_s} = -\frac{1}{2 \cdot \sigma_s^2} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) - \frac{1}{2 \cdot \sigma_s^2} \sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s \cdot T_r}} - \frac{1}{\sigma_s \cdot T_s \cdot T_r} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s \cdot T_r}}} \quad (\text{A22.1})$$

$$\frac{\partial A1}{\partial T_s} = -\frac{1}{2 \sigma_s \cdot T_s^2} + \frac{1}{2 \sigma_s} \left( -\frac{1}{T_s^2} \cdot \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s^2 \cdot T_r} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s^2 \cdot T_r}}} \quad (\text{A22.2})$$

$$\frac{\partial A1}{\partial T_r} = -\frac{1}{2 \sigma_s \cdot T_r^2} + \frac{1}{2 \sigma_s} \left( -\frac{1}{T_r^2} \cdot \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_r^2 \cdot T_s} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_r^2 \cdot T_s}}} \quad (\text{A22.3})$$

$$\frac{\partial A1}{\partial L_s} = 0 \quad (\text{A22.4})$$

$$\frac{\partial A2}{\partial \sigma_s} = -\frac{1}{2 \cdot \sigma_s^2} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{1}{2 \cdot \sigma_s^2} \sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s \cdot T_r}} + \frac{1}{\sigma_s \cdot T_s \cdot T_r} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s \cdot T_r}}} \quad (\text{A22.5})$$

$$\frac{\partial A2}{\partial T_s} = -\frac{1}{2 \sigma_s \cdot T_s^2} - \frac{1}{2 \sigma_s} \left( -\frac{1}{T_s^2} \cdot \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s^2 \cdot T_r} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4 \cdot \sigma_s}{T_s^2 \cdot T_r}}} \quad (\text{A22.6})$$

$$\frac{\partial A2}{\partial T_r} = \frac{1}{2\sigma_s T_r^2} - \frac{1}{2\sigma_s} \left( -\frac{1}{T_r^2} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + \frac{4\sigma_s}{T_r^2 T_s} \right) \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4\sigma_s}{T_r^2 T_s}}} \quad (\text{A22.7})$$

$$\frac{\partial A2}{\partial L_s} = 0 \quad (\text{A22.8})$$

$$\frac{\partial A3}{\partial \sigma_s} = \left[ -(A1-A2) \left( \frac{1}{\sigma_s^2 T_s} + \frac{\partial A2}{\partial \sigma_s} \right) - \left( \frac{1}{\sigma_s T_s} - A2 \right) \left( \frac{\partial A1}{\partial \sigma_s} - \frac{\partial A2}{\partial \sigma_s} \right) \right] \frac{1}{(A1-A2)^2} \quad (\text{A22.9})$$

$$\frac{\partial A3}{\partial T_s} = \left[ -(A1-A2) \left( \frac{1}{\sigma_s T_s^2} + \frac{\partial A2}{\partial T_s} \right) - \left( \frac{1}{\sigma_s T_s} - A2 \right) \left( \frac{\partial A1}{\partial T_s} - \frac{\partial A2}{\partial T_s} \right) \right] \frac{1}{(A1-A2)^2} \quad (\text{A22.10})$$

$$\frac{\partial A3}{\partial T_r} = \left[ -(A1-A2) \frac{\partial A2}{\partial T_r} - \left( \frac{1}{\sigma_s T_s} - A2 \right) \left( \frac{\partial A1}{\partial T_r} - \frac{\partial A2}{\partial T_r} \right) \right] \frac{1}{(A1-A2)^2} \quad (\text{A22.11})$$

$$\frac{\partial A3}{\partial L_s} = 0 \quad \frac{\partial I_o}{\partial \sigma_s} = 0 \quad (\text{A22.12})$$

$$\frac{\partial I_o}{\partial T_s} = \frac{E L_s}{T_s^2} \quad \frac{\partial I_o}{\partial L_s} = \frac{E}{T_s} \quad (\text{A22.13})$$

### A3 Présentations des systèmes permettant le calcul des différentes fonctions de sensibilités.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I'_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI'_{dr}}{dt} = \frac{1}{\sigma T_s} I_{ds} - \frac{P_o \Omega}{\sigma} I_{qs} - \frac{1}{\sigma T_r} I'_{dr} - \frac{P_o \Omega}{\sigma} I'_{qr} - \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI'_{qr}}{dt} = \frac{P_o \Omega}{\sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} + \frac{P_o \Omega}{\sigma} I'_{dr} - \frac{1}{\sigma T_r} I'_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P_o}{J} (1-\sigma) L_s (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_s}{J} \end{array} \right. \quad (\text{A3.1})$$

A partir du système d'équations (1) décrivant le fonctionnement du moteur, nous déduisons par dérivations partielles, et ce par rapport aux différents paramètres caractérisant le moteur, les systèmes d'équations permettant de calculer les différentes fonctions de sensibilités. Ces dernières sont déterminées par intégration numérique à l'aide de l'algorithme de Range-Kutta. Ces fonctions de sensibilité conduisent à la détermination du gradient de l'erreur quadratique utilisée dans la méthode de calcul que nous avons proposée pour identifier un moteur asynchrone triphasé.

Les systèmes suivants permettent de calculer respectivement les différentes fonctions de sensibilités

suyvantes :  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial J}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r}$  ,  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s}$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) &= \frac{1}{\sigma^2 T_s} I_{ds} - \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I_{qs} - \frac{1}{\sigma^2 T_r} I'_{dr} - \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I'_{qr} - \frac{V_{ds}}{\sigma^2 L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} \right) &= \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I_{ds} + \frac{1}{\sigma^2 T_s} I_{qs} + \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I'_{dr} - \frac{1}{\sigma^2 T_r} I'_{qr} - \frac{V_{qs}}{\sigma^2 L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{1}{\sigma^2 T_s} I_{ds} + \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I_{qs} + \frac{1}{\sigma^2 T_r} I'_{dr} + \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I'_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma^2 L_s} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma^2 T_s} I_{qs} - \frac{1}{\sigma^2} P_o \Omega I'_{dr} + \frac{1}{\sigma^2 T_r} I'_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma^2 L_s} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma} \right) &= -\frac{P_o L_s}{J} (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) + \frac{P_o}{J} (1-\sigma) L_s \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} \right) &= \frac{1}{\sigma T_s^2} I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I'_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} \right) &= -\frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma T_s} I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega I'_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I'_{qr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_s^2} I_{ds} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_s^2} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial T_s} \right) &= \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_s} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_s} - I_{ds} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial T_s} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_s} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial T_s} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} \right) &= \frac{V_{ds}}{\sigma L_s^2} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} \right) &= \frac{V_{qs}}{\sigma L_s^2} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} \right) &= \frac{V_{ds}}{\sigma L_s^2} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} \right) &= \frac{V_{qs}}{\sigma L_s^2} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial L_s} \right) &= \frac{P_o (1-\sigma)}{J} (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I'_{qr}) + \frac{P_o}{J} (1-\sigma) L_s \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial L_s} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial L_s} - I_{ds} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial L_s} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial L_s} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial L_s} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_r^2} I'_{dr} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_r^2} I'_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} \right) &= \frac{1}{\sigma T_r^2} I'_{dr} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \right) &= \frac{1}{\sigma T_r^2} I'_{qr} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial T_r} \right) &= \frac{P_o(1-\sigma)L_s}{J} \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial T_r} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial T_r} - I_{ds} \frac{\partial I_{qr}}{\partial T_r} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial T_r} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial T_r} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial J} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial J} \right) &= \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial J} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial J} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial J} \right) &= \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \right) &= \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial J} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial J} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial J} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial J} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial J} \right) &= -\frac{P_o(1-\sigma)L_s}{J_2} (I_{qs} I'_{dr} - I_{ds} I_{qr}) + \frac{f_r \Omega}{J_2} + \frac{C_s}{J_2} + \frac{P_o(1-\sigma)L_s}{J} \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds} \frac{\partial I_{qr}}{\partial \sigma} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} \right) &= -\frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} \right) &= \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} \right) &= \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \right) &= \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial f_r} \right) &= -\frac{\Omega}{J} + \frac{P_o(1-\sigma)L_s}{J} \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial f_r} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial f_r} - I_{ds} \frac{\partial I_{qr}}{\partial f_r} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial f_r} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial f_r} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s} \right) &= \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial C_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial C_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial C_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I_{qs}}{\partial C_s} \right) &= \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s} - \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial C_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial C_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial C_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{dr}}{\partial C_s} \right) &= \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{qs}}{\partial C_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial C_s} - \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{qr}}{\partial C_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial I'_{qr}}{\partial C_s} \right) &= \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I_{ds}}{\partial C_s} + \frac{1}{\sigma T_s} \frac{\partial I_{qs}}{\partial C_s} + \frac{1}{\sigma} P_o \Omega \frac{\partial I'_{dr}}{\partial C_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial C_s} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \Omega}{\partial C_s} \right) &= -\frac{1}{J} + \frac{P_o}{J} (1-\sigma) L_s \left( I'_{dr} \frac{\partial I_{qs}}{\partial \sigma} + I_{qs} \frac{\partial I'_{dr}}{\partial \sigma} - I_{ds} \frac{\partial I'_{qr}}{\partial \sigma} - I'_{qr} \frac{\partial I_{ds}}{\partial \sigma} \right) - \frac{f_r}{J} \frac{\partial \Omega}{\partial \sigma} \end{aligned} \right.$$

**A4 1: Calcul de  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$ .**

Sachant que  $\Phi_{dm} = L_m I_{dm}$  et  $\Phi_m = L_m I_m$  nous pouvons écrire que :

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \Phi_m \frac{I_{dm}}{I_m} \right) = \frac{d\Phi_m}{dt} \frac{I_{dm}}{I_m} + \Phi_m \frac{d}{dt} \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \right) \quad (\text{A41.1})$$

L'expression précédente peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = \frac{d\Phi_m}{dI_m} \frac{dI_m}{dt} \frac{I_{dm}}{I_m} + \Phi_m \frac{\frac{dI_{dm}}{dt} I_m - \frac{dI_m}{dt} I_{dm}}{I_m^2} \quad (\text{A41.2})$$

Sachant que  $I_m = \sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2}$ , donc  $\frac{dI_m}{dt} = \frac{I_{dm} \frac{dI_{dm}}{dt} + I_{qm} \frac{dI_{qm}}{dt}}{I_m}$  (A41.3)

Posons : 
$$\begin{cases} L = \frac{d\phi_m}{dI_m} \\ L_m = \frac{\phi_m}{I_m} \end{cases} \quad (\text{A41.4})$$

L et  $L_m$  représentent respectivement l'inductance dynamique et l'inductance statique (ou magnétisante).

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = L \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \frac{I_{dm}}{I_m} + L_m \left( \frac{dI_{dm}}{dt} - \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_m}{dt} \right) \quad (\text{A.41.5})$$

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = L \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \frac{I_{qm}}{I_m} + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} - L_m \frac{I_{qm}}{I_m} \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \quad (\text{A41.6})$$

Désignons par  $\mu$  désigne l'angle entre le courant magnétisant  $I_m$  et l'axe d.

$$\begin{cases} \cos \mu = \frac{I_{md}}{I_m} \\ \sin \mu = \frac{I_{mq}}{I_m} \end{cases} \quad (\text{A41.7})$$

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = L \left( \cos \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin \mu \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \sin \mu + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} - L_m \sin \mu \left( \cos \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin \mu \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \quad (\text{A41.8})$$

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + (L - L_m) (\sin \mu)^2 \frac{dI_{qm}}{dt} + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A41.9})$$

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \left( L (\sin \mu)^2 + L_m (\cos \mu)^2 \right) \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A41.10})$$

L'expression précédente peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = L_{ddm} \frac{dI_{dm}}{dt} + L_{dqdm} \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A41.11})$$

avec

$$L_{dqdm} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu = \frac{L - L_m}{2} \sin 2\mu \quad (\text{A41.12})$$

En posant que :

$$\frac{L - L_m}{2} = L_2 \quad \text{et} \quad L_{2s} = L_2 \sin 2\mu \quad \text{nous aurons} \quad L_{ddm} = L_{2s} \quad (\text{A41.13})$$

$$L_{ddm} = L (\sin \mu)^2 + L_m (\cos \mu)^2 = L + (L_m - L) (\cos \mu)^2 = L + (L_m - L) \left( \frac{1 + \cos 2\mu}{2} \right) \quad (\text{A42.13})$$

$$L_{dqdm} = \frac{L + L_m}{2} - \frac{L - L_m}{2} \cos 2\mu \quad (\text{A41.14})$$

$$\text{En posant que} \quad \frac{L + L_m}{2} = L_o \quad \text{et} \quad L_{2c} = L_2 \cos 2\mu \quad \text{nous aurons} \quad L_{dqdm} = L_o - L_{2c} \quad (\text{A41.15})$$

**A42 Calcul de  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  .**

Sachant que  $\Phi_{qm} = L_m I_{qm}$  et  $\Phi_m = L_m I_m$  nous pouvons écrire que :

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \Phi_m \frac{I_{qm}}{I_m} \right) = \frac{d\Phi_m}{dt} \frac{I_{qm}}{I_m} + \Phi_m \frac{d}{dt} \left( \frac{I_{qm}}{I_m} \right) \quad (\text{A42.1})$$

L'expression précédente peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = \frac{d\Phi_m}{dI_m} \frac{dI_m}{dt} \frac{I_{qm}}{I_m} + \Phi_m \frac{\frac{dI_{qm}}{dt} I_m - dI_m \frac{I_{qm}}{dt}}{I_m^2} \quad (\text{A42.2})$$

Sachant que  $I_m = \sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2}$  donc  $\frac{dI_m}{dt} = \frac{I_{dm} \frac{dI_{dm}}{dt} + I_{qm} \frac{dI_{qm}}{dt}}{I_m}$  (A42.3)

Posons : 
$$\begin{cases} L = \frac{d\phi_m}{dI_m} \\ L_m = \frac{\phi_m}{I_m} \end{cases} \quad (\text{A42.4})$$

L et  $L_m$  représentent respectivement l'inductance dynamique et l'inductance statique (magnétisante).

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \frac{I_{qm}}{I_m} + L_m \left( \frac{dI_{qm}}{dt} - \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_m}{dt} \right) \quad (\text{A42.5})$$

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \frac{I_{qm}}{I_m} + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} - L_m \frac{I_{qm}}{I_m} \left( \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \quad (\text{A42.6})$$

Puisque  $\mu$  désigne toujours l'angle entre  $I_m$  et l'axe d, nous obtenons :

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L \left( \cos \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin \mu \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \sin \mu + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} - L_m \sin \mu \left( \cos \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin \mu \frac{dI_{qm}}{dt} \right) \quad (\text{A42.7})$$

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + (L - L_m) (\sin \mu)^2 \frac{dI_{qm}}{dt} + L_m \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A42.8})$$

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu \frac{dI_{dm}}{dt} + \left( L (\sin \mu)^2 + L_m (\cos \mu)^2 \right) \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A42.9})$$

L'expression précédente peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L_{dqm} \frac{dI_{dm}}{dt} + L_{qqm} \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (\text{A42.10})$$

Avec

$$L_{dqm} = (L - L_m) \cos \mu \sin \mu = \frac{L - L_m}{2} \sin 2\mu \quad (\text{A42.11})$$

En posant que:

$$\frac{L - L_m}{2} = L_2 \quad \text{et} \quad L_{2s} = L_2 \sin 2\mu \quad \text{nous avons} \quad L_{dqm} = L_{2s} \quad (\text{A42.12})$$

$$L_{qqm} = L(\sin \mu)^2 + L_m(\cos \mu)^2 = L + (L_m - L)(\cos \mu)^2 = L + (L_m - L) \left( \frac{1 + \cos 2\mu}{2} \right) \quad (\text{A42.13})$$

$$L_{qqm} = \frac{L + L_m}{2} - \frac{L - L_m}{2} \cos 2\mu \quad (\text{A42.14})$$

$$\text{En posant que : } \frac{L + L_m}{2} = L_o \quad \text{et} \quad L_{2c} = L_2 \cos 2\mu \quad , \quad \text{donc} \quad L_{qqm} = L_o - L_{2c} \quad (\text{A42.15})$$

Finalement  $\frac{d\Phi_{dm}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{qm}}{dt}$  s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = (L_o + L_{2c}) \frac{dI_{dm}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = L_{2s} \frac{dI_{dm}}{dt} + (L_o + L_{2c}) \frac{dI_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A42.16})$$



# **BIBLIOGRAPHIE**

- [ABD99] M.Abdel-Salam, S.Abou-Shadi, Y.Sayed, " Analys of induction motors fed from constant current source taking core-loss and saturation into consideration" *Electric Machines and Power Sytems*, pp 581-599, 1999.
- [ALG70] P.L.Alger, "Induction machines", Gordon and Breach Science Publishers, second edition 1970.
- [BAG99] Baghli.L., " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat de l'Université Henry Poincaré Nancy-I. 99.
- [BEL98] Bellaa-Mrabet N., Jelassi K., "Comparaison de méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone", *Eur. Phys. J.AP3*, pp 71-80 ,1998.
- [BOL87] Boldea,S.A.Nasar,"Unified treatment of core losses and saturation in the orthoghonal-axis model of electric machines" ",*IEE Proceedings*, Vol.134,Pt.B,No.6,Nov 1987..
- [BOU99A] Bounekhla. M, Zaïm M.E., Rezzoug A. " Parameters Identification of an induction machine", *Electrimacs'99*, Lisbonne (Portugal), september 1999.
- [BOU00A] Bounekhla. M, Zaïm M.E., Rezzoug A., Aït-Ahmed M., "The Hooke and Jeeves algorithm approach in the identification of the induction machines parameters", *ICEM 2000 Helsinki*.
- [BOU00B] Bounekhla.M, Zaïm M.E., Rezzoug A., Aït-Ahmed M., "Application of Rosenbroc algorithm to motor parameters identification using transient stator current measurements", *PEVD Septembre2000*.
- [BOU01] Bounekhla. M, Guessoum A, Zaïm M.E., Rezzoug A., "Application of genetic algorithm to estimate parameter's induction machine", *UPEC2001 Swensea UK*.
- [BOU03] Bounekhla M., Zaïm M.E., Rezzoug A., "Calcul du gradient à l'aide des fonctions de sensibilité. Application à l'identification de la machine asynchrone", *Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE) Vol6-N°5-6/2003*
- [BOU03A] Bounekhla M., Zaïm M.E., Rezzoug A., "Identification of satured induction motor parameters from transient stator current measurement", *EPE 2003 Toulouse*
- [BRO 83] J.E.Brown, K.P.Kovacs, P.Vas, "A method of including the effects of main flux saturation in the generalized equations of A.C.machines", *IEEE Trans.on power Apparatus and Systems*, vol Pas 102, n<sup>o</sup>1, January pp 96-103, 1983
- [CAR95] Caron J.P., Hautier J.P., "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Ed. Technip, 1995.
- [CHA 83] J.Chatelain, "Machines électriques", *Traité d'électricité, Volume X*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1983

- [FAI 95] Faidallah A., " Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de doctorat de l'INPL. 95.
- [FLE 63] R.Fletecher, M.J.D.Powell , " A rapidly convergent descent method for minimisation ", Computer J.N° 6, 1963.
- [GAS 99] A.Gastli, "Identification of induction motor equivalent circuit parameters using the single-phase test", IEEE Trans .on energy conversion, Vol 14 No1, March 1999.
- [GIL 92] Jean Charles Gilbert, Jorge Nocedal " Global convergence properties of conjugate gradient methods for optimization" SIAM J Optimization Vol 5n N°1, pp 21-42, February 1992.
- [IAN 83] IAN A. A.Melkebeek, Donald W. Novotny, "The Influence of Saturation on Induction Machine Drive Dynamics", IEEE Trans .Ind. appl, Vol IA-19 N° 5 sept/oct 1983.
- [KAS 00] T.Kasmich, Y.Lefevre, J.C.Hapiot, "Modeling and experimental characterisation of saturated effect of an induction machine", European Physical Journal, Applied Physics N°10, 123-130, 2000.
- [KHE 92] N. Khenfer, A. Rezzoug, E.J. Gudefin, F.Meibody-Tahar, "Identification of asynchronous machines. Experimental methods and results",Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, Manchester, United Kingdom, september 1992, pp. 283-287.
- [KHE 95] N.Khenfer,"Machines asynchrones; ses modèles, son identification et sa commande", Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine.1995.
- [KLA 93] N.R.Klaes , "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation", IEEE Trans .Ind. appl, Vol 29 N° 6 nov/dec 1993.
- [KOV 84] K.P.Kovacs , " On the theory of cylindrical rotor AC machines , including main flux saturation" IEEE Trans.Power.App .Syst, Vol.103, N°4, pp.754-761, 1984
- [KRA 65] Krause P.C., "Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines", IEEE Trans. on power apparatus and systems, vol. pas 84, N°-11, pp 1025-1037, nov. 1965.
- [LET 96] Letha T., "Parameter identification of an induction motor using Fuzzy Logic controller", PEMC, Budapest-Hungary, septembre 1996
- [LEV 96] E.Levi, Dj.Oros, R.Jevremovic, " A novel saturated induction machine model with application in analysis of capacitor braking" Electrimacs 96, pp 977-982.
- [LEV 97] E.Levi, " Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models " IEEE Trans .on energy conversion, Vol 12 No3, September 1997.
- [LIM 97] Antonio Marcus Nogueira Lima, Cursino Brandao Jacobina, Eurico Bezerra de Souza Filho, " Nonlinear parameter estimation of steady-state induction machine models " IEEE Trans on industrial electronics, Vol 44, N°3, June 1997.

- [LUE73] Luenberger D.G., "Introduction to linear and non linear programming", Addison Wesley, 1973.
- [LES91] J.Lesenne, F.Notelet, G.Seguir, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation, Paris 1981.
- [LUB03] Lubin.T., "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable.Prise en compte de la saturation", Thèse de doctorat de l'Université Henry Poincaré Nancy-I. 2003.
- [MAR63] D.M.Marquardt, " An algorithm for least-squares of non-linear parameters " J.Soc.Ind.Appl.Math, 11,pp 431-441, 1963.
- [MEK01] Mekhtoub. S, "Machine asynchrone en régime saturé", Thèse de Doctorat d'état és-Sciences de l'ENP d'Alger.2001.
- [MIA 95] H.Al. Miah,P.Plagnotte, J.C.Trigeassou, " Modelling and recursive identification of parameters of saturated induction machines " EPE 95 Sevilla.
- [MIN 83] M.Minioux, "Programmation mathématiques, Théorie et algorithmes", Dunod Paris1983
- [MOR 92] J.C.Moreira and T.Lipo, " Modeling of satured a.c machines including air gap harmonic components", IEEE Trans.Ind.Applicat, Vol 28, N°2, pp 343-349, 1992.
- [MOK93] Bazaraa M.S., Sherall H.D., Shetty C.M., "Nonlinear programming Theory and Algorithms", John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [NEL 65] J.A.Nedler, R.Mead," A simplex method for function minimization " the computer journal, Vol 7, pp 308-313 1965.
- [OJO 90] J.O.Ojo. and T.Y.Lipo, "An improved model of satured induction machines", IEEE Trans. On Industry Applications, Vol.26 N°2. march-april 1990.
- [PEI 00] Zelia Myriam Azzis Peixoto, Paulo Fernando Seixas " Identification at standstill of induction machines including the saturation effects" EPE-PEMC Kostice 2000
- [PLA92] P.Plagnotte, H.Al. Miah, J.C.Trigeassou, " Modelling and non linear identification of static parameters of a double cage induction machine " ICEM 92Manchester UK.
- [POW65] M.J.D.Powell, " A method for minimizing a sum of squares of non-linear functions without calculing derivatives ", Computer, J 7, 1965.
- [REN 95] Renders J.M., "Algorithmes génétiques et réseaux de neurones", Edition Hermès, 1995
- [SAL 94] S.Salon, D.Burow, M.Debortoli, G.Slavik, " Effects of slot closure and magnetic saturation on induction machine behavior" IEEE Transactions on Magnetics Vol.30 N°5. September 1994.

- [SAL 95] Salvador C.L.J., "Identification des paramètres des machines électriques à courant alternatif", Thèse de doctorat de l'INPT. 1995.
- [SUL 95] Charles R.Sullivan, Seth R. Sanders " Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux " IEEE Trans on Ind. App Vol 31, N°4, July/August 1995.
- [STE99] Shaw S.R., Leeb S.B., "Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements", IEEE Trans. Ind. Electron., vol 46, N°-1, pp 139-149, feb. 1999.
- [VAS 81] P.Vas, "Generalised transient analysis of a-c machine" Archiv fur Electrotechnik Vol .63 , pp.57-62, 1981.
- [VAS86] P.Vas, K.E.Hallenius and J.E.Brown, " Cross-Saturation in smooth air gap electrical machines ", IEEE Trans .Energy Convers, Vol.116, N°1,pp.103-112, 1986
- [WAL94] Walter.E, Pronzato.L., "Identification de modèles paramétriques à partir de données expérimentales", Ed.Masson 1994
- [ZAI 02] Zaim.M.E ,Dakhouché K, Bounekhla.M., " Design for Ripple Reduction of a Three-Phase Switched-Reluctance machine", IEEE Transactions on Magnetics Vol.38 N°2.March 2002.