

**UNIVERSITE BLIDA 1**

**Faculté de Technologie**

**Département d'Electronique**

**THESE DE DOCTORAT**

en science

**APPLICATION DES MÉTAHEURISTIQUES À L'IDENTIFICATION ET  
LA COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE**

Par

FATIHA HABBI

Devant le jury composé de

D. AKHRIB	M.C.A	Université de Blida1	Président
A. HOCINE	M.C.A	Université Djilali Bounaama Khemis Miliana	Examinateur
Y. BOT	M.C.A	Université Djilali Bounaama Khemis Miliana	Examinateur
M. BOUNEKHLA	Professeur	Université de Blida1	Directeur de thèse
E. BOUDISSA	M.C.B	Université de Blida1	Invitée

Blida, Novembre 2021

## RÉSUMÉ

Le présent travail s'intéresse à l'identification et à la commande de la machine synchrone (MS) par les métaheuristiques. La machine considérée dans ce travail est une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs (MSPS). L'approche proposée permet de déterminer douze paramètres de la machine à l'aide de la méthode du modèle de référence à partir de l'essai de court-circuit brusque. Parmi ces paramètres, la position initiale du rotor à l'instant de court-circuit est aussi déterminée avec les autres paramètres de la machine. Ces paramètres sont obtenus par minimisation de la somme des erreurs quadratiques entre les courants mesurés (le courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation) et ceux calculés à partir du modèle adopté de la machine. Pour cela, une méthode d'hybridation séquentielle, associant l'algorithme Particle Swarm Optimization (PSO) avec la méthode de Nelder-Mead (NM) est utilisée pour minimiser le critère d'évaluation. La validation de l'approche d'identification ainsi que la méthode d'optimisation adoptée sont effectuées à l'aide de données simulées. La validation des résultats obtenus à l'aide de données expérimentales relevées sur une machine synchrone de 300VA, est confirmée par la superposition appropriée des courants mesurés et ceux calculés par le modèle adopté de la machine.

Par la suite, le modèle non-linéaire de la machine sera utilisé directement sans passer par une linéarisation, afin de réguler la tension de sortie de la machine en utilisant un régulateur PI. Deux métaheuristiques : les algorithmes génétiques (AG) et PSO sont utilisées pour déterminer les valeurs optimales des gains du régulateur PI. De nombreux tests de robustesse sont effectués en tenant en compte des variations de paramètres de la machine avec variation de la charge. De plus, pour améliorer les performances de la courbe de tension de sortie de la génératrice, deux tensions de références sont adoptées.

## ABSTRACT

Identification and control of a synchronous machine (SM) were conducted in this work. The machine considered in this thesis is a salient-pole synchronous machine with damper windings (SPSM). The proposed approach allows us to determine twelve parameters of the machine from the sudden short-circuit test. Among these parameters, the initial position of the rotor at the instant of the short circuit is also determinate with the other parameters of the machine. These parameters are obtained by minimization of the quadratic error's sum between the measured currents (the armature current of the phase (a) and the field current) and those calculated from the adopted model of the machine. For this, hybrid Particle Swarm Optimization-Nelder-Mead Method (PSO-NM) algorithm is used to minimize the fitness function. The identification approach and the optimization method are verified using the simulated data. The validation of the results obtained using experimental data recorded on a synchronous machine of 300VA is confirmed by the superposition of the measured currents and those calculated by the adopted model of the machine.

After that, the nonlinear-model of the machine is used directly without using a linearized mathematical model, in order to regulate the output voltage of the machine using PI controller. Two metaheuristics: Genetic algorithm (GA) and PSO are used to determine the optimal values of the PI controller gains. Numerous robustness tests are carried out taking into account variations in machine parameters and also variations in the load. Furthermore, to improve the performance of the generator output voltage, two reference voltages are adopted.

## ملخص

يهتم هذا العمل بالتعرف على المعلمات للآلة المتزامنة (MS) و التحكم فيها عن طريق الخوارزميات العشوائية.

يتيح النهج المقترح تحديد اثني عشر عنصرا للآلة المتزامنة باستخدام طريقة النموذج المرجعي عن طريق اختبار ماس كهربائي مفاجئ. من بين هذه العناصر، يتم تحديد الموضع الأولي للدوار في لحظة ماس كهربائي أيضا مع المعلمات الأخرى للآلة. يتم الحصول على هذه المعلمات من خلال مجموع الفوارق التربيعية بين التيارات المقاسة وتلك المحسوبة من النموذج المعتمد للآلة. لهذا يتم استخدام طريقة تهجين متسلسلة تربط خوارزمية (PSO) مع خوارزمية (NM) لتقليل معيار التقييم. يتم التحقق من صحة نهج تحديد العناصر و كذلك طريقة التحسين المعتمدة باستخدام بيانات محاكاة. يتم تأكيد التحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام البيانات التجريبية على آلة متزامنة بقوة 300 فولط أمبير من خلال التقارب الصحيح للتيارات المقاسة وتلك المحسوبة بواسطة النموذج المعتمد للآلة.

بعد ذلك، سيتم استخدام النموذج غير الخطي للآلة مباشرة دون تمرير خطي لتنظيم جهد خرج الآلة باستخدام منظم تناسبي تكاملي PI . يتم استخدام اثنين من الخوارزميات (PSO) و الخوارزمية الجينية (AG) لتحديد القيم المثلى لمتغيرات المنظم PI. يتم إجراء العديد من اختبارات المتانة مع مراعاة الاختلافات في معلمات الماكينة و كذلك الاختلافات في الحمولة. في الأخير تم اعتماد جهدين مرجعيين إلى ذلك لتحسين أداء منحنى الجهد.

## REMERCIEMENTS

En premier lieu, je tiens à remercier le grand dieu, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant ces années.

Je tiens à témoigner ma profonde reconnaissance à mon directeur de thèse, Monsieur **M'hamed BOUNEKHLA**, Professeur à l'Université Blida 1, non seulement pour la confiance qu'il m'a témoigné mais aussi pour la qualité de son encadrement, sa patience, sa disponibilité et ses compétences techniques et pédagogiques dont il m'a su me faire profiter. Un merci particulier à Madame **El-ghalia BOUDISSA**, Maitre de conférences (B) à l'Université Blida 1, qui m'a suivi tout au long de ces années. Elle a su me conseiller et me guider tout au long de ce travail de thèse. Je lui suis reconnaissant pour ses qualités professionnelles, intellectuelles et humaines qui ont agrémenté cette thèse.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **Djamel AKHRIB**, Maitre de conférences (A) à l'Université Blida 1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également:

Monsieur **Abdelfettah HOCINE**, Maitre de conférences (A) à l'Université Djilali Bounaama Khemis Miliana et Monsieur **Yucef BOT**, Maitre de conférences (A) à l'Université Djilali Bounaama Khemis Miliana, de l'intérêt qu'ils ont montré pour mon travail et d'avoir accepté d'être examinateurs de ma thèse.

Encore, je tiens tout particulièrement à remercier tout en exprimant ma profonde gratitude à Melle **Nour El Houda GABOUR** et Madame **Naoual TIDJANI**, pour leurs aides. Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce travail.

## DÉDICACES

À ceux qui sont les plus chers au monde, ma mère et mon père à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour leur soutien tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que Dieu leur fasse miséricorde.

À mes frères et mes sœurs.

À tout mes amies.

À tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à ce travail.

## TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ

REMERCIEMENTS

TABLE DES MATIERES

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

INTRODUCTION GENERALE	13
1. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE	17
1.1. Introduction	17
1.2. Description de la machine synchrone	17
1.3. Modélisation de la machine synchrone	20
1.4. Conclusion	33
2. TECHNIQUES D'IDENTIFICATION ET MÉTHODES D'OPTIMISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE	34
2.1. Introduction	34
2.2. Techniques d'identification de la machine synchrone	34
2.2.1. Les mesures directes	34
2.2.2. Calcul des paramètres à partir de la méthode des éléments finis	35
2.2.3. L'analyse classique de court-circuit brusque	35
2.2.4. La méthode d'identification basée sur le modèle de référence	38
2.3. Méthodes d'optimisation	41
2.3.1. Méthodes déterministes	41
2.3.2. Méthodes stochastiques	49
2.3.3. Méthodes hybrides	53
2.4. Résultats de simulation.	54
2.5. Conclusion	59
3. MÉTHAHEURISTIQUES APPLIQUÉES À L'IDENTIFICATION DE LA MACHINE SYNCHRONE	60
3.1. Introduction	60
3.2. Principe de l'essai de court-circuit brusque	60
3.2.1. Modèle de la génératrice en court-circuit	63
3.3. Processus d'identification	64
3.3.1. Algorithme hybride PSO-NM	65

3.14. Résultats	66
3.4.1. Données simulées	66
3.4.2. Données mesurées	84
3.5. Conclusion	91
4. MÉTHAHEURISTIQUES APPLIQUÉES À LA DÉTERMINATION DE L'AVR	92
4.1. Introduction	92
4.2. Régulateur automatique de tension (AVR)	92
4.3. Modèle de la machine synchrone avec une charge	94
4.4. Système de régulation de tension proposé	96
4.4.1. Contrôleur Proportionnel et Intégral PI	97
4.4.2. Ajustement des gains du régulateur PI par optimisation	98
4.4.3. Application des métaheuristiques pour le réglage des gains du contrôleur PI	99
4.4.3.1. Optimisation par algorithme génétique (AG)	99
4.4.3.2. Optimisation par essaim particulaire (PSO)	100
4.5. Résultat et discussion	101
4.5.1. Avant régulation (sans régulateur PI)	101
4.5.2. Après régulation (avec régulateur PI)	102
4.5.3. Test de robustesse	105
4.5.4. Amélioration du dépassement	109
4.6. Conclusion	114
CONCLUSION GENERALE	115
APPENDICE	117
A. LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS	117
B. Calcul des paramètres dynamiques de la MS par la méthode graphique	120
C. Évolution des paramètres des données simulées pour le 1 <sup>er</sup> essai	122
D. Fonctions de transfert du système AVR	124
RÉFÉRENCES	125

## LISTE DES ILLUSTRATIONS GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1	Structure de la machine à rotor bobiné	18
Figure 1.2	Enroulement amortisseur d'une MSRB	18
Figure 1.3	Représentation schématique d'un moteur synchrone triphasé avec amortisseurs	20
Figure 1.4	Modèle de Park de la machine synchrone	27
Figure 2.1	Courant de court-circuit de la phase (a) et l'enveloppe.	37
Figure 2.2	Identification basée sur le modèle de référence.	38
Figure 2.3	Entrées-sorties du modèle de la MS en court-circuit brusque.	39
Figure 2.4	Deux premières phases de la méthode de Hooke-Jeeves	43
Figure 2.5	Organigramme de la méthode de Hooke et Jeeves	43
Figure 2.6	Modifications du simplexe par la méthode Nelder-Mead	45
Figure 2.7	Variations des coefficients de NM amélioré	47
Figure 2.8	Organigramme de la méthode du simplexe de Nelder-Mead	48
Figure 2.9	Déplacement d'une particule	50
Figure 2.10	Organigramme de l'algorithme de PSO	51
Figure 2.11	Organigramme d'un algorithme génétique	52
Figure 2.12	Première approche d'hybridation.	54
Figure 2.13	Deuxième approche d'hybridation.	54
Figure 2.14	Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour D=5.	57
Figure 2.15	Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour D=15.	57
Figure 2.16	Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour D=25.	58
Figure 3.1	Principe de l'essai de court-circuit brusque.	61
Figure 3.2	Principe d'identification des paramètres de la MS en court-circuit brusque.	62
Figure 3.3	Organigramme du processus d'identification des paramètres de la MS.	64

Figure 3.4	Organigramme de la méthode hybride PSO-NM	66
Figure 3.5	Courant statorique $I_a(t)$ et le courant d'excitation $I_f(t)$ pour le 1 <sup>er</sup> essai.	69
Figure 3.6	Évolution de la fonction fitness pour le 1 <sup>er</sup> essai.	71
Figure 3.7	Évolution des paramètres de la machine connue pour le 1 <sup>er</sup> essai	72
Figure 3.8	Courant statorique $I_a(t)$ et le courant d'excitation $I_f(t)$ pour le 2 <sup>ème</sup> essai.	73
Figure 3.9	Évolution de la fonction fitness pour le 2 <sup>ème</sup> essai.	74
Figure 3.10	Évolution des paramètres de la machine connue pour le 2 <sup>ème</sup> essai	75
Figure 3.11	Courant statorique $I_a(t)$ et le courant d'excitation $I_f(t)$ pour le 3 <sup>ème</sup> essai.	76
Figure 3.12	Évolution de la fonction fitness pour le 3 <sup>ème</sup> essai.	77
Figure 3.13	Évolution des paramètres de la machine connue pour le 3 <sup>ème</sup> essai.	78
Figure 3.14	Courant statorique $I_a(t)$ et le courant d'excitation $I_f(t)$ pour le 4 <sup>ème</sup> essai.	79
Figure 3.15	Évolution de la fonction fitness pour le 4 <sup>ème</sup> essai.	80
Figure 3.16	Évolution des paramètres de la machine connue pour le 4 <sup>ème</sup> essai.	81
Figure 3.17	Schéma descriptif du banc d'essai expérimental.	83
Figure 3.18	Courants mesurés $I_{am}(t)$ et $I_{fm}(t)$ pour la 1 <sup>ère</sup> mesure.	84
Figure 3.19	Courants mesurés $I_{am}(t)$ et $I_{fm}(t)$ de la 2 <sup>ème</sup> mesure.	85
Figure 3.20	Courants mesurés $I_{am}(t)$ et $I_{fm}(t)$ de la 3 <sup>ème</sup> mesure.	85
Figure 3.21	Superposition des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 1 <sup>ère</sup> mesure.	87
Figure 3.22	Erreurs des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 1 <sup>ère</sup> mesure.	87
Figure 3.23	Superposition des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 2 <sup>ème</sup> mesure.	88
Figure 3.24	Erreurs des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 2 <sup>ème</sup> mesure.	88
Figure 3.25	Superposition des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 3 <sup>ème</sup> mesure.	89
Figure 3.26	Erreurs des courants $I_a(t)$ et $I_f(t)$ mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 3 <sup>ème</sup> mesure.	89
Figure 3.27	Evolution des paramètres de la machine synchrone étudiée	90
Figure 4.1	Modèle du système AVR avec des fonctions de transfert	93

Figure 4.2	Modèle d'état à charge	96
Figure 4.3	Schéma du système de régulation de tension adopté	96
Figure 4.4	Schéma fonctionnel du régulateur PI	97
Figure 4.5	Approche d'optimisation des gains du contrôleur PI par les méthodes d'optimisation	98
Figure 4.6	Tension de sortie aux bornes du générateur avant la régulation pour différentes conditions de charge	102
Figure 4.7	Superposition de la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur avec un régulateur PI optimisé par AG	103
Figure 4.8	Superposition de la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur avec un régulateur PI optimisé par PSO	103
Figure 4.9	Sortie du régulateur PI	104
Figure 4.10	Courant statorique $I_a(t)$ du générateur pour différentes conditions de charge	104
Figure 4.11	Evolution des gains du régulateur PI	105
Figure 4.12	Test de robustesse pour le 1 <sup>er</sup> essai	108
Figure 4.13	Test de robustesse pour le 2 <sup>ème</sup> essai	108
Figure 4.14	Test de robustesse pour le 3 <sup>ème</sup> essai	109
Figure 4.15	Tension de référence avec rampe	110
Figure 4.16	Tension de sortie du générateur en utilisant le PI-PSO avec rampe	111
Figure 4.17	Tension de référence avec retard	111
Figure 4.18	Tension de sortie du générateur basée sur le PI-AG en utilisant une rampe avec retard	113
Figure 4.19	Tension de sortie du générateur basée sur le PI-NMP en utilisant une rampe avec retard	113
Figure 4.20	Superposition de la tension de sortie du générateur en utilisant une tension de référence : consigne constante, rampe et rampe avec retard	114

#### LISTE DES TABLEAUX

Table 2.1	Bornes supérieurs et inférieurs des coefficients de l'algorithme NMP	47
Table 2.2	Fonctions de Benchmark utilisées	55
Table 2.3	Résultats de simulation.	56

Table 3.1	Paramètres de la machine synchrone considérée	67
Table 3.2	Vecteurs des paramètres des données simulées	68
Table 3.3	Essais considérés.	69
Table 3.4	Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 1 <sup>er</sup> essai.	70
Table 3.5	Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 1 <sup>er</sup> essai.	71
Table 3.6	Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 2 <sup>ème</sup> essai.	73
Table 3.7	Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 2 <sup>ème</sup> essai.	74
Table 3.8	Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 3 <sup>ème</sup> essai.	76
Table 3.9	Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 3 <sup>ème</sup> essai.	77
Table 3.10	Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 4 <sup>ème</sup> essai.	79
Table 3.11	Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 4 <sup>ème</sup> essai.	80
Table 3.12	Caractéristiques de la machine synchrone étudiée.	82
Table 3.13	Mesures effectuées.	84
Table 3.14	Paramètres identifiés de la machine synchrone réelle	86
Table 4.1	Valeurs choisies des paramètres de l'AG	100
Table 4.2	Valeurs choisies des paramètres de PSO	100
Table 4.3	Gains du régulateur PI optimisés par AG	102
Table 4.4	Gains du régulateur PI optimisés par PSO	103
Table 4.5	Gains du régulateur PI optimisés par PSO et AG	105
Table 4.6	Gains optimisés du régulateur PI par PSO avec rampe	111
Table 4.7	Paramètres optimisés du régulateur PI par AG et NMP	112
Table 4.8	Indices de performance	114

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

La majeure partie de l'électricité produite dans le monde aujourd'hui provient de machines synchrones entraînées par des turbines hydrauliques ou des turbines thermiques. Le rendement élevé, la fiabilité et la structure relativement simple des machines synchrones les rendent attrayantes pour cette tâche.

Afin de répondre à la demande croissante d'énergie électrique de haute qualité, les producteurs tentent de renforcer la capacité de leurs sites de production en utilisant des machines synchrones qui jouent un rôle important dans la stabilité des réseaux électriques, ce qui nécessiterait une connaissance précise des paramètres de ces machines.

Différentes méthodes d'identification sont mise en œuvre pour la détermination des paramètres de la machine synchrone [1, 2, 3, 4]. Elles se distinguent les unes des autres par : la technique d'identification, l'essai effectué, le type de la modélisation adoptée, les signaux d'entrée-sortie, le critère d'optimisation et la méthode de minimisation choisie.

L'essai de court-circuit brusque est l'un des essais les plus couramment utilisés pour déterminer les paramètres de la MS [5, 6, 7, 8]. La méthode classique utilisée pour ce test, repose sur la construction graphique de l'enveloppe et celle de la tangente lors de l'estimation tout en se basant sur les normes IEEE [9, 10]. Dans ce contexte, plusieurs travaux ont été développés dans la littérature [11, 12]. Cependant, cette approche traditionnelle nécessite l'obtention d'une enveloppe symétrique pour l'identification des paramètres de la machine. Où, cette condition n'est valable que si la position initiale du rotor  $\theta_0$  à l'instant de court-circuit soit égale à  $\frac{\pi}{2}$  [13]. De plus, en utilisant cette procédure d'estimation graphique, seulement les grandeurs de l'axe direct sont déterminées avec une erreur de 15% à 20% dans les valeurs estimées des paramètres de la machine synchrone à pôles saillants [14].

Avec l'apparition des méthodes d'optimisation fiables, l'approche graphique est remplacée par des techniques numériques [15, 16, 17]. Ces techniques utilisent les courants statoriques de la machine et le courant d'excitation lors de l'essai de court-circuit brusque pour l'identification des paramètres de la MS. Plusieurs travaux ont été menés dans ce sens, soit en utilisant les modèles d'état [6, 16, 18] ou bien les modèles analytiques [8, 13, 15, 17]. Dans [8, 11, 12, 13, 15], l'expression analytique du courant statorique de la phase (a) est utilisée afin de d'estimer les paramètres de la machine. Pour le même objectif, l'expression analytique du courant d'excitation est adoptée dans [19].

Dans les travaux [8, 11, 12, 13, 15, 17, 19], seulement le courant statorique de la phase (a) ou bien le courant d'excitation qui est considéré dans la fonction objective (fitness) pour l'identification des paramètres de la machine. Ainsi, le but est d'obtenir une solution unique du vecteur des paramètres de la MS, et le choix de ce critère reste restreint. Dans ce contexte, dans [20], les auteurs proposent de déterminer et de fixer dans un premier temps certains paramètres de la machine par les méthodes classiques. Par la suite, le reste des paramètres seront identifiés en se basant sur une approche non-linéaire.

Par ailleurs, dans la référence [21], les auteurs ont constaté un problème de solutions multiples lorsqu'ils considèrent uniquement le courant statorique de la phase (a) dans la fonction objectif. En revanche, ils ont pris en considération le courant d'excitation dans la fonction fitness. En effet, la somme des erreurs quadratiques engendrées par le courant statorique et celui de l'excitation a été intégrée dans la fonction fitness. En conséquence, le problème de calcul du vecteur unique des paramètres a été résolu en dépit de l'estimation de l'angle entre le stator de la phase (a) et l'axe rotorique (axe d) à l'instant du court-circuit (position initiale du rotor) qui n'a pas été pris en considération.

Dans [22], une coïncidence de l'axe de la phase (a) et l'axe direct (d) à l'instant de court circuit est supposée, dans ce cas, la position initiale du rotor est à zéro. Dans [23, 24, 25], cette position est mesurée à l'aide des capteurs de position. Ces capteurs sont en général sensibles aux différentes perturbations (thermique mécanique et électromécanique), en plus, leur maintenance est très couteuse. Par ailleurs, la mesure d'une variable physique peut être délicate d'un point de vue technique [26]. La suppression du capteur de position dans ce cas, réduit le coût

ainsi que le besoin de la maintenance régulière de pièces mécanique. Par conséquent, la fiabilité augmente.

Pour y remédier, on considère que l'angle  $\theta_0$  est un paramètre inconnu qui sera identifié en plus avec les autres paramètres de la machine. Ces paramètres sont obtenus par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés (courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation) et ceux calculés, à partir du modèle adopté de la machine.

Une bonne identification des paramètres de la MS facilite le contrôle de la tension de sortie de la machine. Pour cela, le régulateur automatique de la tension (AVR) est utilisé afin de maintenir la tension aux bornes du générateur à la valeur souhaitée et indépendamment de la variation de la charge.

Dans le système AVR, plusieurs contrôleurs ont été utilisés dans la littérature [27, 28, 29]. Le contrôleur le plus connu est le régulateur PID, qui a été largement utilisé dans l'industrie, en raison de sa simplicité de mise en œuvre et son importance économique pour le processus industriel [30].

Différents algorithmes d'optimisation sont développés pour le réglage des gains de ce régulateur [31, 32, 33, 34]. Ces méthodes sont élaborées pour améliorer les performances du système AVR et de le rendre insensible aux perturbations externes ainsi que les variations des paramètres de la machine.

De plus, un contrôle efficace de la tension aux bornes du générateur nécessite un modèle valide pour la machine. Dans la littérature, les fonctions de transfert sont largement utilisées pour représenter le modèle du système AVR, où le modèle du générateur est également représenté avec une fonction de transfert [29, 31, 32, 33, 34]. Pour déterminer les fonctions de transfert du système AVR, une linéarisation est nécessaire. Où, cette dernière est obtenue par un développement limité autour du point de fonctionnement du système.

Pour le système de régulation proposé dans ce travail, nous utilisons directement le modèle non-linéaire du générateur sans passer par une linéarisation du modèle de la machine [35]. En plus, deux tensions de références sont adoptées pour améliorer deux performances : le dépassement et le temps de réponse de la courbe de tension de sortie de la génératrice.

La présente thèse est subdivisée en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, une brève description de la machine ainsi que les différents types d'excitations des machines synchrones à rotor bobiné (MSRB) sont présentés. Ensuite, le modèle mathématique de la MSRB avec amortisseurs est développé, dans le repère triphasé abc puis dans le repère de Park.

Dans le deuxième chapitre, sont présentées, en premier lieu, les différentes techniques d'identification de la machine synchrone tout en détaillant La méthode d'identification basée sur la méthode du modèle de référence. Ensuite, les différentes méthodes d'optimisation sont présentées, en les classant en trois catégories : les méthodes déterministes, stochastiques et les méthodes hybrides.

Dans le troisième chapitre, l'essai de court-circuit brusque est utilisé pour déterminer douze paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné. Parmi ces paramètres l'angle  $\theta_0$  est déterminé simultanément avec les autres paramètres. En outre, la méthode hybride PSO-NM est adoptée pour la minimisation d'une fonction objective F. La vérification de l'approche proposée pour l'identification ainsi que la méthode d'optimisation adoptée est effectuée à l'aide des données simulées. La validation est confirmée à partir de données mesurées effectuées sur une machine synchrone.

Le quatrième chapitre est consacré à la régulation de la tension de sortie de la machine (AVR). Dans ce cas, nous utilisons directement le modèle non-linéaire du générateur sans passer par une linéarisation du modèle. Pour cela, un régulateur PI est utilisé pour ajuster le rapport cyclique d'un hacheur de type série pour contrôler la tension d'excitation et par conséquent la tension de sortie du générateur. De plus, les métaheuristiques telles que l'AG et le PSO sont utilisés afin de déterminer les valeurs optimales des gains de ce contrôleur. Ensuite, un test de robustesse qui est basé sur la variation des paramètres de la machine ainsi que la variation de la charge est effectué. Dans la dernière partie de ce chapitre, deux tensions de références sont adoptées pour améliorer les performances de la courbe de tension de sortie de la génératrice.

Une conclusion générale termine ce travail.

# CHAPITRE 1

## MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

### 1.1. Introduction

Ce premier chapitre permet de revenir sur la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs [36, 37, 38, 39, 40]. Dans un premier temps, une brève description de la machine est faite. Puis, les différents types d'excitations des machines synchrones à rotor bobiné sont présentés. Ensuite, le modèle mathématique de la machine synchrone (MS) est développé, dans le repère triphasé abc puis dans le repère de Park.

### 1.2. Description de la machine synchrone

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Comme toutes les machines électriques, cette machine peut fonctionner autant en mode moteur, qu'en mode générateur. Elle est utilisée surtout en mode générateur (alternateur).

La machine synchrone se compose essentiellement d'un stator (induit), qui est la partie fixe, et d'un rotor, la partie tournante. Le stator est identique dans sa conception à celui d'une machine asynchrone triphasée. Il comporte trois enroulements identiques et déphasés de 120 degrés les uns par rapport aux autres. Le rotor est appelé aussi la roue polaire. Il produit le champ magnétique dans l'entrefer soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

Selon le type d'excitation, les machines synchrones peuvent être divisées en deux groupes :

- Les machines synchrones à aimants permanents MSAP.
- Les machines synchrones à rotor bobiné MSRB.

Les machines synchrones à rotor bobiné MSRB sont constituées d'un rotor qui comporte des bobines. Un autre classement peut être fait selon la forme du rotor. Le rotor à pôles lisses (rotor cylindrique) et le rotor à pôles saillants (Cf. figure 1.1).

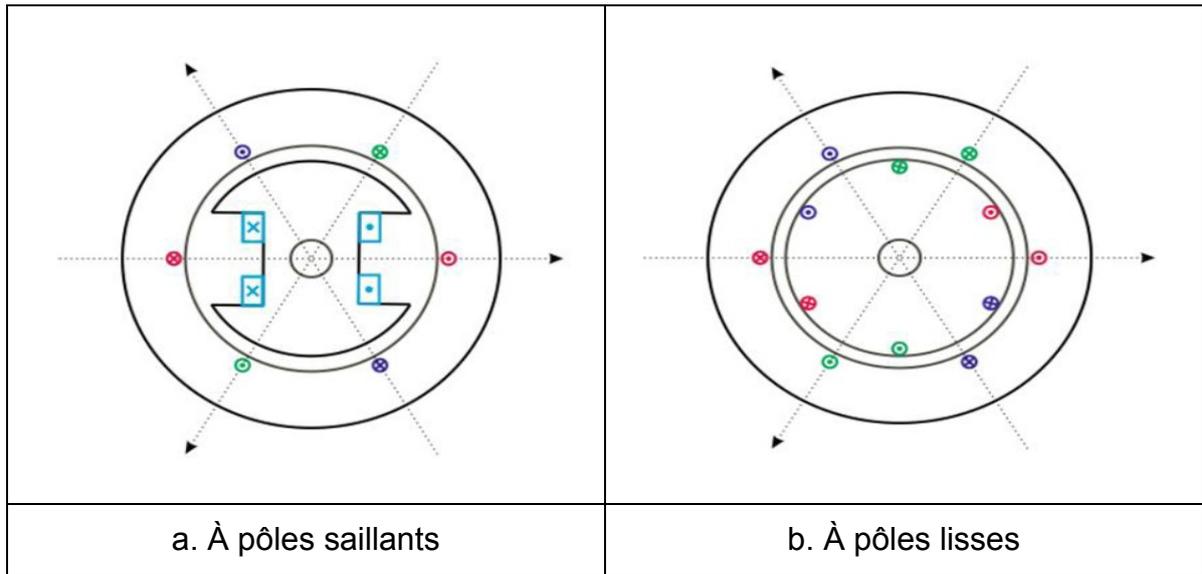


Figure 1.1 : Structure de la machine à rotor bobiné.

Les MSRB sont munies d'amortisseurs au rotor (Cf. figure 1.2). Ces derniers sont des barres de cuivre reliées ensemble aux deux extrémités du rotor (en court-circuit) formant ainsi une fraction de cage semblable à celle des cages des moteurs asynchrones.

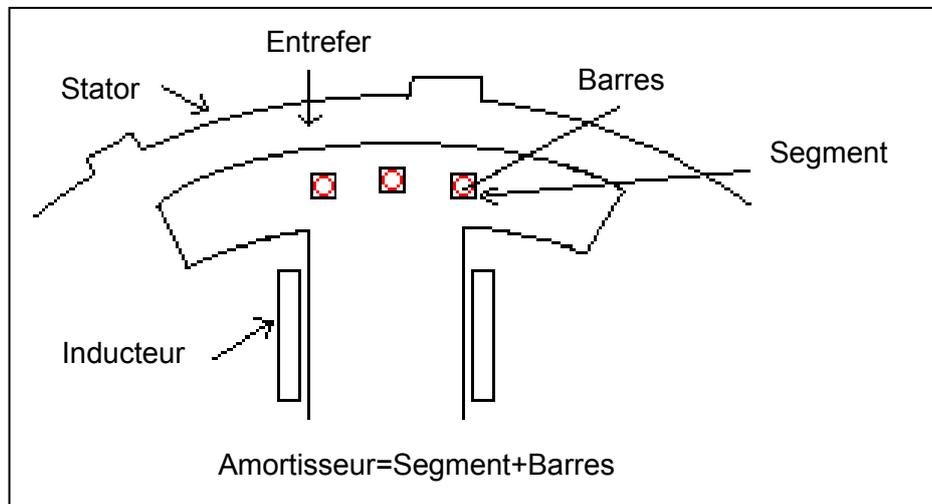


Figure 1.2 : Enroulement amortisseur d'une MSRB.

Le rôle principal des amortisseurs est :

- Amortir les transitoires en cas d'accidents comme les courts-circuits à la sortie des phases [40].
- Atténuer l'influence des harmoniques et leur génération.

L'enroulement d'excitation au rotor (circuit d'excitation) participe à la création du flux principal de la machine. Où, Cette bobine est appelée l'inducteur, ou (field  $f$ ) en anglais.

Pour ce qui est du fonctionnement de la MSRB, on alimente l'inducteur  $f$  par une tension continue, ce qui produit un flux magnétique à la surface des pôles. Ce flux, en tournant, induit une tension alternative dans les enroulements statoriques. Cette tension produite est affectée par plusieurs facteurs [41]:

- Son amplitude est proportionnelle au courant d'excitation (courant inducteur).
- Et sa fréquence qui est donnée par la relation suivante :

$$f = \rho \cdot N / 60 \quad (1.1)$$

Avec :

$f$  : Fréquence de la tension induite (en Hz).

$\rho$  : Nombre de paires de pôles.

$N$  : Vitesse de rotation du rotor (en tr/min).

#### 1.2.1. Types d'excitations des machines synchrones à rotor bobiné

Quand la machine synchrone est à rotor bobiné, son enroulement rotorique (circuit d'excitation) doit être alimenté par une source de tension continue. Pour les machines de puissance moyenne, le dispositif le plus utilisé est une génératrice à courant continu, nommée excitatrice, montée sur l'arbre de la machine synchrone [39].

La fonction de base de l'excitation est de fournir le courant continu aux bobines créant un champ au rotor de la machine synchrone. De plus, il assure la régulation de la tension et de la puissance réactive [39].

Parmi les configurations possibles les plus utilisées pour un système d'excitation, on peut citer :

- Excitation avec moteur à courant continu.
- Excitation avec aimant permanent.
- Excitation avec un pont de diodes fixes.
- Excitation avec un pont de thyristors fixe.

### 1.3. Modélisation de la machine synchrone

La modélisation de la machine synchrone est établie en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes [36, 37, 38] :

- La saturation du circuit magnétique, les courants de Foucault, l'hystérésis et le couplage capacitif entre les enroulements sont négligés. Cette hypothèse va nous permettre d'exprimer le flux en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles,
- On considère que les résistances (stator/rotor) sont invariantes par rapport à la variation de température.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté de sorte que seuls les circuits induits, inducteurs et amortisseurs sont parcourus par des courants.
- On admet que les forces magnétomotrices des enroulements du stator sont à répartitions sinusoïdales ce qui conduit à des expressions relativement simples des inductances.

La figure (1.3) donne une représentation schématique de la machine synchrone considérée pour la modélisation.

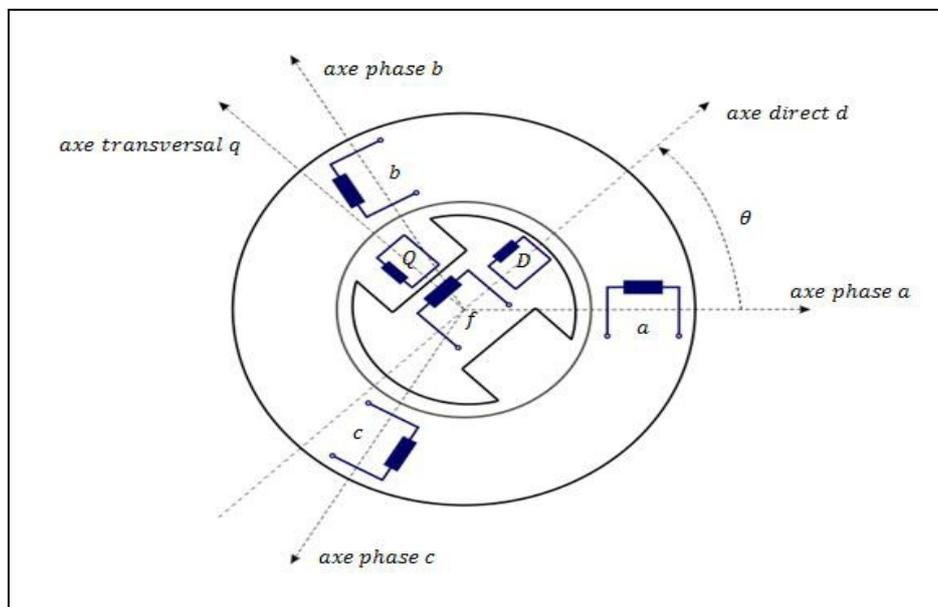


Figure 1.3: Représentation schématique d'un moteur synchrone triphasé avec amortisseurs.

Cette machine synchrone est de type rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs. Elle comporte trois enroulements au stator (a, b et c) et :

- Un enroulement inducteur ( $f$ ) se trouvant dans le rotor selon l'axe polaire (d).
- Chaque pôle du rotor est muni de barres de cuivre en court-circuit nommées amortisseurs, l'une située sur l'axe direct (enroulement D) et l'autre sur l'axe perpendiculaire appelé axe en quadrature ou axe transversal de la machine (enroulement Q).

La position de l'inducteur est donnée par l'angle que fait l'axe  $Od$  avec chaque axe  $Oa$ ,  $Ob$  et  $Oc$  [42] :

$$\theta_a = \theta \qquad \theta_b = \theta - \frac{2\pi}{3} \qquad \theta_c = \theta + \frac{2\pi}{3} \qquad (1.2)$$

Avec ;

$$\theta = \int \omega dt \qquad (1.3)$$

$$\omega = \rho \cdot \omega_m \qquad (1.4)$$

Où :

$\theta$  : Position angulaire du rotor par rapport au stator.

$\omega$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

$\omega_m$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor

### 1.3.1. Modèle de la machine dans le repère abc

### 1.3.2. Equations des tensions

Les équations des tensions aux bornes des enroulements statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\psi] \qquad (1.5)$$

Où ;

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix}; \quad [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix}; \quad [\psi] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}; \quad (1.6)$$

Et

$$[R] = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s \quad R_f \quad R_D \quad R_Q]$$

Où :

$R_s, R_f, R_D$  et  $R_Q$  représentent la résistance d'une phase de l'induit, de l'inducteur, des amortisseurs de l'axe d et de l'axe q respectivement.

$\psi_a, \psi_b, \psi_c$  et  $\psi_f, \psi_D, \psi_Q$  sont les flux totaux circulants, respectivement, dans les trois phases statoriques  $a, b, c$ , dans l'enroulement de l'inducteur  $f$  et dans les enroulements amortisseurs  $D$  et  $Q$ .

### 1.3.3. Equations des flux

Les relations entre les flux et les courants s'expriment sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{Da} & M_{Db} & M_{Dc} & M_{Df} & L_D & 0 \\ M_{Qa} & M_{Qb} & M_{Qc} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

où  $(L_i)_{i=a,b,c}$  sont les inductances propres des enroulements statoriques,  $(M_{fi})_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre l'inducteur et les enroulements d'induit,  $(M_{iD})_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements d'induit et les

amortisseurs de l'axe d et  $(M_{iQ})_{i=a,b,c}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements d'induit et les amortisseurs de l'axe q.

$L_f$ ,  $L_D$  et  $L_Q$  représentent respectivement l'inductance propre de l'inducteur et de l'enroulement amortisseur  $D$  et  $Q$ .

On définit les vecteurs de courants, de tensions et de flux pour les enroulements de la machine:

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix}; \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix}; \quad [\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}; \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}; \quad (1.8)$$

Où : les indices 's' et 'r' désignent respectivement les grandeurs statoriques et rotoriques.

En utilisant la nouvelle définition, les expressions suivantes peuvent être obtenues :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix}; \quad [I] = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}; \quad [\psi] = \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Les matrices d'inductances et de résistances s'écrivent sous la forme suivante :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{ss}(\theta)] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix}; \quad [R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Dans notre étude, la machine synchrone est en fonctionnement génératrice. Pour cela, la convention générateur sera adoptée dans chaque enroulement statorique et la convention récepteur au rotor. Avec les nouvelles définitions, les équations (1.5) et (1.7) deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[L_{ss}(\theta)] & [M_{sr}(\theta)] \\ -[M_{sr}(\theta)]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Où

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}; \quad (1.13)$$

Et

$$[L_{ss}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[M_{sr}(\theta)] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} \\ M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{Df} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Les expressions des inductances propres et mutuelles du stator sont données en fonction de l'angle électrique  $\theta$  par [36, 37] :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a = L_o + L_2 \cos(2\theta) \\ L_b = L_o + L_2 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_c = L_o + L_2 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} M_{ab} = M_{ba} = M_o + M_2 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ M_{bc} = M_{cb} = M_o + M_2 \cos(2\theta) \\ M_{ca} = M_{ac} = M_o + M_2 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont données par les expressions suivantes [36, 37]:

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{aD} = M_{Da} = M_{Dd} \cos(\theta) \\ M_{bD} = M_{Db} = M_{Dd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cD} = M_{Dc} = M_{Dd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} M_{af} = M_{fa} = M_{fd} \cos(\theta) \\ M_{bf} = M_{fb} = M_{fd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} = M_{fc} = M_{fd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (1.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{aQ} = M_{Qa} = -M_{Qq} \sin(\theta) \\ M_{bQ} = M_{Qb} = -M_{Qq} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cQ} = M_{Qc} = -M_{Qq} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (1.19)$$

Une relation existe entre les coefficients  $L_0$  et  $M_0$  et entre les coefficients  $L_2$  et  $M_2$  est définie comme suit [36] :

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} ; \quad \frac{M_2}{L_2} = 1 \quad (1.20)$$

#### 1.3.4. Équation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_c - f_r \cdot \omega_m \quad (1.21)$$

Où :

$J$  : Moment d'inertie.

$\omega_m$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

$T_{em}$  : Couple électromagnétique.

$T_c$  : Couple de charge.

$f_r$  : Coefficient de frottement.

### 1.3.4.1. Équation du couple

Le couple électromagnétique  $T_e$  est donnée par :

$$T_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (1.22)$$

### 1.3.5. Modèle de la génératrice synchrone dans le repère (d-q)

On remarque que l'équation (1.11) engendre des équations non linéaires et couplée. Pour pallier à ce problème, on adopte des changements de variables et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas, nous procédons à la transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles  $(a, b, c)$  par des enroulements  $(d, q)$  tournant avec le rotor.

La transformation de Park s'exprime sous forme matricielle par:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Où,  $P(\theta)$  représente la matrice de transformation de Park. Elle est donnée par :

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

Avec l'angle  $\theta$  défini comme [43]:

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (1.25)$$

Où :

$\theta_0$  : Position du rotor, à  $t = 0$ , par rapport à la phase (a) du stator (position initiale du rotor)

Dans l'expression (1.23),  $X$  peut représenter une tension, un courant ou un flux magnétique.

Le passage des grandeurs  $(d, q, o)$  aux grandeurs de phase statoriques est donné par la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Où ;  $[P(\theta)]^{-1}$  est la matrice inverse de Park défini par :  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Le modèle électrique équivalent de la machine dans un repère lié au rotor est représenté sur la figure (1.4). Dans ce repère, on obtient un modèle relativement simple où la machine est représentée par deux circuits électriques couplés, l'un suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q. Dans la suite, nous supposons que la machine est parfaitement équilibrée, les composantes homopolaires de la tension, du courant et du flux sont donc nulles.

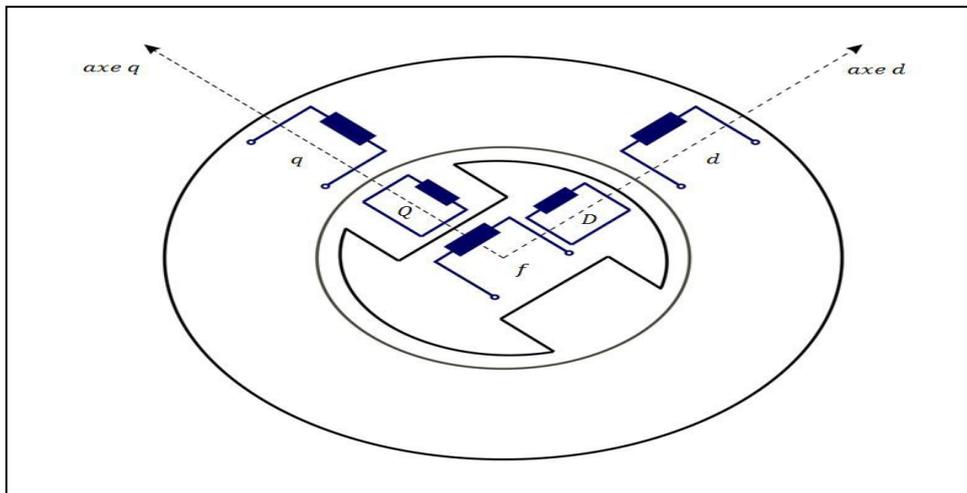


Figure 1.4 : Modèle de Park de la machine synchrone.

#### 1.3.5.1. Equations des tensions dans le repère biphasé d-q

Dans un référentiel lié au rotor, le système d'équations (1.11) s'écrit après application de la transformation de Park aux différentes grandeurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -R_s I_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega \psi_q \\ V_q = -R_s I_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega \psi_d \\ V_f = R_f I_f + \frac{d}{dt} \psi_f \\ 0 = R_D I_D + \frac{d}{dt} \psi_D \\ 0 = R_Q I_Q + \frac{d}{dt} \psi_Q \end{array} \right. \quad (1.28)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_f \\ V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

### 1.3.5.2. Equations des flux

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_d = -L_d I_d + M_{fd} I_f + M_{Dd} I_D \\ \psi_q = -L_q I_q + M_{Qq} I_Q \end{array} \right. \quad (1.31)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_f = L_f I_f - M_{fd} I_d + M_{fD} I_D \\ \psi_D = L_D I_D - M_{Dd} I_d + M_{fD} I_f \\ \psi_Q = L_Q I_Q - M_{Qq} I_q \end{array} \right. \quad (1.32)$$

Avec :

$L_d, L_q$  : Inductances propres des enroulements statoriques suivant les axes d et q.

$M_{Dd}, M_{Qq}$  : Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et les enroulements d'amortisseur selon les axes d et q.

$M_{fd}$  : Inductance mutuelle entre la roue polaire et l'enroulement amortisseur de l'axe d.

$M_{fd}$  : Inductance mutuelle entre la roue polaire et l'enroulement statorique de l'axe d.

Donc, le modèle électrique de base de la génératrice peut alors être écrit dans le repère de Park comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -R_s I_d + \omega L_q I_q - \omega M_{Qq} I_Q - L_d \frac{d}{dt} I_d + M_{fd} \frac{d}{dt} I_f + M_{Dd} \frac{d}{dt} I_D \\ V_q = -R_s I_q - \omega L_d I_d + \omega M_{fd} I_f + \omega M_{Dd} I_D - L_q \frac{d}{dt} I_q + M_{Qq} \frac{d}{dt} I_Q \\ V_f = R_f I_f - M_{fd} \frac{d}{dt} I_d + L_f \frac{d}{dt} I_f + M_{fD} \frac{d}{dt} I_D \\ 0 = R_D I_D + L_D \frac{d}{dt} I_D + M_{fD} \frac{d}{dt} I_f - M_{Dd} \frac{d}{dt} I_d \\ 0 = R_Q I_Q + L_Q \frac{d}{dt} I_Q - M_{Qq} \frac{d}{dt} I_q \end{array} \right. \quad (1.33)$$

En effectuant le changement de variables suivant :

$$I_D = \frac{M_{Dd}}{L_D} I_{aD} \quad \text{et} \quad I_Q = \frac{M_{Qq}}{L_Q} I_{aQ} \quad (1.34)$$

Par conséquent, les équations (1.33) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -R_s I_d + \omega L_q I_q - \omega \frac{M_{Qq}^2}{L_Q} I_{aQ} - L_d \frac{d}{dt} I_d + M_{fd} \frac{d}{dt} I_f + \frac{M_{Dd}^2}{L_D} \frac{d}{dt} I_{aD} \\ V_q = -R_s I_q - \omega L_d I_d + \omega M_{fd} I_f + \omega \frac{M_{Dd}^2}{L_D} I_{aD} - L_q \frac{d}{dt} I_q + \frac{M_{Qq}^2}{L_Q} \frac{d}{dt} I_{aQ} \\ V_f = R_f I_f - M_{fd} \frac{d}{dt} I_d + L_f \frac{d}{dt} I_f + M_{fD} \frac{M_{Dd}}{L_D} \frac{d}{dt} I_{aD} \\ 0 = R_D \frac{M_{Dd}}{L_D} I_{aD} + M_{Dd} \frac{d}{dt} I_{aD} + M_{fD} \frac{d}{dt} I_f - M_{Dd} \frac{d}{dt} I_d \\ 0 = R_Q \frac{M_{Qq}}{L_Q} I_{aQ} + M_{Qq} \frac{d}{dt} I_{aQ} - M_{Qq} \frac{d}{dt} I_q \end{array} \right. \quad (1.35)$$

Après ce changement de variables, on multiplie la quatrième et la cinquième ligne du système d'équations (1.35) par  $\frac{1}{M_{Dd}}$  et  $\frac{1}{M_{Qq}}$  respectivement. Le système

d'équations (1.35) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -R_s I_d + \omega L_q I_q - \omega L_q (1 - \sigma_q) I_{aQ} - L_d \frac{d}{dt} I_d + M_{fd} \frac{d}{dt} I_f + L_d (1 - \sigma_d) \frac{d}{dt} I_{aD} \\ V_q = -R_s I_q - \omega L_d I_d + \omega M_{fd} I_f + \omega M_{Dd} I_{aD} - L_q \frac{d}{dt} I_q + L_q (1 - \sigma_q) \frac{d}{dt} I_{aQ} \\ V_f = R_f I_f - M_{fd} \frac{d}{dt} I_d + L_f \frac{d}{dt} I_f + CL_d (1 - \sigma_d) \frac{d}{dt} I_{aD} \\ 0 = \frac{1}{T_D} I_{aD} + \frac{d}{dt} I_{aD} + C \frac{d}{dt} I_f - \frac{d}{dt} I_d \\ 0 = \frac{1}{T_Q} I_{aQ} + \frac{d}{dt} I_{aQ} - \frac{d}{dt} I_q \end{array} \right. \quad (1.36)$$

Où

$\sigma_d = 1 - \frac{M_{Dd}^2}{L_d L_D}$  : Coefficient de dispersion entre la bobine statorique directe et le circuit amortisseur D.

$\sigma_q = 1 - \frac{M_{Qq}^2}{L_q L_Q}$  : Coefficient de dispersion entre la bobine statorique en quadrature et le circuit amortisseur Q.

$T_D = \frac{L_D}{R_D}$  : Constante de temps de l'amortisseur D.

$T_Q = \frac{L_Q}{R_Q}$  : Constante de temps de l'amortisseur Q et  $C = \frac{M_{fD}}{M_{Dd}}$

### 1.3.5.3. Expression de couple

Dans le modèle de Park, l'expression du couple électromécanique  $T_{em}$  de la machine avec un nombre de pôles  $\rho$  est donnée par [36]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \rho (\psi_d I_d - \psi_q I_q) \quad (\text{N.m}) \quad (1.37)$$

### 1.3.6. Représentation d'état de la génératrice synchrone

La mise sous forme matricielle de l'équation (1.36), donne :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_{aD} \\ I_{aQ} \end{pmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_{aD} \\ I_{aQ} \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

Où ;

$$R = \begin{pmatrix} -R_s & L_q \omega & 0 & 0 & -\omega L_q (1 - \sigma_q) \\ -L_d \omega & -R_s & \omega M_{fd} & \omega L_d (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_Q} \end{pmatrix} \quad (1.39)$$

et

$$L = \begin{pmatrix} -L_d & 0 & M_{fd} & L_d (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_q (1 - \sigma_q) \\ -M_{fd} & 0 & L_f & CL_d (1 - \sigma_d) & 0 \\ -1 & 0 & C & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.40)$$

Par conséquent, la représentation d'état de la machine synchrone, est donnée par :

$$\frac{dI}{dt} = A.I + B.U \quad (1.41)$$

Avec;

$$\begin{cases} I = [I_d & I_q & I_f & I_{aD} & I_{aQ}]^T \\ U = [V_d & V_q & V_f & 0 & 0]^T \end{cases} \quad (1.42)$$

$$\begin{cases} A = -L^1.R \\ B = L^{-1} \end{cases} \quad (1.43)$$

### 1.3.6.1. Calcul des courants statoriques

Les courants statoriques  $I_a(t), I_b(t)$  et  $I_c(t)$  peuvent être obtenus en utilisant la transformation inverse de Park définie par l'équation (1.26).

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Où,  $I_o$  est la composante homopolaire du courant statorique,  $I_d$  et  $I_q$  sont respectivement les composantes de l'axe d et de l'axe q. En considérant que la génératrice est parfaitement équilibrée, la composante homopolaire du courant statorique est nulle  $I_o = 0$ .

Par conséquent, les trois courants statoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} I_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_d(t).cos(\theta) - I_q(t).sin(\theta)) \\ I_b(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( I_d(t).cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - I_q(t).sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ I_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( I_d(t).cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - I_q(t).sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (1.45)$$

En remplaçant l'angle  $\theta$  dans (1.45) par son expression donnée par (1.25), on obtient :

$$\begin{cases} I_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_d(t).\cos(\omega.t + \theta_0) - I_q(t).\sin(\omega.t + \theta_0)) \\ I_b(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(I_d(t).\cos\left(\omega.t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) - I_q(t).\sin\left(\omega.t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ I_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(I_d(t).\cos\left(\omega.t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) - I_q(t).\sin\left(\omega.t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (1.46)$$

Le système d'équations (1.41) montre que le fonctionnement de la génératrice synchrone dépend du vecteur des paramètres  $x$  qui est défini comme suit :

$$[x] = [R_f \quad L_f \quad M_{fd} \quad C \quad L_d \quad L_q \quad \sigma_d \quad \sigma_q \quad T_D \quad T_Q \quad R_s] : \text{vecteur des paramètres}$$

#### 1.4. Conclusion

Ce chapitre, nous a permis de présenter la machine synchrone ainsi que ses différents systèmes d'excitation en premier.

La deuxième section de ce chapitre a été consacrée à la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs dans le modèle de Park. Une représentation d'état a été réalisée dans l'objectif d'identifier les paramètres de la machine dans le troisième chapitre.

## CHAPITRE 2

# TECHNIQUES D'IDENTIFICATION ET MÉTHODES D'OPTIMISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

### 2.1. Introduction

L'identification paramétrique basée sur la méthode du modèle de référence consiste à déterminer un vecteur paramètres par minimisation de l'erreur quadratique entre les grandeurs mesurées (courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation) et celles calculées à partir du modèle adopté. Le problème d'identification devient un problème d'optimisation. Dans ce chapitre, nous présentons les différentes techniques d'identification [1, 2, 3, 4] et d'optimisation [44, 45, 46, 47] dont le choix dépend en partie de la nature du problème et du degré de familiarisation de l'utilisateur avec les techniques d'optimisation.

### 2.2. Techniques d'identification de la machine synchrone

Plusieurs techniques d'identification sont proposées dans la littérature [1, 2, 3, 4]. On peut les citer comme suit:

- Les mesures directes,
- calcul des paramètres à partir de la méthode des éléments finis,
- l'analyse classique de court-circuit brusque,
- la méthode basée sur le modèle de référence.

#### 2.2.1. Les mesures directes

À partir des mesures effectuées en régime permanent, la mesure directe des paramètres [48] est utilisée pour déterminer uniquement les paramètres suivants:

- La résistance statorique  $R_s$  et la résistance de l'inducteur  $R_f$  sont déterminées par la méthode voltampère-métrique.
- L'inductance directe  $L_d$  et l'inductance quadrature  $L_q$  sont obtenues à partir d'un essai de glissement [49].
- L'inductance mutuelle  $M_{fd}$  (entre inducteur  $f$  et bobinage  $d$ ) est déterminée à partir d'un essai à vide.

### 2.2.2. Calcul des paramètres à partir de la méthode des éléments finis

La solution de l'équation magnétostatique, est utilisée dans ce procédé. Elle permet de donner l'état magnétique de la machine autour d'un point de fonctionnement [50]. Cependant, les courants sinusoïdaux appliqués autour de ce point, déterminent le calcul des inductances opérationnelles par la solution de l'équation de diffusion magnétique linéaire. Par conséquent, un vaste programme de calcul du champ électromagnétique est utilisé, rendant ainsi la méthode trop onéreuse pour une estimation paramétrique.

### 2.2.3. L'analyse classique de court-circuit brusque

L'essai de court-circuit brusque est probablement le plus connu pour l'estimation des paramètres de la MS. Son importance est non seulement le nombre des paramètres qui peuvent être déterminés, de plus, il fournit le fondement théorique pour les définitions réelles des paramètres standards [51].

Cet essai est effectué lors du fonctionnement à vide de la machine. Où la machine est alimentée par une tension d'excitation continue et tourne avec une vitesse constante. Après un certain moment, les trois phases statoriques doivent être mises en court-circuit pratiquement au même instant.

Pour pouvoir déterminer les paramètres de la MS, les courants dans les trois phases statoriques et le courant dans le circuit d'excitation sont mesurés. Une fois l'essai de court-circuit brusque est réalisé, le courant statorique dans la phase (a) peut être décrit par l'équation suivante [37]:

$$I_a(t) = V_m \left[ \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(\omega t + \theta_0) - \frac{V_m}{2} \left( \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos \theta_0 - \frac{V_m}{2} \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(2\omega t + \theta_0) \quad (2.1)$$

Avec :

$V_m$  : Valeur maximale de la tension d'induit avant le court-circuit.

$x_d, x_q$  : Réactances synchrones d'axe d et d'axe q.

$x'_d, x'_q$  : Réactance transitoire d'axe d et d'axe q.

$x''_d, x''_q$  : Réactances sub-transitoires d'axe d et d'axe q.

- $T'_d$  : Constante de temps transitoire de court-circuit d'axe d.  
 $T''_d$  : Constante de temps sub-transitoire de court-circuit d'axe d.  
 $T_a$  : Constante de temps de l'induit.  
 $\theta_0$  : L'angle entre la phase (a) et l'axe direct (d) à l'instant de court-circuit.

### 2.2.3.1. L'estimation des paramètres graphiquement

Les grandeurs  $[x_d, x'_d, x''_d, T'_d, T''_d]$  de l'axe direct d, peuvent être déterminées par la méthode d'estimation graphique (identification classique) en utilisant la courbe du courant de court-circuit de la phase statorique (a). Cette technique nécessite la construction graphique de l'enveloppe et celle de la tangente lors de l'estimation.

En général, les valeurs des réactances sub-transitoires directe  $x''_d$  et inverse  $x''_q$  sont sensiblement égales. Ceci permettra de réécrire l'équation (2.1) sous la forme suivante :

$$I_a(t) = V_m \left[ \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(\omega t + \theta_0) - \frac{V_m}{2} \left( \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x'_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos \theta_0 \quad (2.2)$$

La détermination des paramètres dynamiques de l'axe direct de la MS, nécessite l'obtention d'une enveloppe symétrique du courant de court-circuit ( $I_a(t)$ ). Pour cela, il suffit donc d'éliminer la composante continue ou apériodique dépendamment de l'angle  $\theta_0$  correspondante à la position initiale du rotor à l'instant de court-circuit [38]. Sachant que la composante est définie par l'équation suivante :

$$I_{DC}(t) = -\frac{V_m}{2} \left( \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x'_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos \theta_0 \quad (2.3)$$

Dans la pratique, plusieurs essais sont effectués pour obtenir une enveloppe symétrique. Pour cela, une condition nécessaire et suffisante dépend de l'angle  $\theta_0$ , permet d'éliminer la composante apériodique pour la quelle la valeur de cette angle est fixé à  $\frac{\pi}{2}$  [13]. Dans ce cas, l'expression du courant (2.3) se voit simplifiée comme suit :

$$I_a(t) = V_m \left[ \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(\omega t + \theta_0) \quad (2.4)$$

Les normes IEEE [10, 11] recommandent de tracer une enveloppe qui épouse le mieux possible le courant de court-circuit de la phase (a). La figure (2.1) illustre l'enveloppe tracée sans composante apériodique en considérant les paramètres dynamiques de la MS utilisée dans la référence [52].

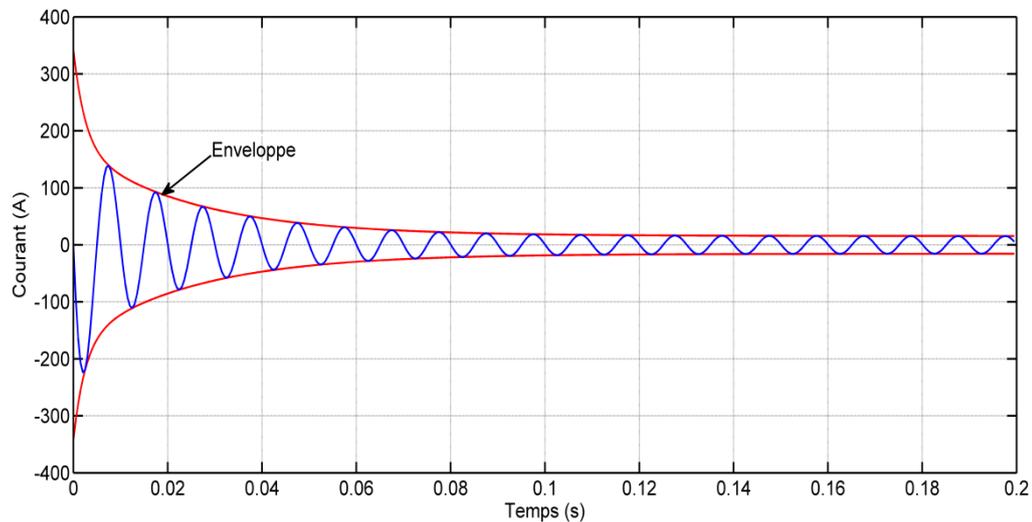


Figure 2.1 : Courant de court-circuit de la phase (a) et l'enveloppe.

Cette enveloppe est nommée le courant de court-circuit ICC symétrique, de la phase statorique (a). Ainsi, l'équation de cette enveloppe, obtenue en présence des pics du courant de court-circuit est définie par :

$$I_{env} = V_m \cdot \left( \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right) \quad (2.5)$$

À partir de cette enveloppe tracée, les paramètres dynamiques de la machine deviennent faciles à calculer. Le détail du calcul est basé sur la recommandation IEEE [10, 11] (voir appendice B).

Cette technique nommée classique présente l'avantage d'être rapide, et les résultats obtenus deviennent facile à exploiter. Cependant, elle comporte quand même plusieurs limitations. Quelques unes sont cité-ci dessous :

- Le nombre d'essais est difficile pour l'obtention d'une enveloppe symétrique.
- Seulement les grandeurs de l'axe direct sont déterminées.

Pour remédier à ces contraintes, une technique d'identification est adoptée, en utilisant le modèle de référence.

#### 2.2.4. Méthode du modèle de référence

En utilisant toujours le test de court-circuit brusque (essai), le modèle de référence est adopté pour déterminer les paramètres de la MS. Plusieurs travaux ont été menés dans ce sens, soit en utilisant les modèles d'état [6, 16, 18] ou bien en utilisant les modèles analytiques [8, 11, 12, 13].

Cette technique d'identification résout les limitations de l'estimation graphique. De plus, elle présente surtout l'avantage d'estimer l'angle  $\theta_0$ . Toute fois, l'identification de ce paramètre  $\theta_0$  est très importante puisque il évite l'estimation manuelle causée par l'utilisateur, qui pourrait introduire une source d'erreurs [52].

Le schéma de principe de la méthode est illustré par la figure (2.2).

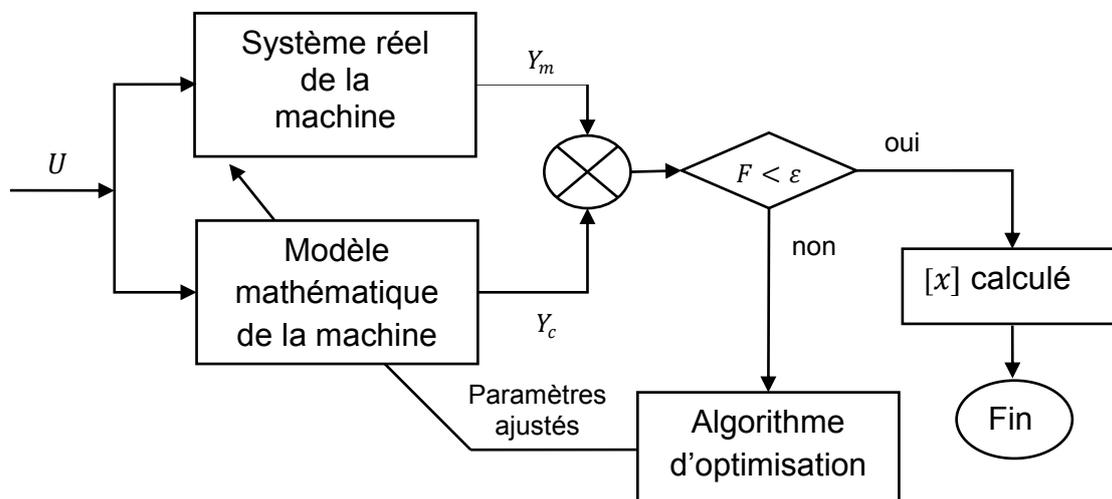


Figure 2.2. Identification basée sur le modèle de référence.

Dans le modèle de référence, le système réel de la MS (à identifier) et son modèle mathématique sont soumis à la même entrée  $U$  (Cf. figure 2.2). Par ailleurs, les sorties du système réel et celles du modèle sont comparées pour générer l'erreur  $\varepsilon(k)$ . Ainsi, la détermination des valeurs des paramètres de la machine est basée sur un algorithme d'optimisation dont l'objectif est d'optimiser le critère à adopter.

Dans ce contexte, l'identification des paramètres de la MS sous l'effet de court-circuit brusque utilisant le modèle de référence implique différents choix, notamment:

- Choix des signaux d'entrée / sortie,

- le choix du modèle à utiliser,
- le critère d'optimisation,
- l'algorithme d'optimisation,
- et la vérification des résultats.

#### 2.2.4.1. Choix des signaux d'entrée-sortie

En court-circuit brusque, le modèle de notre étude est considéré par les signaux d'entrée donné par la tension d'excitation  $V_f$  et la vitesse de rotation  $N$ . Respectivement, les signaux de sortie sont les courants des trois phases statoriques  $I_a(t), I_b(t), I_c(t)$  et le courant d'excitation  $I_f(t)$ . La figure (2.3) représente les différents signaux d'entrée/sortie pour l'essai en court-circuit brusque.

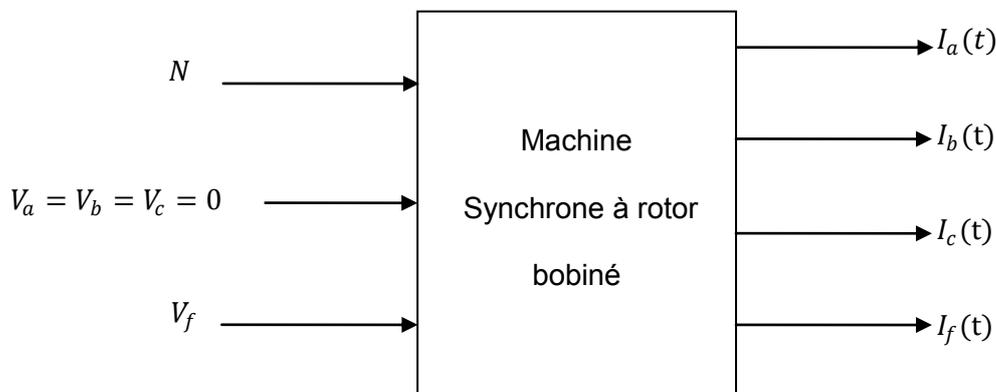


Figure 2.3 : Entrées-sorties du modèle de la MS en court-circuit brusque.

#### 2.2.4.2. Choix du modèle à utiliser

Dans la littérature, deux modèles existent pour représenter le modèle mathématique de la MS lors d'un essai en court circuit brusque comme suit:

1. Le modèle analytique : les sorties sont représentés par des expressions analytiques.
2. Le modèle d'état : les sorties sont d'écrites sous la forme matricielle.

Dans notre travail, nous avons utilisé le modèle d'état pour identifier les paramètres de la MS.

### 2.2.4.3. Critère d'optimisation

Le choix du critère d'optimisation (fonction objectif), est très important pour la détermination des paramètres de la machine synchrone. Pour cela, un critère très fréquemment utilisé [53] basé sur l'erreur quadratique est défini par la relation suivante :

$$F = \sum_{k=1}^N (\varepsilon(k))^2 \quad (2.6)$$

Dans les références [8, 11, 12, 13, 15, 17], les auteurs utilisent une fonction coût, basée sur la somme des erreurs entre, les valeurs mesurées du courant statorique de la phase (a) et celles calculées. Par ailleurs, le critère d'optimisation est défini par la somme des erreurs entre les valeurs mesurées du courant d'excitation  $I_f(t)$  et celles calculées [19]. Cependant, le critère considéré dans ces références est choisi uniquement à partir du courant statorique de la phase (a) ou bien de celui du courant d'excitation  $I_f(t)$ . Ainsi, le but est d'obtenir une solution unique du vecteur des paramètres de la MS, et le choix de ce critère reste restreint.

Dans ce contexte, dans [20], les auteurs proposent de déterminer et de fixer dans un premier temps certains paramètres de la machine par les méthodes classiques. Par la suite, le reste des paramètres seront identifiés en se basant sur une approche non-linéaire.

Par ailleurs, dans la référence [21], les auteurs ont constaté un problème de solutions multiples lorsqu'ils considèrent uniquement le courant statorique ( $I_a(t)$ ) dans la fonction objectif  $F$ . En revanche, ils ont pris en considération le courant d'excitation ( $I_f(t)$ ) dans la fonction fitness. En effet, la somme des erreurs quadratiques engendrées par le courant statorique et celui de l'excitation a été intégré dans la fonction fitness. En conséquence, le problème de calcul du vecteur unique des paramètres a été résolu en dépit de l'estimation de l'angle  $\theta_0$  qui n'a pas été pris en considération.

Dans le cadre de notre étude, nous avons justement traité ce problème d'optimisation tenant compte de l'estimation de l'angle  $\theta_0$  selon les étapes suivantes :

- L'angle considéré  $\theta_0$  devient un paramètre supplémentaire. Il sera déterminé simultanément avec les autres paramètres de la machine synchrone, comme déjà présenté dans le chapitre précédent. En conséquence, le nombre des paramètres à identifier deviendra douze.
- Puis, les paramètres sont déterminés par la minimisation du critère quadratique donné par l'expression suivante :

$$F = \sum_{k=1}^M (\varepsilon(k))^2 = \sum_{k=1}^M (I_{am}(k) - I_{ac}(k))^2 + \sum_{k=1}^M (I_{fm}(k) - I_{fc}(k))^2 \quad (2.7)$$

Où :

- $M$  : Dimension du vecteur de mesure.
- $I_{am}(k)$  : Courant statorique mesuré dans la phase (a).
- $I_{ac}(k)$  : Courant statorique calculé dans la phase (a).
- $I_{fm}(k)$  : Courant d'excitation mesuré.
- $I_{fc}(k)$  : Courant d'excitation calculé.

### 2.3. Méthodes d'optimisation

Dans la littérature plusieurs méthodes d'optimisation ont été proposées [44, 45, 47]. Elles sont classées en trois grandes catégories :

- Méthodes déterministes.
- Méthodes stochastiques.
- Méthodes hybrides.

#### 2.3.1. Méthodes déterministes

Dans cette classe, les techniques d'optimisation peuvent être réparties en deux catégories:

- Méthodes déterministes avec calcul de dérivées.
- Méthodes déterministes sans calcul de dérivées.

##### 2.3.1.1. Méthodes déterministes avec calcul de dérivées

Ces méthodes sont basées sur l'évaluation de la dérivée à chaque iteration. La direction de descente est donnée par le gradient [54]. Parmi ces méthodes, on retrouve la méthode du gradient conjugué [55] d'ordre un. De plus, D'autres

techniques de gradient permettent la construction d'une estimation de Hessien, c'est-à-dire, des dérivées secondes appelées méthodes quasi-Newton nommées ainsi [56]:

- Méthode BFGS (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno).
- Méthode DFP (Davidon-Fletcher-Powell).

#### 2.3.1.2. Méthodes déterministes sans calcul de dérivées

Ces méthodes sont dites d'ordre zéro, puisqu'elles ne requièrent aucune connaissance particulière sur la fonction objectif. On retrouve parmi celles-ci les plus souvent employées :

- Méthode de relaxation cyclique.
- Méthode de Hooke-Jeeves.
- Méthode de Rosenbrock.
- Méthode du simplexe de Nelder-Mead.

On s'intéresse dans notre travail à la méthode de Hooke-Jeeves et du simplexe qui seront plus détaillées dans ce qui suit.

##### 2.3.1.2.1. Méthode de Hooke-Jeeves

Cette méthode appartient à la famille des méthodes de recherche directe. Elle a été élaborée par Hooke et Jeeves en 1960 [57] qui propose une décomposition en deux étapes pour chaque itération définie comme suit:

- Une étape d'exploration, qui consiste à se déplacer suivant les directions de base, de manière à améliorer la valeur de la fonction objectif.
- Une étape de progression "Pattern Search Move", qui consiste à faire une projection suivant les deux derniers vecteurs ayant amélioré la fonction objectif.

La figure (2.4) représente les deux premières itérations de la procédure proposée par la méthode de H-J pour le cas de deux variables suivant les étapes suivantes [58],

- On définit le point initial  $x_1$ ,
- une recherche exploratoire le long des axes des coordonnées donne le point  $x_2$ ,
- une nouvelle recherche le long de la direction  $x_1x_2$  donne le point  $x_3$ ,
- à partir de  $x_3$  une autre recherche exploratoire donne le point  $x_4$ ,

- Puis, une autre nouvelle recherche selon la direction  $x_3x_4$  donnera le prochain point.

Ce processus itératif se répète jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait.

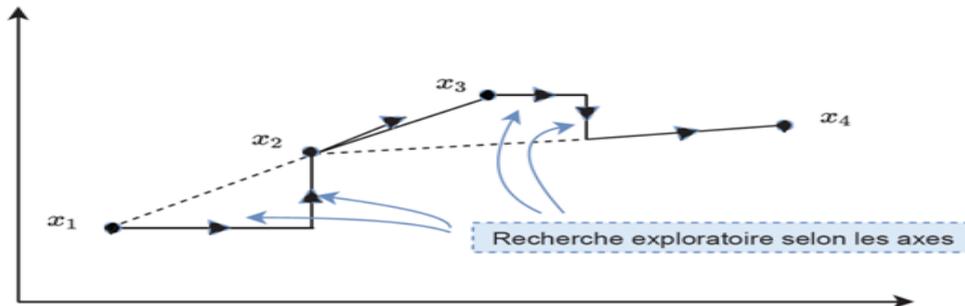


Figure 2.4: Deux premières phases de la méthode de Hooke-Jeeves.

La figure 2.5 montre l'organigramme de l'algorithme.

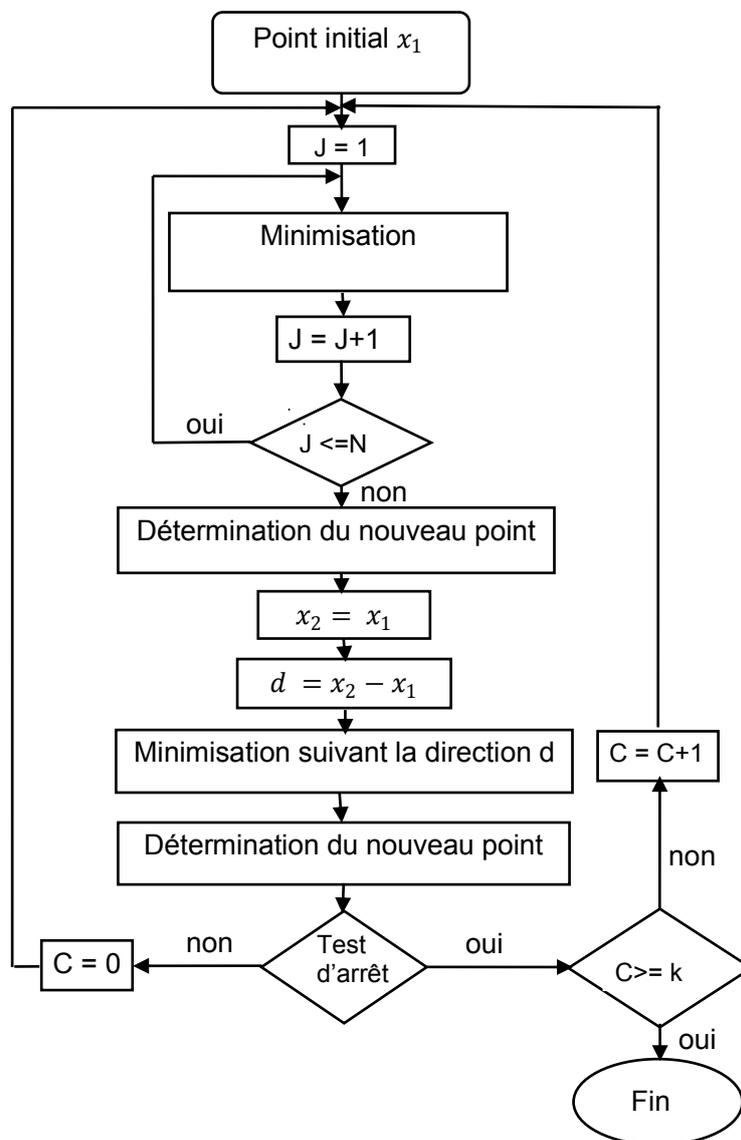


Figure 2.5 : Organigramme de la méthode de Hooke et Jeeves.

### 2.3.1.1. Méthode du Simplexe (Nelder-Mead)

Cette méthode est basée sur un algorithme de recherche local. Elle a été développée par Nelder et Mead en 1965 [59] à partir des travaux de Spendley et al [60]. Pour cela, une forme géométrique appelée simplexe permet la recherche de l'optimum.

La dimension du problème d'optimisation est représentée par l'indice  $n$ , ceci permet de générer un simplexe composé de  $(n+1)$ . Par exemple, Pour  $(n=2)$ , le simplexe donne un triangle et pour trois variables  $(n=3)$ , le simplexe sera représenté par un tétraèdre, etc.

Le premier sommet du simplexe est choisi par l'utilisateur et les autres sommets sont déterminés de la manière suivante :

$$x_i = x_0 + \lambda \cdot e_i \quad i = 1, \dots, n$$

$x_0$  : point initial.

(2.8)

$e_i$  : vecteurs unitaires linéairement indépendants.

$\lambda$  : un coefficient constant, en général égal à 1.

Une fois les sommets du simplexe sont déterminés, on calcule la valeur de la fonction objectif pour chaque sommet. Ces derniers sont ordonnés par ordre croissant :

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1}) \quad (2.9)$$

Où :

$x_1$  : représente le meilleur point, qui correspond au sommet pour lequel la fonction objectif aura la plus petite valeur.

$x_{n+1}$  : représente le plus mauvais point, qui correspond le sommet pour lequel la fonction objectif aura la plus grande valeur.

D'autres nouveaux points sont calculés par la suite à partir de quatre transformations géométriques (réflexion, contraction, expansion et rétrécissement), à l'aide des coefficients  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  respectivement comme l'indique les équations (2.10-2.14). À chaque étape, le plus mauvais point est remplacé par un nouveau point

ayant une meilleure valeur de la fonction objectif. Les quatre opérations de modification d'un simplexe par la méthode de NM sont présentées dans la figure (2.6) pour un simplexe de dimension 2.

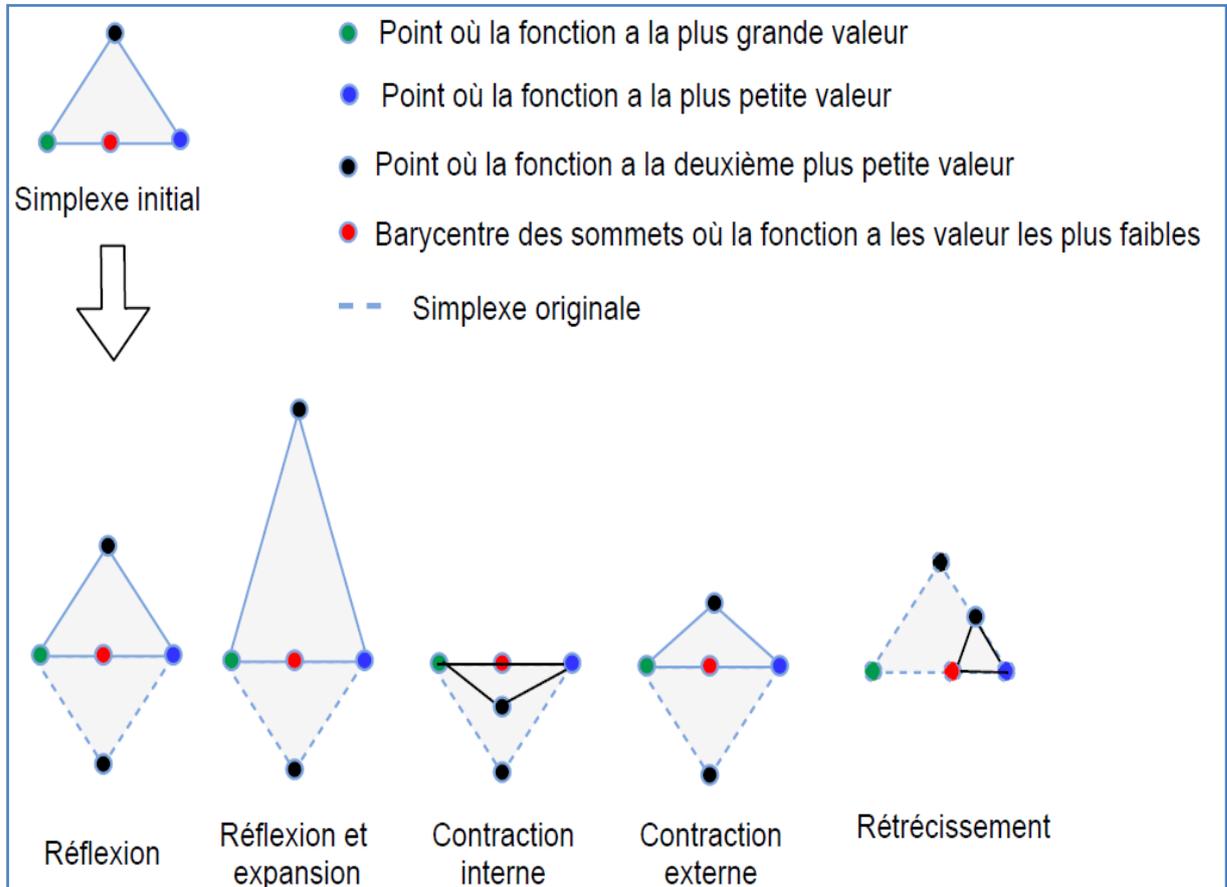


Figure 2.6 : Modifications du simplexe par la méthode Nelder-Mead.

Les expressions des opérations de réflexion, expansion, contraction et de rétrécissement sont définies par les équations suivantes:

- Réflexion : 
$$x_r = x_c + \alpha.(x_c - x_{n+1}) \quad (2.10)$$

- Expansion : 
$$x_e = x_c + \beta.(x_r - x_c) \quad (2.11)$$

- Contraction externe : 
$$x_{oc} = x_c + \gamma.(x_r - x_c) \quad (2.12)$$

- Contraction interne : 
$$x_{ic} = x_c + \gamma.(x_{n+1} - x_c) \quad (2.13)$$

- Rétrécissement : 
$$x_r = x_1 + \delta.(x_i - x_1) \quad (2.14)$$

où ;  $x_c$  est le point barycentre défini par : 
$$x_c = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

Dans l'algorithme standard de Nelder Mead [59], les valeurs des coefficients  $\alpha, \beta, \gamma$  et  $\delta$  sont choisis comme suit :  $\alpha = 1, \beta = 2, \gamma = \frac{1}{2}$  et  $\delta = \frac{1}{2}$  .

#### 2.3.1.1. 1. Algorithme de Nelder-Mead proposé

L'algorithme de du simplexe de Nelder-Mead est caractérisé par sa simplicité, facilité et la compréhension de la mettre en œuvre. Cependant, l'inconvénient majeur de cette méthode réside dans le piège du minimum local rencontré en particulier dans les problèmes multidimensionnels [61].

Le problème du minimum local a été largement évoqué dans ces travaux lié aux contraintes suivantes [62, 63, 64, 65] :

- Choix du point initial (point de départ).
- Taille initial du simplexe.
- Le choix des valeurs des coefficients ( $\alpha, \beta, \gamma$  et  $\delta$ ).

Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été développées pour remédier à ces contraintes et améliorer les performances de cet algorithme [63, 64, 65, 66, 67].

Dans les travaux de cette thèse, les valeurs des coefficients utilisés dans la méthode de NM classique sont proposés dynamiques. Cette contribution a pour but non seulement d'éviter l'optimum local mais aussi pour accélérer la convergence de cet algorithme.

Pour cette amélioration, nous considérons que les valeurs des coefficients de l'algorithme de NM classique varient avec le temps. Ces derniers ( $\alpha, \beta, \gamma$  et  $\delta$ ) prennent la forme d'un cosinus comme le montre la figure (2.7).

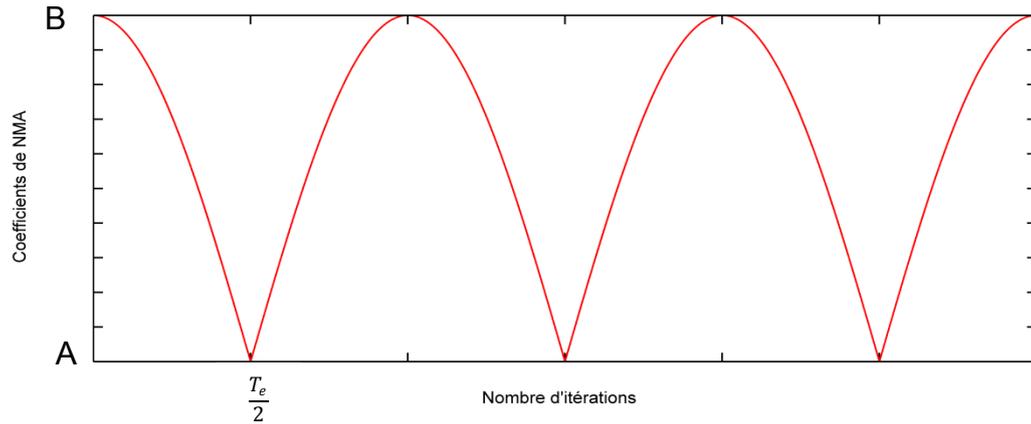


Figure 2. 7 : Variations des coefficients de NM amélioré.

Avec :

$A$  : Borne inférieure de la valeur du coefficient considéré.

$B$  : Borne supérieure de la valeur du coefficient considéré.

Les différents coefficients de l'algorithme de NM proposé sont déterminés selon l'expression suivante :

$$p = A + \left| b \cos\left(\frac{2\pi}{T_e} \times it\right) \right| \quad (2.15)$$

Où :

$it$  : Nombre d'itérations.

Pour cette amélioration, les limites  $A$  et  $B$  correspondant à chacun des paramètres du NM proposé (NMP) pour  $T_e = 20$  sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètres du NM proposé	$A$	$B$
Réflexion $\alpha$	0.8	1.2
Expansion $\beta$	1.9	2.3
Contraction $\gamma$	0.25	0.75
Rétrécissement $\delta$	0.25	0.75

Tableau 2.1 : Bornes supérieurs et inférieurs des coefficients de l'algorithme NMP.

Pour les deux algorithmes (NM classique et NM proposé) les étapes de l'algorithme sont les mêmes (Cf. figure 2.8). La seule différence entre eux se situe au niveau des valeurs des coefficients ( $\alpha, \beta, \gamma$  et  $\delta$ ). Les résultats de simulation de l'efficacité de l'algorithme de NM proposé par rapport à l'algorithme de NM classique sont donnés à la dernière partie de ce chapitre.

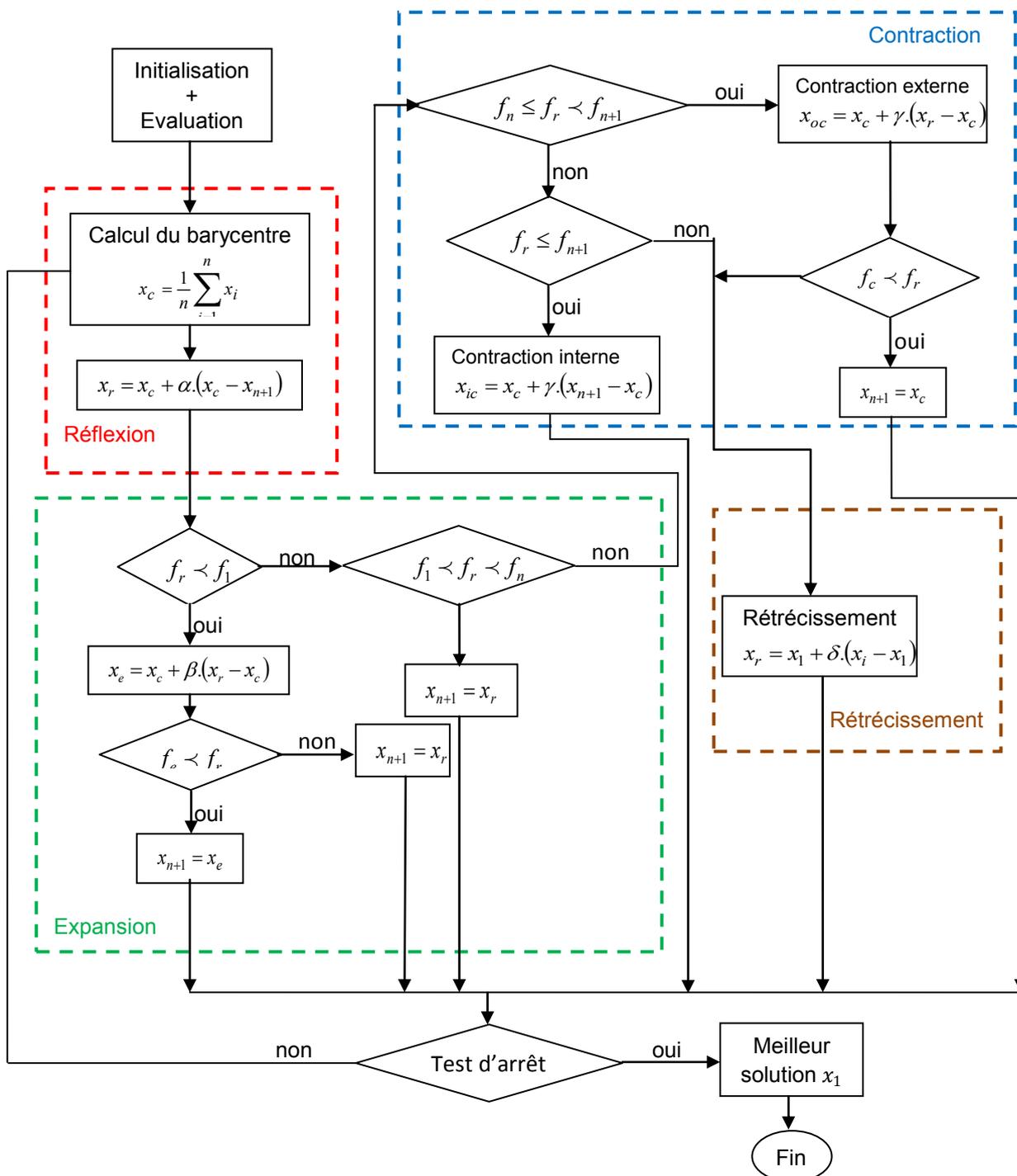


Figure 2.8 : Organigramme de la méthode du simplexe de Nelder-Mead

### 2.3.2. Méthodes stochastiques

Ces méthodes sont basées sur des mécanismes de transition probabiliste et aléatoires. Elles ont une grande capacité à trouver l'optimum global du problème d'optimisation. Contrairement aux méthodes déterministes, ces méthodes ne nécessitent pas de point initial, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif, pour converger vers la solution optimale.

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux méthodes les plus utilisées de cette catégorie, en particulier, les algorithmes génétiques (AG) et la méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO).

#### 2.3.2.1. Algorithme d'essaims particuliers

L'optimisation par essaim particulière (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais est un algorithme d'optimisation stochastique proposé par Kennedy et Eberhart en 1995 [68]. L'optimisation par essaim de particules est une technique évolutionnaire dans laquelle l'essaim est formé d'un nombre donné de particules. Une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa propre expérience, qui est dans ce cas la mémoire de la meilleure position qu'elle a rencontrée, et en fonction de la configuration adoptée du voisinage.

Les nouvelles vitesses et direction de la particule seront définies selon trois tendances :

- La propension à suivre son propre chemin.
- Sa tendance à revenir vers sa meilleure position atteinte.
- Sa tendance de suivre son meilleur voisin (Cf. figure 2.9).

L'optimisation par essaims particuliers peut être exprimée comme suit :

Un essaim de particule est défini par :

- Le nombre de particules  $N_{par}$ ,
- la vitesse maximale d'une particule,
- l'inertie d'une particule  $C_1$ .
- et les coefficients  $C_2$  et  $C_3$  de confiance qui pondèrent le comportement conservateur.

Une particule est caractérisée à l'instant  $t$  par :

- Sa position dans l'espace de recherche  $x_i(t)$ ,
- sa vitesse  $v_i(t)$ ,
- la position  $x_{p_{best}}$  de la meilleure solution par laquelle est passée  $x_i(t)$ ,
- la position  $x_{v_{best}}$  de la meilleure solution connue dans son voisinage.

Les équations de la vitesse et celle du déplacement sont données respectivement par les expressions suivantes :

$$v_i(t+1) = C_1 \cdot v_i(t) + C_2 \cdot r_1 \cdot (p_{best_i} - x_i(k)) + C_3 \cdot r_2 \cdot (g_{best_i} - x_i(k)) \quad (2.16)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (2.17)$$

Où :

- $x_i(k)$  est la position de la particule  $i$  à l'itération  $k$
- $C_1$  est la masse d'inertie qui contrôle l'influence de la précédente vitesse de la particule sur la suivante, appelée coefficient d'inertie.
- $C_2$  et  $C_3$  sont des facteurs d'accélération, appelées coefficients d'accélération qui sont fixés par l'utilisateur.
- $r_1$  et  $r_2$  sont des nombres générés aléatoirement à chaque itération dans l'intervalle  $[0, 1]$ .

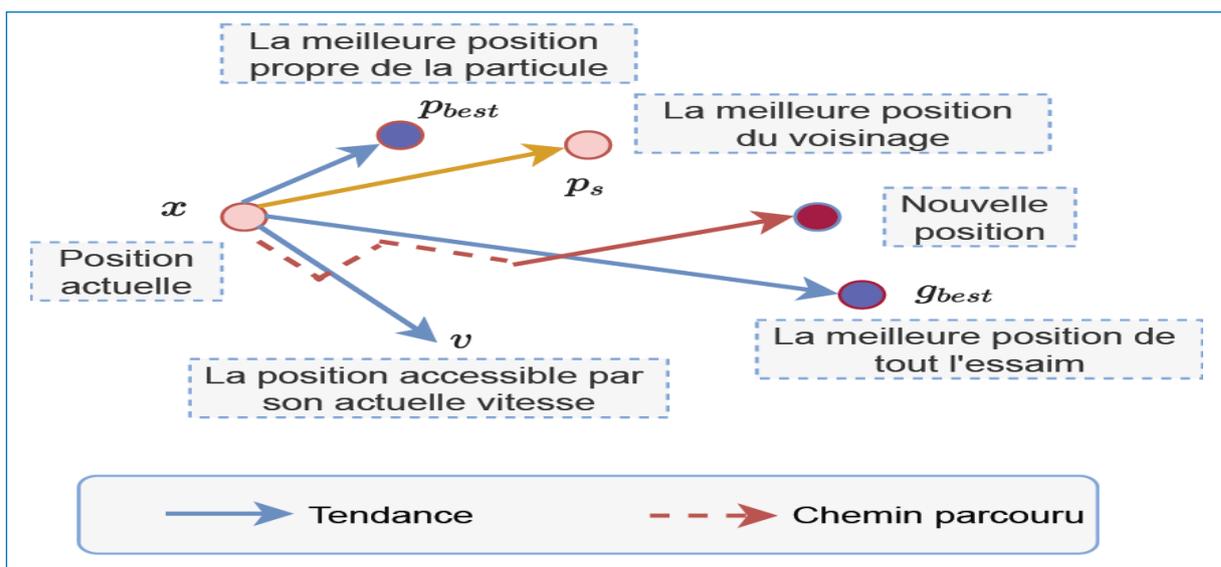


Figure 2.9 : Déplacement d'une particule.

L'organigramme de la figure (2.10) illustre les étapes de l'essaim de particules.

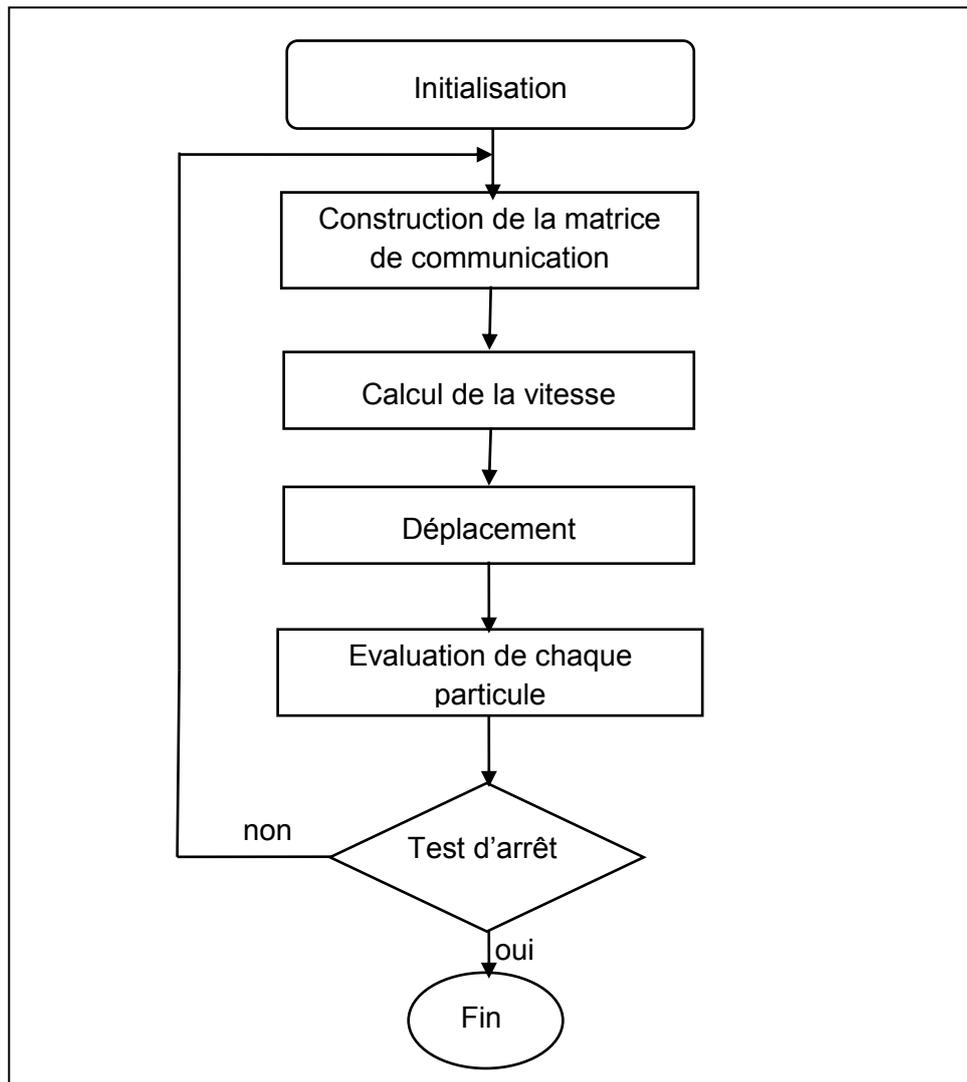


Figure 2.10 : Organigramme de l'algorithme de PSO.

### 2.3.2.2. Les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (AGs) sont des méthodes de recherche et d'optimisation dérivées de la génétique et des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution développés par John Holland (1975) [69]. Suivant le type de codage utilisé, c'est-à-dire suivant la représentation des paramètres utilisée à la place des paramètres eux-mêmes, on distingue deux types d'algorithmes génétiques :

- Les AGs avec un codage binaire.
- Les AGs avec un codage réel.

L'organigramme de l'algorithme génétique est illustré par la figure (2.11) [70] :

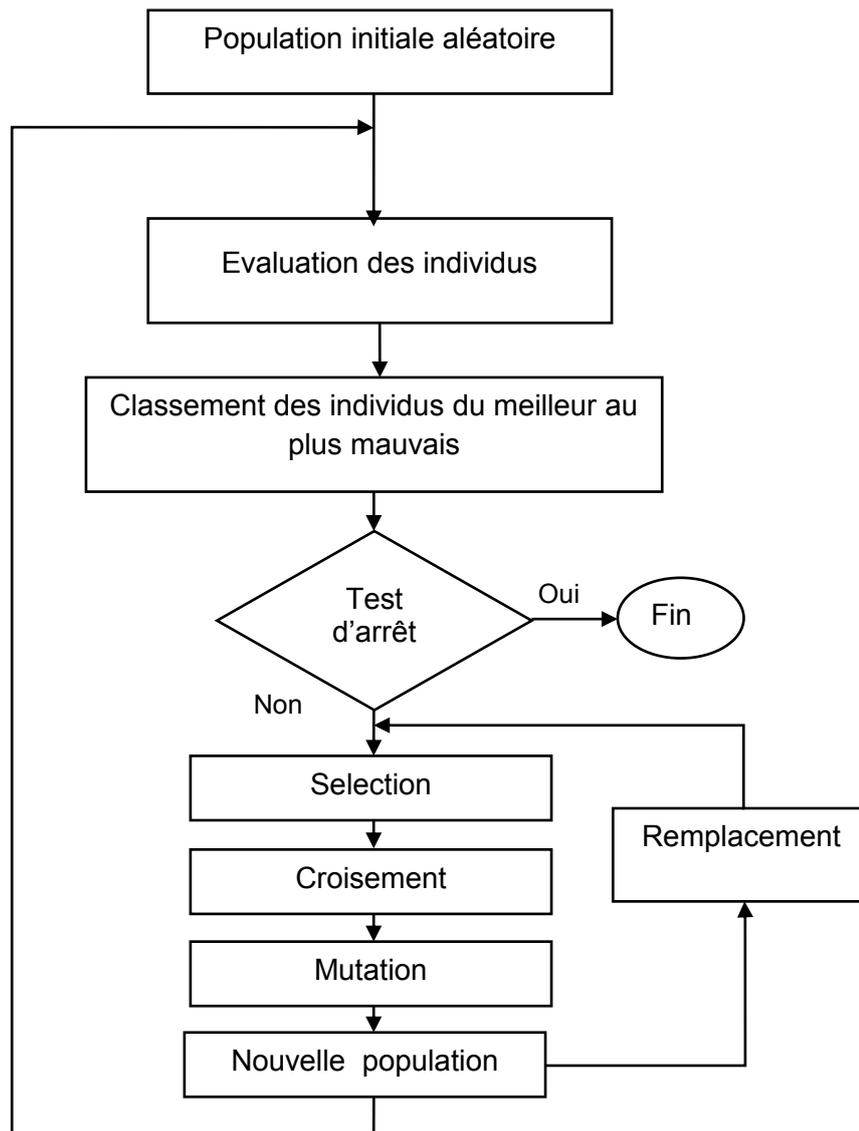


Figure 2.11 : Organigramme d'un algorithme génétique.

#### 2.3.3.2.1. Description des opérations d'algorithme génétique

##### 1. Population initiale

Les AGs nécessitent une population initiale afin de commencer le processus de recherche. La méthode appliquée fait générer aléatoirement un ensemble de solutions dans les contraintes proposées pour la population entière.

##### 2. Sélection

Après génération de la population initiale, la performance de chaque individu est évaluée : la performance mesure la qualité de la solution probable pour comparer les différentes solutions. Nous avons pris la valeur associée à la fonction objectif, appelée aussi fonction fitness comme indice de performance.

Après calcul de cet indice pour chaque individu, le mécanisme de sélection est appliqué pour copier les individus sélectionnés. Les individus ayant des performances élevées ont plus de probabilité d'être reproduits dans la prochaine génération.

### 3. Croisement

Après l'étape de sélection, le croisement est appliqué. Dans cette étape, les individus sont regroupés aléatoirement par paire (parents). Le croisement se fait ensuite pour générer les enfants avec une probabilité  $P_c$ . Cet opérateur (croisement) sert à explorer des nouvelles régions dans l'espace de recherche.

### 4. Mutation

Pour introduire une certaine diversification dans la population et éviter ainsi une convergence prématurée en un optimum local, l'opérateur de mutation est appliqué. Pour cela, les bits subissant la mutation sont choisis aléatoirement avec une probabilité  $P_m$ .

### 5. Remplacement

Le remplacement consiste à déterminer quels sont les individus de la génération courante, constituée de parents et d'enfants, qui seront à leur tour les parents de la prochaine génération. Pour cela, plusieurs stratégies de remplacement peuvent être envisagées :

- Remplacement générationnel.
- Remplacement continu.
- Remplacement élitiste.

### 6. Critère d'arrêt

Différents critères d'arrêts peuvent être rencontrés :

- Arrêt après un nombre fixe a priori de générations.
- Arrêt lorsque la population cesse d'évoluer ou n'évolue plus suffisamment.

#### 2.3.3. Méthodes hybrides

Les méthodes hybrides, appelées aussi techniques d'hybridation sont des tendances actuelles dans les développements des approches d'optimisation [71].

Cette technique vise à combiner les avantages de deux méthodes d'optimisation, afin d'obtenir des méthodes efficaces pour la résolution des problèmes d'optimisation difficiles. Dans ce contexte, nous pouvons combiner une méthode stochastique-/stochastique ou alors stochastique/ déterministe.

Différentes approches d'hybridation sont envisageables :

1. Approche basée sur des méthodes utilisées d'une manière séquentielle, c'est-à-dire la solution finale de la première méthode devient la solution initiale de la deuxième (Cf. figure 2.12). Cette technique est bien adaptée pour une hybridation appliquant une méthode globale avec une autre locale [72].
2. Deuxièmement, une approche est réalisée en incorporant une méthode de recherche (locale ou bien globale) et l'intégrer dans un opérateur de la méthode globale (Cf. figure 2.13). Cette approche d'hybridation peut être réalisée en remplaçant par exemple l'opérateur de mutation de l'algorithme génétique par une méthode de recherche locale [73].

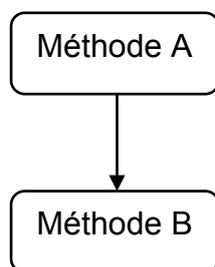


Figure 2.12 : Première approche d'hybridation.

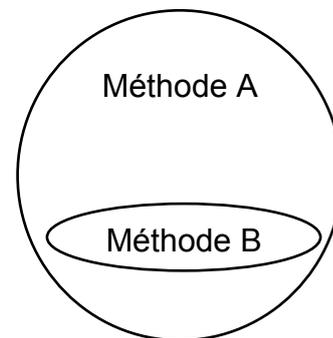


Figure 2.13 : Deuxième approche d'hybridation.

## 2.4. Résultats de simulation

### 2.4.1. Étude de l'efficacité de l'algorithme proposé

Dans cette section, six fonctions de Benchmark [74] sont utilisés pour différentes dimensions  $D$  afin de montrer l'efficacité de notre algorithme NM proposé. De plus, les résultats obtenus à l'aide de la méthode de Nelder-Mead proposé (NMP) sont comparés aux résultats obtenus par l'algorithme de NM classique.

### 2.4.1.1. Description des fonctions de Benchmark utilisés

Nom	Fonction	Optimum global
Sphere	$f_1(x) = \sum_{i=1}^D x_i^2$	$[0]^D$
Rosenbrock	$f_2(x) = \sum_{i=1}^{D-1} (100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (x_i - 1)^2)$	$[1]^D$
Griewank	$f_3(x) = \sum_{i=1}^D \left( \frac{x_i^2}{4000} \right) - \prod_{i=1}^D \cos\left( \frac{x_i}{\sqrt{i}} \right) + 1$	$[0]^D$
Ackley	$f_4(x) = 20 + \exp(1) - 20 \exp\left( -0.2 \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^D x_i^2} \right) - \exp\left( \frac{1}{D} \cos(2\pi x_i) \right)$	$[0]^D$
Schwefel	$f_5(x) = -\sum_{i=1}^D (x_i \sin(\sqrt{ x_i }))$	$[0]^D$
Alphine II	$f_6(x) = \prod_{i=1}^D  \sin(x_i) \sqrt{ x_i } $	$[0]^D$

Tableau 2.2 : Fonctions de Benchmark utilisées.

### 2.4.1.2. Résultats

Pour les deux algorithmes (NM classique et NM proposé), le vecteur initial choisi est égal à 4 et le nombre maximum d'itérations est limité à 1000. Pour cela, deux fonctions objectives (fitness) sont utilisées :

- L'erreur quadratique  $F_1 = \sum_{k=1}^M \varepsilon(k)^2 = \sum_{k=1}^M (f_m(k) - f_c(k))^2$
- L'erreur absolue  $F_2 = \sum_{k=1}^M |\varepsilon(k)| = \sum_{k=1}^M |f_m(k) - f_c(k)|$

En utilisant la même configuration logicielle et matérielle, les résultats obtenus sont présentés dans le tableau (2.3). Il est à noter que si la valeur de la fonction évaluée tombe en dessous de  $10^{-50}$ , elle sera signalée comme valeur nulle.

$f$	D	NMA		INMA	
		$F_1$	$F_2$	$F_1$	$F_2$
$f_1$	5	0	0	0	0
	15	1.0883e-19	7.0668e-13	6.4182e-33	1.5724e-20
	25	2.4080e-10	3.0012e-08	2.1487e-20	3.5200e-13
$f_2$	5	0	1.0477e-29	0	5.1276e-30
	15	3.9866	15.8932	4.6457e-31	2.4259e-21
	25	35.8622	1.2861e+03	5.1214e-13	35.8622
$f_3$	5	6.0698e-04	0.0246	6.0698e-04	0.0246
	15	6.0698e-04	0.0246	9.7166e-05	0.0099
	25	2.1857e-04	0.0148	2.6105e-16	2.1260e-10
$f_4$	5	7.0484	54.3395	5.0487e-29	7.1054e-15
	15	10.5082	110.4224	0.1176	0.3429
	25	12.3408	152.2955	0.4207	0.6486
$f_5$	5	0	2.2204e-16	0	0
	15	0	0	0	0
	25	3.2343e-20	3.0331e-13	0	0
$f_6$	5	0	1.2177e-35	0	7.5562e-45
	15	7.4254e-42	3.8628e-23	1.5725e-47	1.4221e-24
	25	1.6711e-23	4.0879e-12	4.3298e-36	2.0808e-18

Tableau 2.3 : Résultats de simulations.

Les figures (2.14), (2.15) et (2.16) montrent la vitesse de convergence en utilisant l'erreur quadratique pour les différentes dimensions.

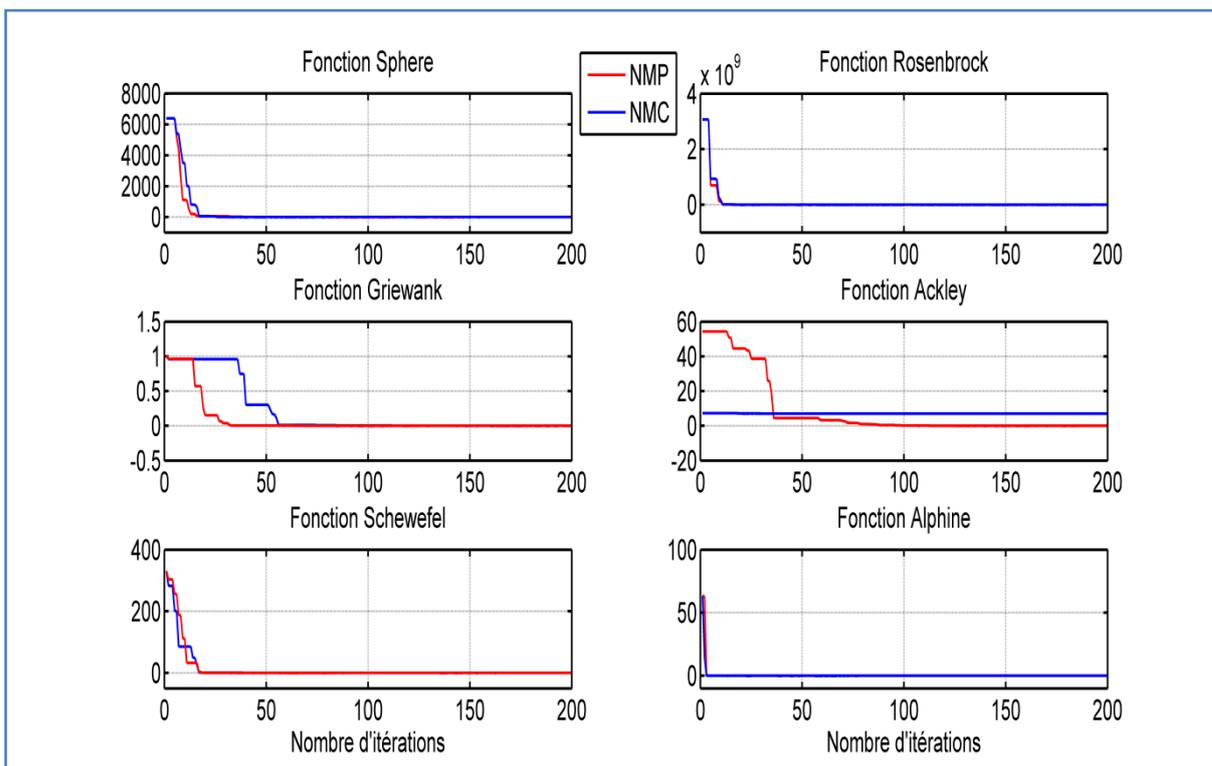


Figure 2.14 : Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour  $D=5$ .

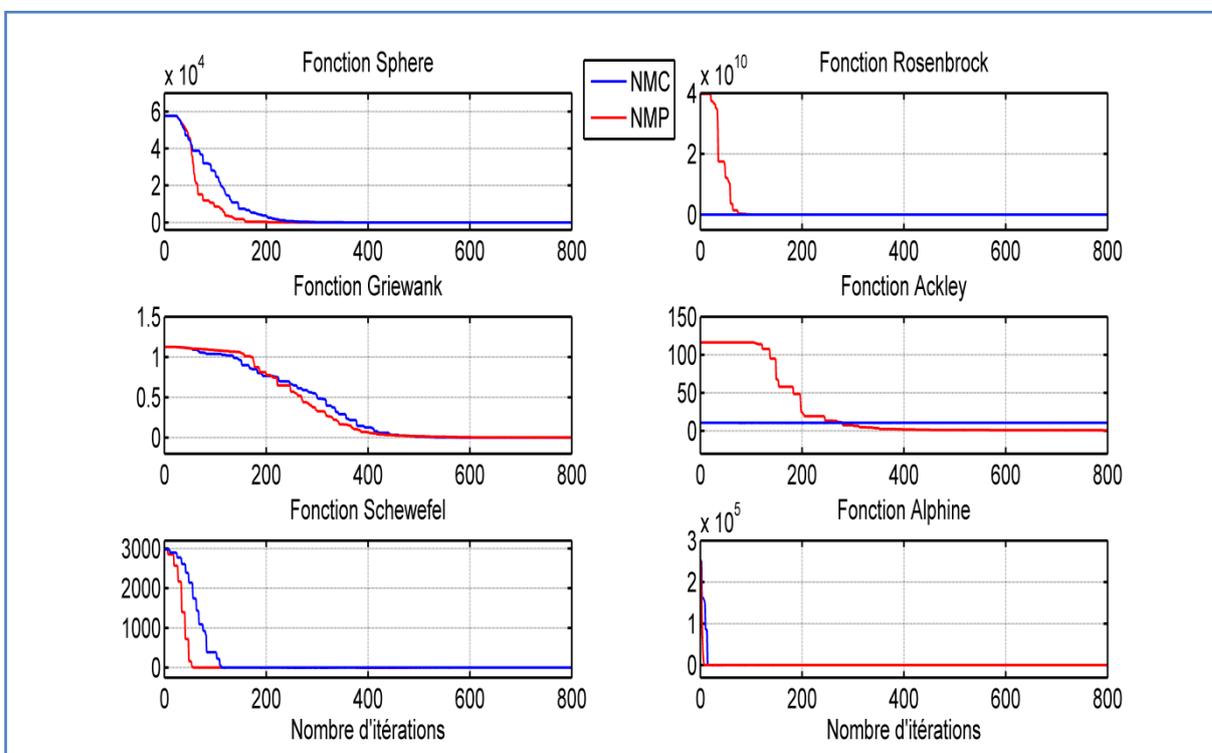


Figure 2.15 : Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour  $D=15$ .

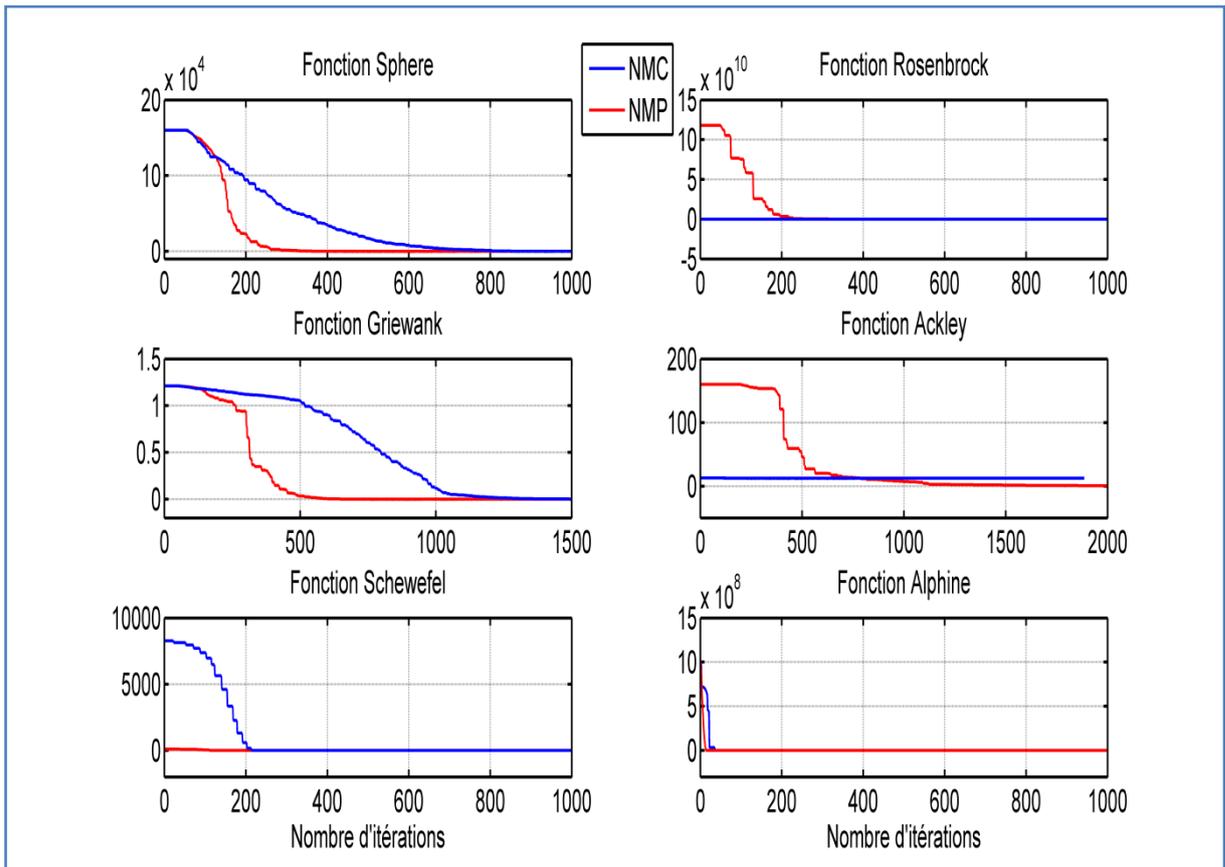


Figure 2.16 : Évolution de la fonction fitness des différentes fonctions de Benchmark pour  $D=25$ .

### Étude comparative

Les résultats du tableau (2.3) montrent que :

- L'erreur quadratique a donné des bons résultats que l'erreur absolue pour les deux algorithmes.
- L'algorithme de NM proposé relève le problème du minimum local ( $f_2$  et  $f_4$ ) même si la taille de la fonction à optimiser est élevée.

Les figures (2.14), (2.15) et (2.16) montrent que l'algorithme de NM proposé (NMP) a une meilleure vitesse de convergence comparée à celle obtenue par la méthode de NM classique (NMC) pour les différentes dimensions du problème d'optimisation.

## 2.5. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, différentes techniques d'identification de la MS sont présentées et particulièrement la méthode du modèle de référence que nous avons adoptés dans notre travail.

Dans la seconde partie, différentes méthodes d'optimisation ont été présentées. Elles sont réparties en trois catégories : les méthodes déterministes; méthodes stochastiques et les méthodes hybrides associant à la fois les avantages des méthodes déterministes et stochastiques. Encore, dans cette partie de ce chapitre, une amélioration de l'algorithme de Nelder-Mead a été proposée.

Dans la dernière partie de ce chapitre, Le taux de convergence et l'efficacité de l'algorithme de NM proposé ont été évalués en considérant six fonctions de Benchmark. L'analyse des simulations réalisées montre clairement la supériorité de l'algorithme proposé (NMP) par rapport à celui de l'algorithme classique (NMC) en terme de rapidité et de pallier problème du minimum local.

Dans le chapitre suivant, la méthode du modèle de référence sera utilisée pour l'identification des paramètres de la MS en utilisant l'un des techniques d'optimisation présentées dans ce chapitre.

## CHAPITRE 3

# MÉTHAHEURISTIQUES APPLIQUÉES À L'IDENTIFICATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

### 3.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'identification des paramètres de la machine synchrone à partir de l'essai de court-circuit brusque. Pour cela, l'identification par la méthode du modèle de référence sera utilisée pour déterminer douze paramètres de la MS, en utilisant uniquement le courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation. Parmi ces paramètres, l'angle  $\theta_0$  entre le stator de la phase (a) et l'axe rotorique (axe d) à l'instant de court-circuit sera déterminé simultanément avec les autres paramètres. Cependant, ces derniers sont obtenus par minimisation de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et ceux calculés, à partir du modèle adopté de la machine en utilisant la méthode hybride PSO-NM.

Une description du principe de court-circuit brusque est présentée dans ce chapitre. Ainsi, une représentation du modèle de la machine lors de cet essai est effectuée, suivi par une présentation du processus d'identification des paramètres de la machine effectuée par une hybridation séquentielle basé sur l'algorithme PSO utilisant la méthode du simplexe de Nelder-Mead. Par la suite, la validation de l'approche proposée pour l'identification ainsi que la méthode d'optimisation adoptée est effectuée à l'aide des données simulées. Enfin, cette validation va conclure que l'identification des paramètres de la MS ne dépend pas de l'angle  $\theta_0$  malgré les différentes variations effectuées sur la tension d'excitation  $V_f$  et celle de la vitesse de rotation  $N$ . Par conséquent, une étude expérimentale effectuée sur un banc d'essai constitué par une machine synchrone nous a permis la réalisation et l'application des stratégies proposées à partir des données mesurées dans la pratique.

### 3.2. Principe de l'essai de court-circuit brusque

Pour l'essai de court-circuit brusque, la machine synchrone (MS) est utilisée en mode génératrice comme montre la figure ci-dessous :

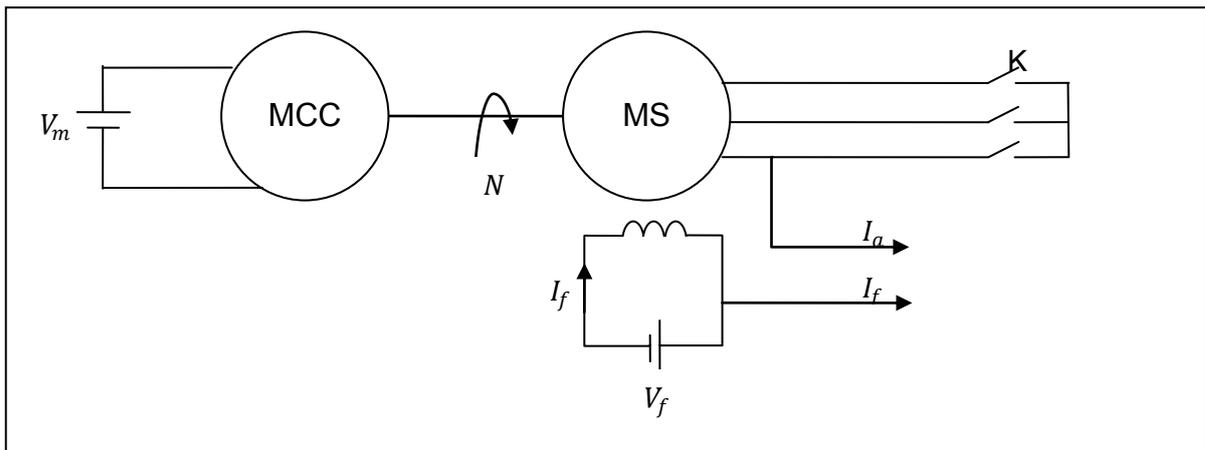


Figure 3.1 : Principe de l'essai de court-circuit brusque.

Dans cette figure, l'interrupteur  $K$  est ouvert, c'est-à-dire, la génératrice est en fonctionnement à vide. Où, elle est alimentée par une tension d'excitation  $V_f$  et tourne avec une vitesse de rotation constante  $N$ . Puis, à l'instant  $t_0$ , le court-circuit triphasé est réalisé par la fermeture de l'interrupteur  $K$ .

Dans cette structure, la génératrice en court-circuit brusque a pour entrées :

- Tension de l'excitation  $V_f$
- Vitesse de rotation  $N$

Et pour sorties :

- Courant statorique de la phase (a)  $I_a$
- Courant d'excitation  $I_f$

Comme nous avons déjà vu dans le chapitre précédent : le courant statorique de la phase (a) dépend de l'angle  $\theta_0$ , qui correspond au déphasage initial entre le stator de la phase (a) et le rotor à l'instant  $t_0$  du court-circuit.

Le cas où, ( $\theta_0 = 0$ ) correspond à la coïncidence de l'axe de la phase (a) et l'axe direct (d) à l'instant de court circuit  $t_0$ . Dans ce cas, le courant statorique de la phase (a) est facile à déterminer. En revanche, à la fermeture de l'interrupteur  $K$  (instant de court-circuit), la méconnaissance de la valeur exacte de  $\theta_0$  va engendrer la difficulté de connaître la position rotorique  $\theta$  (vue dans le chapitre 1 eq (1.25).) pour le calcul du courant statorique de la phase (a).

Dans les travaux de cette thèse, pour pallier à ce problème, on suppose que l'angle  $\theta_0$  est un paramètre inconnu qui sera identifié en plus avec les autres paramètres de la machine. Dans ce contexte, la technique d'identification par le modèle de référence sera adoptée pour la détermination de ces paramètres, en utilisant uniquement le courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation.

La figure (3.2) rappelle le principe d'identification des paramètres de la MS en court-circuit en utilisant le modèle de référence.

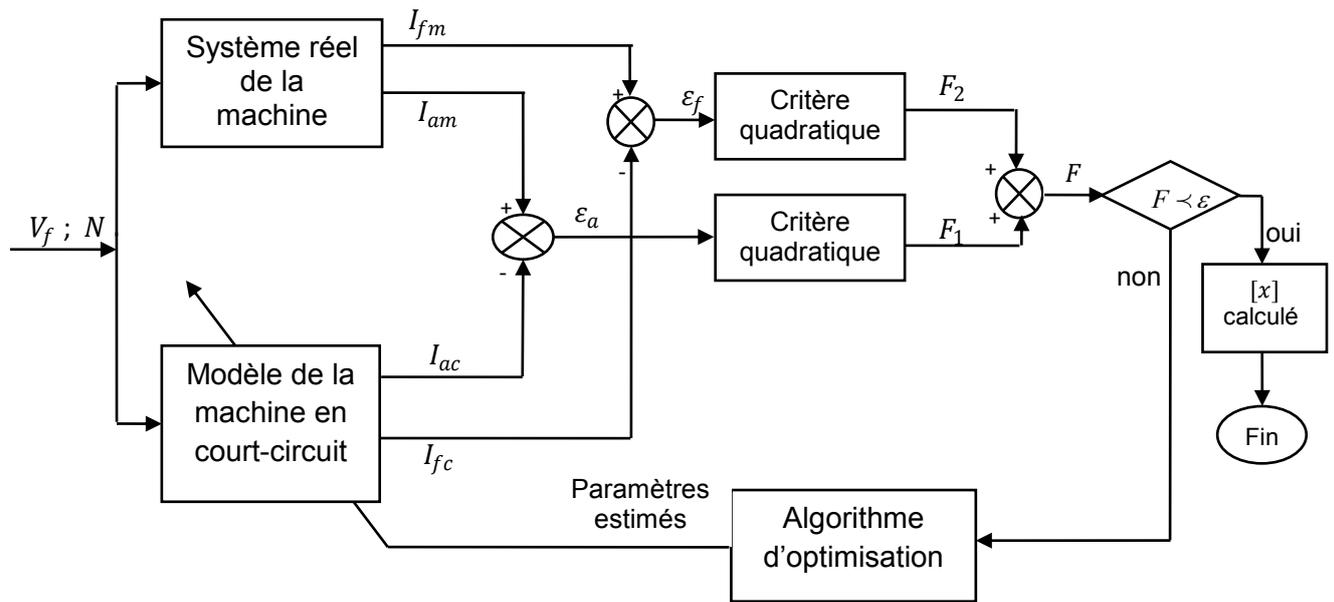


Figure 3.2 : Principe d'identification des paramètres de la MS en court-circuit brusque.

Où ;

$$F_1 = \sum_{k=1}^M (\varepsilon_a(k))^2 = \sum_{k=1}^M (I_{am}(k) - I_{ac}(k))^2 \quad (3.1)$$

$$F_2 = \sum_{k=1}^M (\varepsilon_f(k))^2 = \sum_{k=1}^M (I_{fm}(k) - I_{fc}(k))^2 \quad (3.2)$$

En rappelant encore, que le vecteur des paramètres de la machine  $[x]$  sera obtenu par minimisation de la fonction objective suivante :

$$F = F_1 + F_2 = \sum_{k=1}^M (I_{am}(k) - I_{ac}(k))^2 + \sum_{k=1}^M (I_{fm}(k) - I_{fc}(k))^2 \quad (3.3)$$

Où :  $M$  désigne la dimension du vecteur de mesure.

$I_{am}(k)$  est le courant statorique mesuré de la phase (a).  $I_{ac}(k)$  est le courant statorique calculé de la phase (a).  $I_{fm}(k)$  est le courant d'excitation mesuré et  $I_{fc}(k)$  représente le courant d'excitation calculé.

### 3.2.1. Modèle de la génératrice en court-circuit

La mise en court-circuit des trois phases de la génératrice est théoriquement équivalent à :  $V_a(t) = V_b(t) = V_c(t) = 0$ , ce qui rend  $V_d(t) = V_q(t) = 0$

Par conséquent, le modèle d'état de la MS représenté par l'équation (1.41), donné dans le premier chapitre devient alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_{aD} \\ I_{aQ} \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_{aD} \\ I_{aQ} \end{pmatrix} + B \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Les matrices A et B sont données au premier chapitre par (Eq 1.43).

En ajoutant l'angle  $\theta_0$  au vecteur de paramètres  $[x]$ , définit dans le premier chapitre, le nombre des paramètres à identifier deviendra alors 12.

Le vecteur des paramètres à estimer est le suivant :

$$[x] = [L_f \quad M_{fd} \quad C \quad L_d \quad L_q \quad \sigma_d \quad \sigma_q \quad T_D \quad T_Q \quad R_s \quad R_f \quad \theta_0] \quad (3.5)$$

Ces 12 paramètres sont rappelés ci-dessous :

- $L_f$  : Inductance propre de l'inducteur.
- $M_{fd}$  : Inductance mutuelle entre inducteur F et bobinage d.
- $C$  : Rapport  $\frac{M_{fD}}{M_{Dd}}$
- $L_d$  : Inductance propre statorique d'axe d.
- $L_q$  : Inductance propre statorique d'axe q.
- $\sigma_d$  : Coefficient de dispersion de l'amortisseur D.
- $\sigma_q$  : Coefficient de dispersion de l'amortisseur Q.
- $T_D$  : Constante de temps de l'amortisseur D.

- $T_Q$  : Constante de temps de l'amortisseur Q.
- $R_s$  : Résistance d'un enroulement statorique.
- $R_f$  : Résistance de l'inducteur.
- $\theta_0$ : L'angle entre le stator de la phase (a) et l'axe rotorique (axe d) à l'instant du court-circuit.

### 3.3. Processus d'identification

Le processus d'estimation des paramètres de la machine en court-circuit brusque est résumé par l'organigramme de la figure (3.3). Où, cette représentation illustre les étapes successives, permettant d'obtenir le vecteur optimal des paramètres  $[x_{opt}]$  de la machine, en utilisant la méthode du modèle de référence. Ceci facilite la compréhension des différentes étapes lors de la simulation.

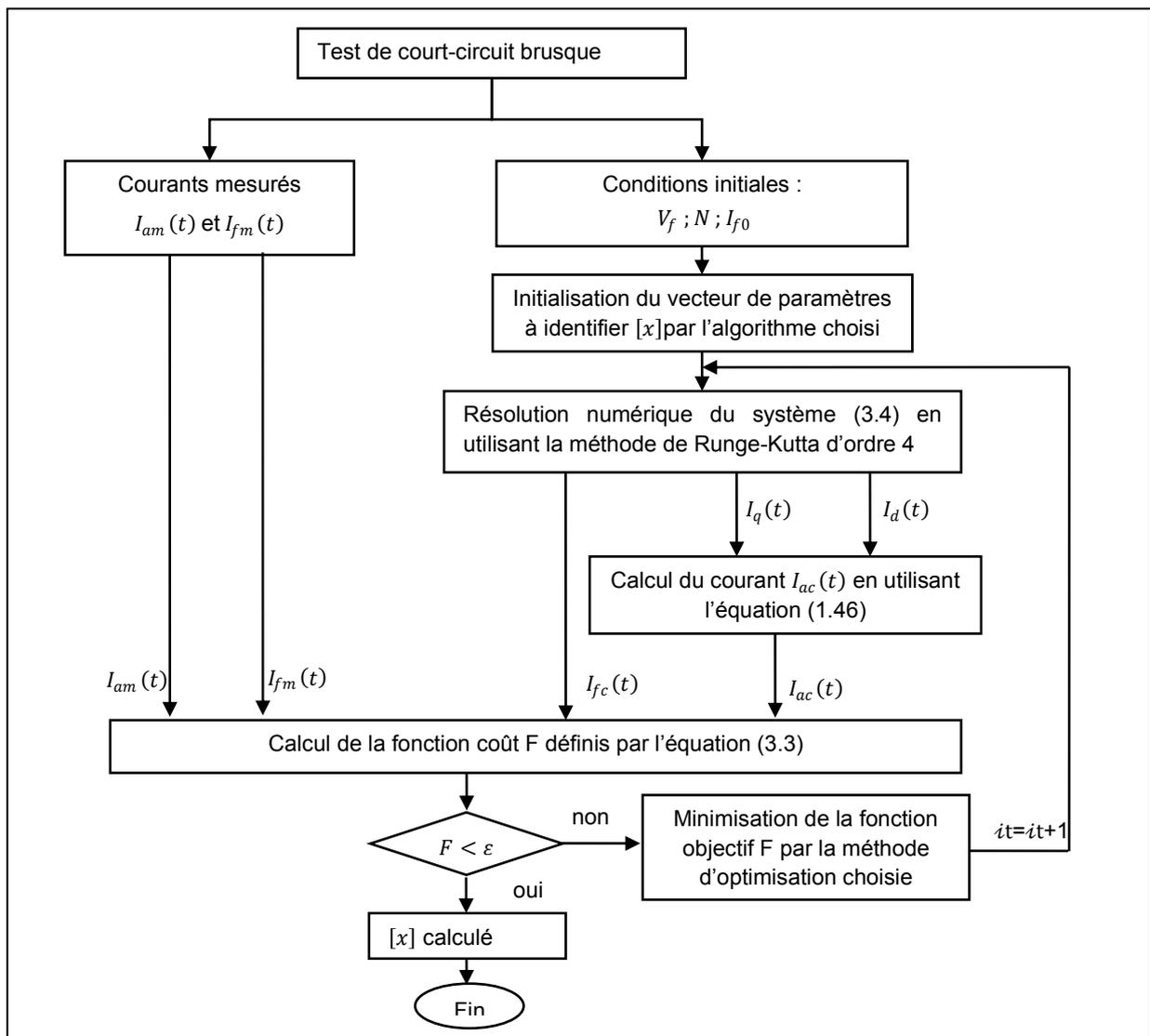


Figure 3.3 : Organigramme du processus d'identification des paramètres de la MS.

La minimisation de la fonction coût  $F$  nécessite une technique d'optimisation. Parmi celles déjà présentées précédemment, la méthode d'hybridation séquentielle, associant l'algorithme PSO avec la méthode du simplexe de Nelder-Mead a été adoptée.

### 3.3.1. Algorithme hybride PSO-NM

Le choix de la méthode hybride repose sur les critères suivants :

- Parmi les algorithmes de recherche locale, l'algorithme du simplexe présente des avantages de simplicité et d'efficacité. Cependant, il est facilement piégé dans un optimum local et sa convergence est extrêmement sensible au point initial.
- L'avantage de PSO est moins susceptible d'être piégé dans les optima locaux, mais le taux de convergence et le coût de calcul est élevé.

Cette manière d'hybridation consiste à combiner les caractéristiques des deux méthodes (PSO et NM) pour, tirer en mieux leurs avantages et éviter leurs inconvénients en même temps (Cf. figure 3.4). Cette technique se fait par les deux étapes suivantes [72] :

- La première étape consiste à appliquer uniquement l'algorithme PSO pour un certain nombre d'itérations, afin de localiser le domaine de recherche qui contient probablement le minimum global.
- la deuxième étape consiste à appliquer à la méthode de NM la meilleure solution fournie par le PSO (solution finale), considéré comme solution initiale et poursuivre le reste de la recherche jusqu'à une condition d'arrêt satisfaisante.

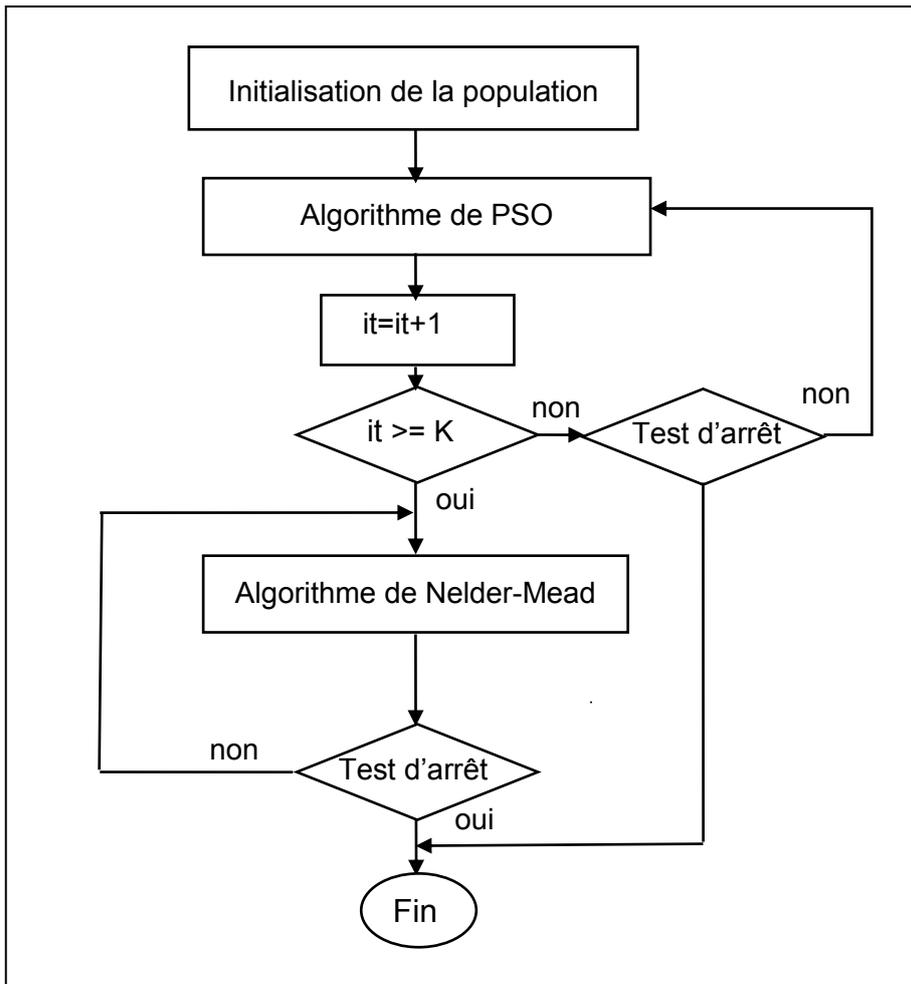


Figure 3.4. Organigramme de la méthode hybride PSO-NM.

### 3.4. Résultats

Pour vérifier l'efficacité de la technique d'identification choisie ainsi que la méthode d'optimisation adoptée, nous avons procédé à l'identification des paramètres de la MS qui est effectuée à l'aide des données simulées. De plus, des données expérimentales relevées sur une machine synchrone sont utilisées dont le but de confirmer les résultats obtenus par les méthodes proposées.

#### 3.4.1. Données simulées

Dans cette partie, le processus d'identification représenté par la figure (3.3), se déroule à partir des données simulées. Les courants simulés ( $I_a(t)$  et  $I_f(t)$ ) sont obtenus par résolution numérique du système non linéaire (3.4) de la machine par la

méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 en se basant sur les paramètres d'une machine connue [75].

Le tableau (3.1) rassemble les paramètres réels utilisés dans [75].

$R_s(\Omega)$	0.135	$L_D(mH)$	0.004
$R_f(\Omega)$	1.95	$L_Q(mH)$	0.0018
$R_D(\Omega)$	1.3682e-04	$M_{fd}(mH)$	194
$R_Q(\Omega)$	1.9028e-04	$M_{fD}(mH)$	2900
$L_d(mH)$	17.2	$M_{Dd}(mH)$	0.256
$L_q(mH)$	9.5	$M_{Qq}(mH)$	0.1253
$L_f(mH)$	2280.5	$\rho$	2

Tableau 3.1 : Paramètres de la machine synchrone considérée

Pour valider la technique d'identification basée sur le modèle de référence en utilisant la méthode hybride PSO-NM à l'aide des données simulées, l'identification des paramètres de la machine considérée en court-circuit brusque, se déroule comme suit :

- Dans un premier temps, les onze premiers paramètres du vecteur  $[x]$  sont considérés étant fixes, par contre l'angle  $\theta_0$  qui représente le dernier paramètre de ce vecteur sera variable. Dans ce sens, l'angle  $\theta_0$  prend une valeur à partir de l'intervalle  $\left[0, \frac{11\pi}{6}\right]$  et varie d'un pas de  $\frac{\pi}{6}$ . Par conséquent, douze nouveaux vecteurs de paramètres seront obtenus  $[x_i]$ . Ils sont donnés dans le tableau (3.2).

Vecteur de paramètres	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$
$L_f(H)$	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805	2.2805
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940	0.1940
$C$	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281	11.3281
$L_d(H)$	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172	0.0172
$L_q(H)$	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095
$\sigma_d$	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474	0.0474
$\sigma_q$	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819	0.0819
$T_D(s)$	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292	0.0292
$T_Q(s)$	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095	0.0095
$R_s(\Omega)$	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135	0.135
$R_f(\Omega)$	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95	1.95
$\theta_0(rad)$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{6\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{8\pi}{6}$	$\frac{9\pi}{6}$	$\frac{10\pi}{6}$	$\frac{11\pi}{6}$

Tableau 3.2 : Vecteurs des paramètres des données simulées

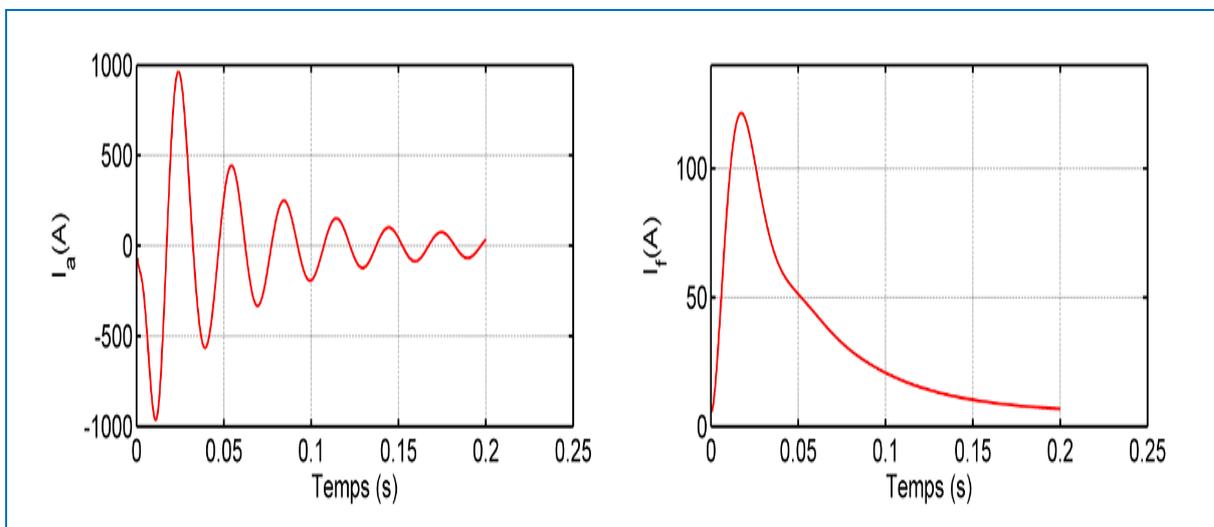
- Puis, une identification des paramètres de cette machine appropriée à chaque vecteur  $[x_i]$ , pour les différents essais donnés dans le tableau (3.3) :

	Tension d'excitation $[V]$	Vitesse de rotation $tr/min$
Essai 1	10	1000
Essai 2	10	1500
Essai 3	30	1000
Essai 4	30	1500

Tableau 3.3 : Essais considérés.

#### 3.4.1.1. Données simulées pour le 1<sup>er</sup> essai

À partir de la tension d'excitation et la vitesse de rotation considérée dans le 1<sup>er</sup> essai et en utilisant le vecteur de paramètres  $[x_1]$  (tableau 3.2), la figure (3.5) illustre les données simulées obtenus pour le premier essai représentant le courant statorique de la phase (a) ( $I_a(t)$ ) et le courant d'excitation ( $I_f(t)$ ) lors d'un court-circuit brusque.

Figure 3.5 : Courant statorique  $I_a(t)$  et le courant d'excitation  $I_f(t)$  pour le 1<sup>er</sup> essai.

Ces deux grandeurs simulées ( $I_a(t), I_f(t)$ ) seront considérées comme des données mesurées dans le processus d'identification (figure 3.3). De plus, la méthode hybride (PSO-NM) est appliquée pour trouver les paramètres de la machine étudiée dans cette partie. Il est à noter que ce processus d'identification sera exécuté

pour les différents vecteurs considérés dans le tableau (3.2) et aussi pour les différents essais du tableau (3.3).

Pour tous les essais, l'intervalle d'étude (les bornes supérieures et inférieures de l'espace de recherche) a été conservé de manière à conserver la même base de comparaison. La population initiale de l'algorithme de PSO a été choisit au hasard dans cet intervalle. Le vecteur de contrôle PSO est considéré comme suit :

- Le coefficient d'inertie d'une particule  $C_1 = 0.8$ .
- Les coefficients de confiance pondérant le comportement conservateur  $C_2 = 1.5$  et  $C_3 = 1.6$ .
- Le PSO considéré est impliqué dans une population de 100 individus.

#### Résultats d'identification du 1<sup>er</sup> essai

L'application de la procédure d'estimation de la figure (3.3) en utilisant la méthode hybride PSO-NM conduit aux résultats illustrés par les tableaux (3.4) et (3.5).

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{1opt}$	$x_{2opt}$	$x_{3opt}$	$x_{4opt}$	$x_{5opt}$	$x_{6opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280502	2.280501	2.280498	2.280493	2.280504	2.280437
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.194000	0.194009	0.194150	0.193999	0.194000	0.194320
$C$	11.3281	11.328120	11.328065	11.328025	11.328126	11.328119	11.318116
$L_d(H)$	0.0172	0.017200	0.017201	0.017224	0.017199	0.017200	0.017254
$L_q(H)$	0.0095	0.009499	0.009500	0.009504	0.009500	0.009499	0.009492
$\sigma_d$	0.0474	0.047440	0.047446	0.047405	0.047437	0.047443	0.047384
$\sigma_q$	0.0819	0.081863	0.081871	0.081918	0.081864	0.081867	0.081851
$T_D(s)$	0.0292	0.029235	0.029246	0.029183	0.029236	0.029233	0.029163
$T_Q(s)$	0.0095	0.009459	0.009459	0.009458	0.009460	0.009459	0.009435
$R_s(\Omega)$	0.135	0.135000	0.135006	0.135106	0.134999	0.135000	0.135224
$R_f(\Omega)$	1.95	1.950001	1.949928	1.949215	1.949995	1.950002	1.947712
$\theta_0(rad)$		6.283185	0.523596	1.047175	1.570799	2.094394	2.617816

Tableau 3.4 : Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 1<sup>er</sup> essai.

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{7opt}$	$x_{8opt}$	$x_{9opt}$	$x_{10opt}$	$x_{11opt}$	$x_{12opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280479	2.280512	2.280522	2.280445	2.280642	2.280499
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.193969	0.194094	0.193966	0.194025	0.194300	0.193999
$C$	11.3281	11.328190	11.328084	11.328107	11.328095	11.328406	11.328125
$L_d(H)$	0.0172	0.017195	0.017216	0.017178	0.017218	0.017244	0.017199
$L_q(H)$	0.0095	0.009501	0.009502	0.009495	0.009502	0.009505	0.009500
$\sigma_d$	0.0474	0.047450	0.047485	0.047392	0.047443	0.047420	0.047441
$\sigma_q$	0.0819	0.081896	0.081917	0.081921	0.081897	0.081885	0.081866
$T_D(s)$	0.0292	0.029216	0.029248	0.029209	0.029237	0.029151	0.029235
$T_Q(s)$	0.0095	0.009462	0.009456	0.009461	0.009459	0.009453	0.009459
$R_s(\Omega)$	0.135	0.134978	0.135069	0.135005	0.135083	0.135209	0.134999
$R_f(\Omega)$	1.95	1.950075	1.949257	1.950687	1.949622	1.949174	1.949999
$\theta_0(rad)$		3.141613	3.665168	4.188809	4.712370	5.235919	5.759586

Tableau 3.5 : Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 1<sup>er</sup> essai.

L'évolution de la fonction fitness  $F$  et les évolutions de chacun des paramètres estimés du premier vecteur  $[x_1]$ , sont illustrées respectivement par les figures (3.6) et (3.7). Les évolutions des paramètres des autres vecteurs sont données en appendice C.

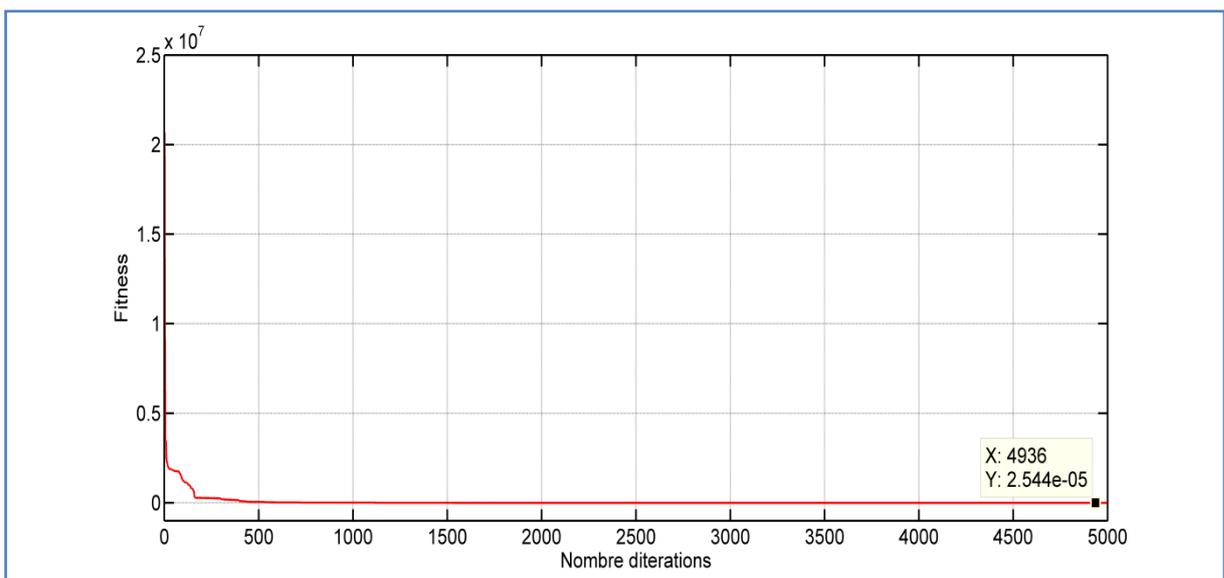


Figure 3. 6 : Évolution de la fonction fitness pour le 1<sup>er</sup> essai

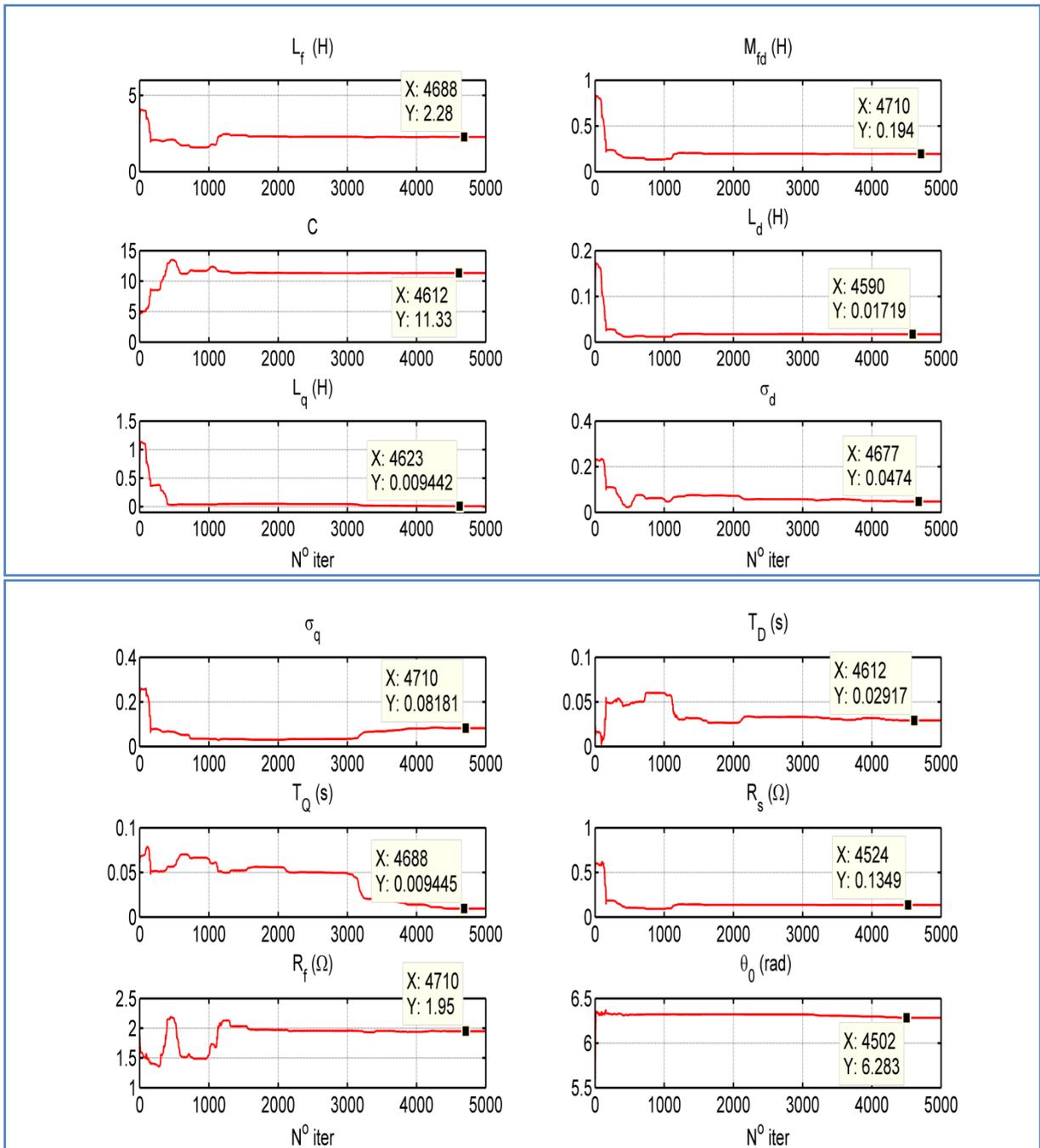


Figure 3.7 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 1<sup>er</sup> essai

### 3.4.1.2. Données simulées pour le 2<sup>ème</sup> essai

En utilisant le vecteur de paramètres  $[x_1]$  ainsi que la tension et la vitesse de rotation du 2<sup>ème</sup> essai, les données simulées obtenus sont illustrées par la figure (3.8).

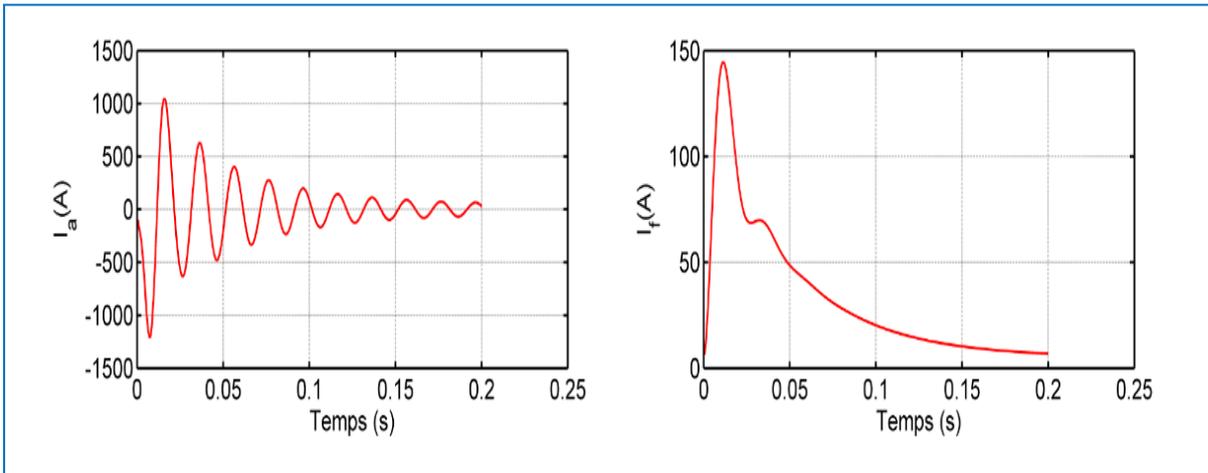


Figure 3.8 : Courant statorique  $I_a(t)$  et le courant d'excitation  $I_f(t)$  pour le 2<sup>ème</sup> essai.

### Résultats d'identification du 2<sup>ème</sup> essai

Les tableaux (3.6) et (3.7) présentent les paramètres estimés lors d'un court-circuit brusque en utilisant les entrées du 2<sup>ème</sup> essai. L'évolution de la fonction fitness  $F$  et les évolutions de chacun des paramètres estimés du premier vecteur  $[x_1]$  sont illustrées respectivement par les figures (3.9) et (3.10).

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{1opt}$	$x_{2opt}$	$x_{3opt}$	$x_{4opt}$	$x_{5opt}$	$x_{6opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280494	2.280623	2.280477	2.280937	2.280562	2.280676
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.193999	0.194059	0.193990	0.193955	0.193976	0.194054
$C$	11.3281	11.328135	11.328205	11.328086	11.328123	11.328137	11.328034
$L_d(H)$	0.0172	0.017199	0.017209	0.017263	0.017202	0.017193	0.017145
$L_q(H)$	0.0095	0.009499	0.009502	0.009507	0.009506	0.009502	0.009508
$\sigma_d$	0.0474	0.047440	0.047429	0.047409	0.047410	0.047486	0.047411
$\sigma_q$	0.0819	0.081865	0.081887	0.082009	0.081919	0.081844	0.081843
$T_D(s)$	0.0292	0.029235	0.029277	0.029233	0.029228	0.029187	0.029219
$T_Q(s)$	0.0095	0.009459	0.009495	0.009451	0.009477	0.009462	0.009488
$R_s(\Omega)$	0.135	0.134999	0.135040	0.135062	0.134682	0.134986	0.134762
$R_f(\Omega)$	1.95	1.949994	1.949683	1.947553	1.945294	1.950735	1.951747
$\theta_0(rad)$		6.283183	0.523594	1.047148	1.570920	2.094411	2.618127

Tableau 3.6 : Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 2<sup>ème</sup> essai.

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{7opt}$	$x_{8opt}$	$x_{9opt}$	$x_{10opt}$	$x_{11opt}$	$x_{12opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280552	2.280527	2.280509	2.280448	2.280644	2.280502
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.194088	0.193999	0.194014	0.193977	0.194045	0.194033
$C$	11.3281	11.328168	11.328249	11.328137	11.328085	11.328143	11.328170
$L_d(H)$	0.0172	0.017199	0.017199	0.017202	0.017196	0.017213	0.017207
$L_q(H)$	0.0095	0.009480	0.009500	0.009500	0.009500	0.009484	0.009472
$\sigma_d$	0.0474	0.047473	0.047443	0.047438	0.047445	0.047458	0.047402
$\sigma_q$	0.0819	0.081950	0.081865	0.081871	0.081853	0.081903	0.081959
$T_D(s)$	0.0292	0.029203	0.029233	0.029246	0.029218	0.029192	0.029242
$T_Q(s)$	0.0095	0.009509	0.009459	0.009459	0.009460	0.009429	0.009357
$R_s(\Omega)$	0.135	0.135147	0.134999	0.135009	0.134986	0.135215	0.135914
$R_f(\Omega)$	1.95	1.948475	1.950041	1.949895	1.950117	1.944358	1.953944
$\theta_0(rad)$		3.141835	3.665191	4.188788	4.712393	5.235823	5.759102

Tableau 3.7 : Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 2<sup>ème</sup> essai.

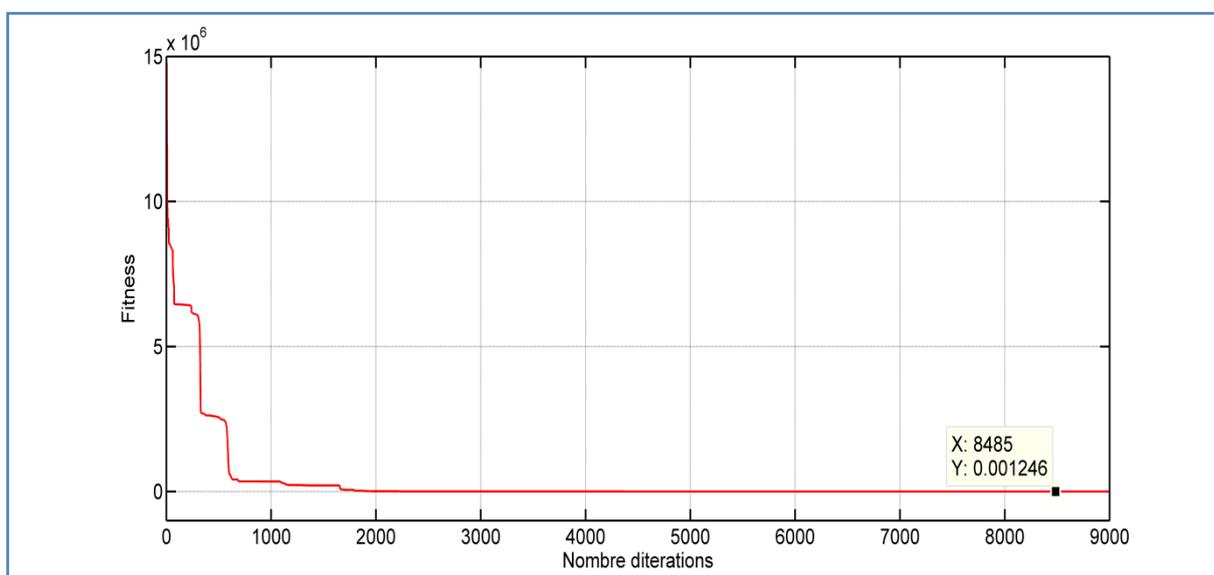


Figure 3. 9 : Évolution de la fonction fitness pour le 2<sup>ème</sup> essai.

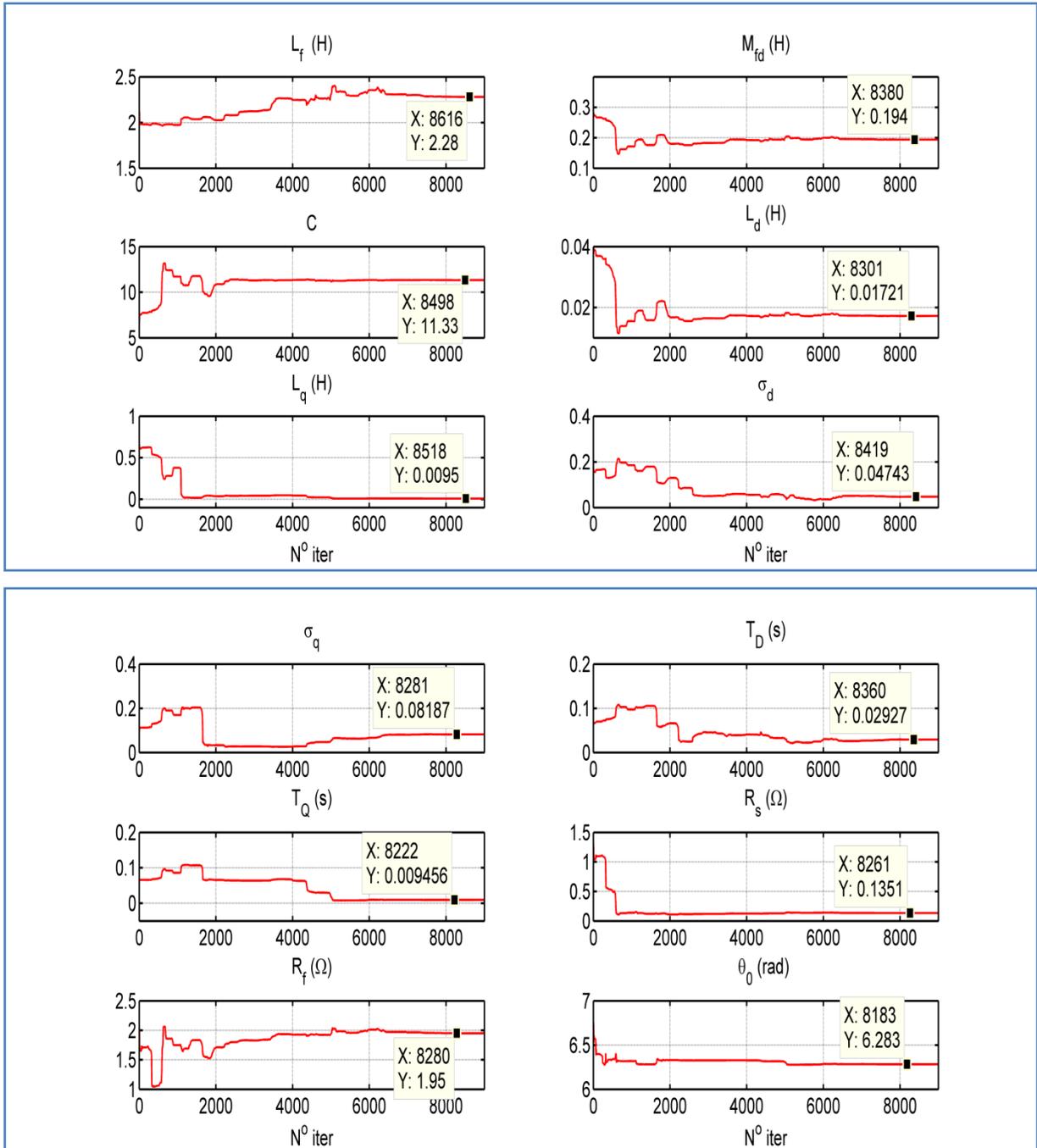


Figure 3.10 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 2<sup>ème</sup> essai.

### 3.4.1.3. Données simulées pour le 3<sup>ème</sup> essai

Les données simulées en utilisant les entrées définis pour le 3<sup>ème</sup> essai et le vecteur de paramètres  $[x_1]$  sont représentées par la figure (3.11).

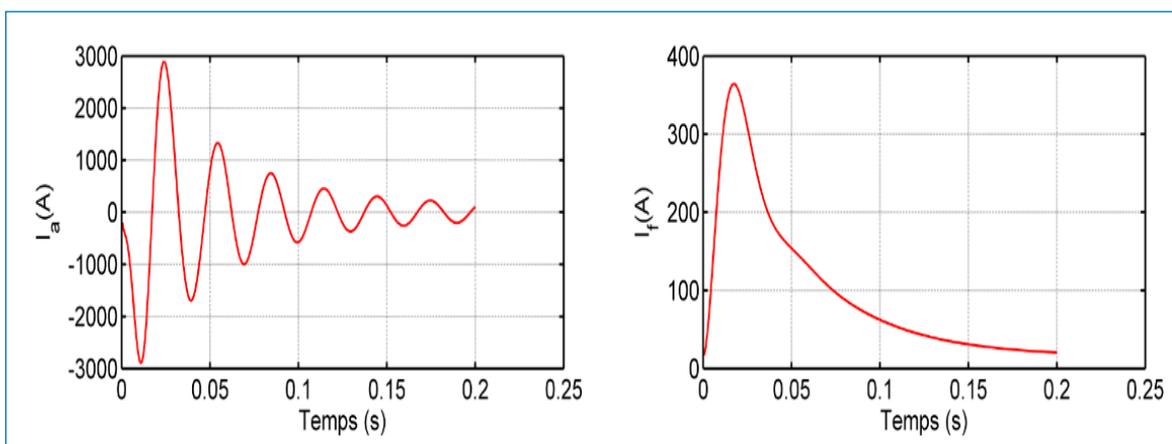


Figure 3.11 : Courant statorique  $I_a(t)$  et le courant d'excitation  $I_f(t)$  pour le 3<sup>ème</sup> essai.

### Résultats d'identification du 3<sup>ème</sup> essai

Les tableaux (3.8) et (3.9) présentent les paramètres connus de la machine considérée et ceux trouvés par l'identification. Nous reproduisons, dans les figures (3.12) et (3.13) les résultats concernant :

- L'évolution de la fonction fitness  $F$ .
- et les évolutions des paramètres estimés du vecteur  $[x_1]$ .

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{1opt}$	$x_{2opt}$	$x_{3opt}$	$x_{4opt}$	$x_{5opt}$	$x_{6opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280331	2.280499	2.280673	2.280500	2.280499	2.280499
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.193816	0.193999	0.194081	0.194000	0.193999	0.193999
$C$	11.3281	11.328001	11.328132	11.328079	11.328125	11.328124	11.328125
$L_d(H)$	0.0172	0.017144	0.017199	0.017213	0.017201	0.017199	0.017200
$L_q(H)$	0.0095	0.009516	0.009499	0.009502	0.009500	0.009500	0.009499
$\sigma_d$	0.0474	0.047465	0.047441	0.047531	0.047441	0.047441	0.047442
$\sigma_q$	0.0819	0.082017	0.081865	0.081893	0.081866	0.081867	0.081866
$T_D(s)$	0.0292	0.029190	0.029235	0.029214	0.029235	0.029235	0.029235
$T_Q(s)$	0.0095	0.009502	0.009459	0.009458	0.009459	0.009460	0.009460
$R_s(\Omega)$	0.135	0.134725	0.134999	0.135057	0.135000	0.134999	0.135000
$R_f(\Omega)$	1.95	1.951054	1.950000	1.949587	1.950000	1.949999	1.949997
$\theta_0(rad)$		6.283184	0.523598	1.047185	1.570796	2.094395	2.617993

Tableau 3.8 : Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 3<sup>ème</sup> essai.

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{7opt}$	$x_{8opt}$	$x_{9opt}$	$x_{10opt}$	$x_{11opt}$	$x_{12opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280500	2.280499	2.280487	2.280449	2.280500	2.280510
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.194000	0.194000	0.193960	0.194024	0.194000	0.193974
$C$	11.3281	11.328124	11.328124	11.328064	11.328029	11.328125	11.328095
$L_d(H)$	0.0172	0.017200	0.017200	0.017178	0.017218	0.017200	0.017260
$L_q(H)$	0.0095	0.009499	0.009499	0.009495	0.009503	0.009499	0.009493
$\sigma_d$	0.0474	0.047441	0.047442	0.047385	0.047443	0.047442	0.047375
$\sigma_q$	0.0819	0.081866	0.081866	0.081820	0.081894	0.081866	0.081842
$T_D(s)$	0.0292	0.029235	0.029235	0.029106	0.029232	0.029235	0.029198
$T_Q(s)$	0.0095	0.009459	0.009460	0.009461	0.009459	0.009459	0.009433
$R_s(\Omega)$	0.135	0.135000	0.135000	0.134901	0.135084	0.134999	0.135261
$R_f(\Omega)$	1.95	1.950000	1.949999	1.950686	1.949630	1.950000	1.947823
$\theta_0(rad)$		3.141592	3.665191	4.188810	4.712370	5.235987	5.759395

Tableau 3.9 : Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 3<sup>ème</sup> essai.

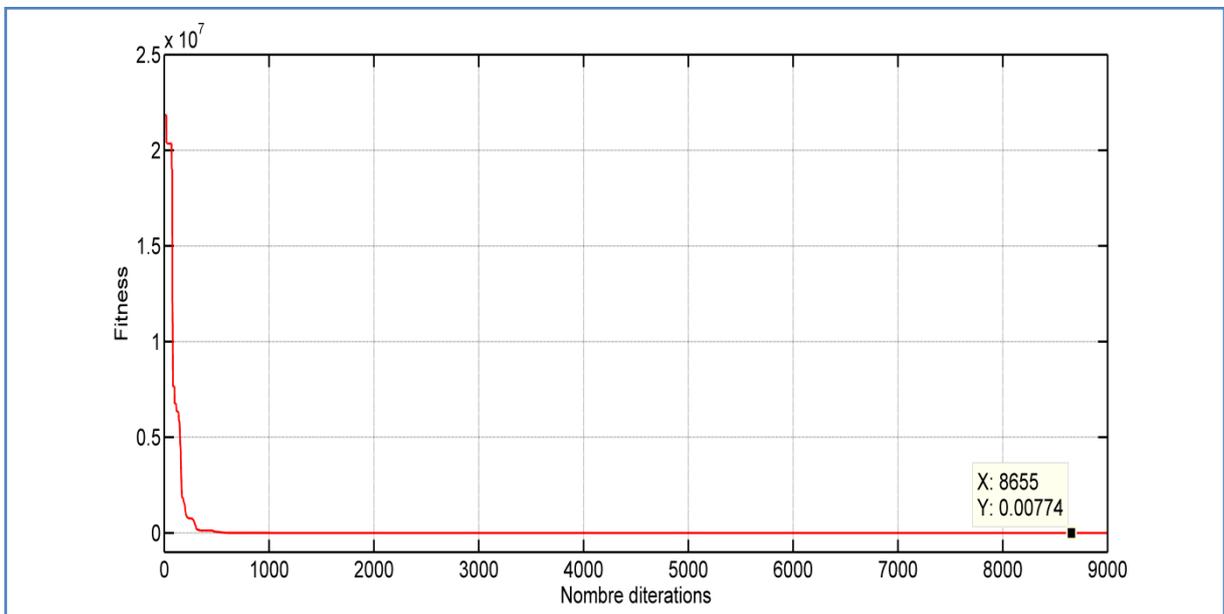


Figure 3.12 : Évolution de la fonction fitness pour le 3<sup>ème</sup> essai.

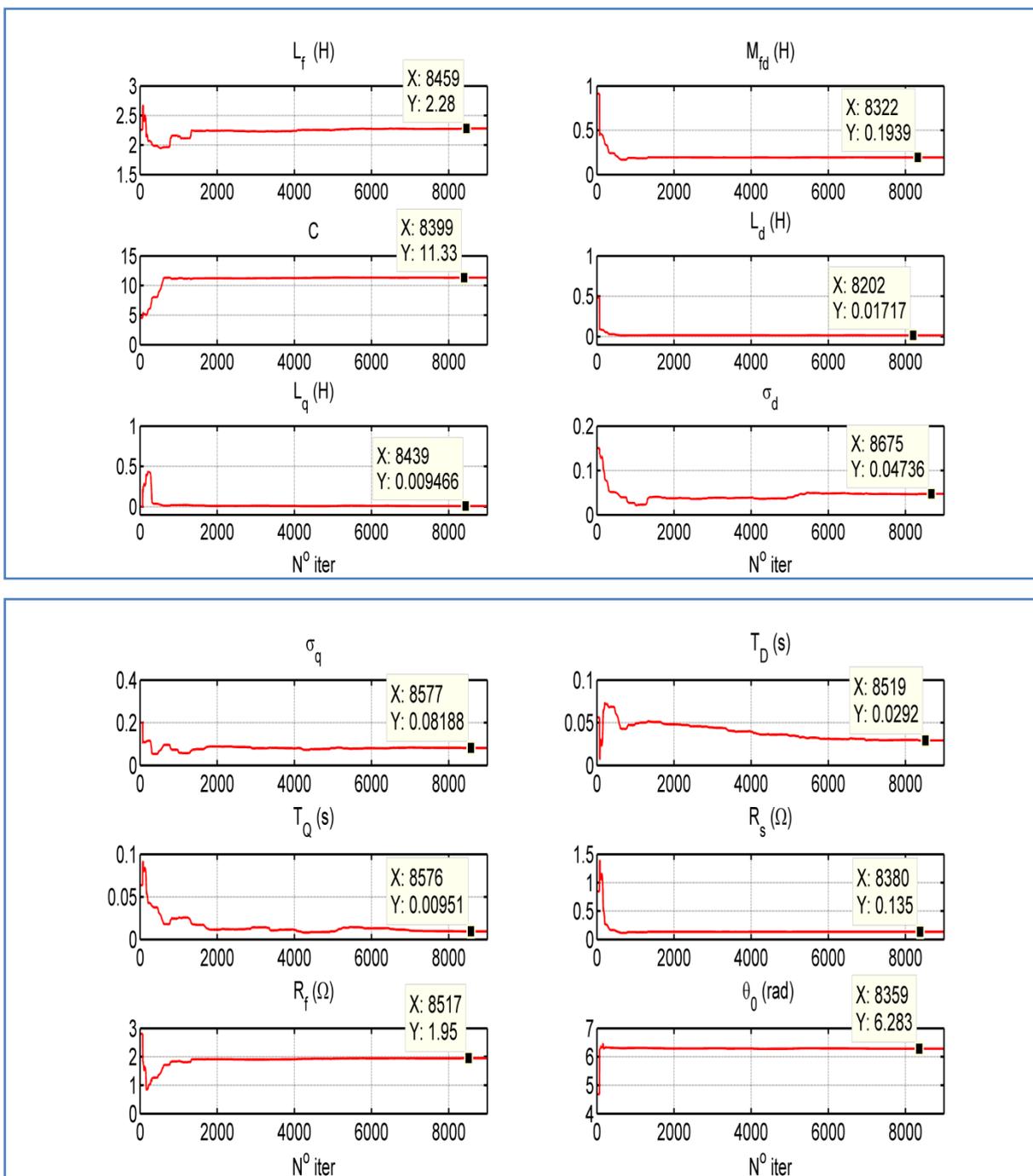


Figure 3.13 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 3<sup>ème</sup> essai.

#### 3.4.1.4. Données simulées en utilisant le 4<sup>ème</sup> essai

Les données simulées obtenus à l'aide des entrées définis dans le 4<sup>ème</sup> essai et le vecteur de paramètres  $[x_1]$  sont illustrées par la figure (3.14).

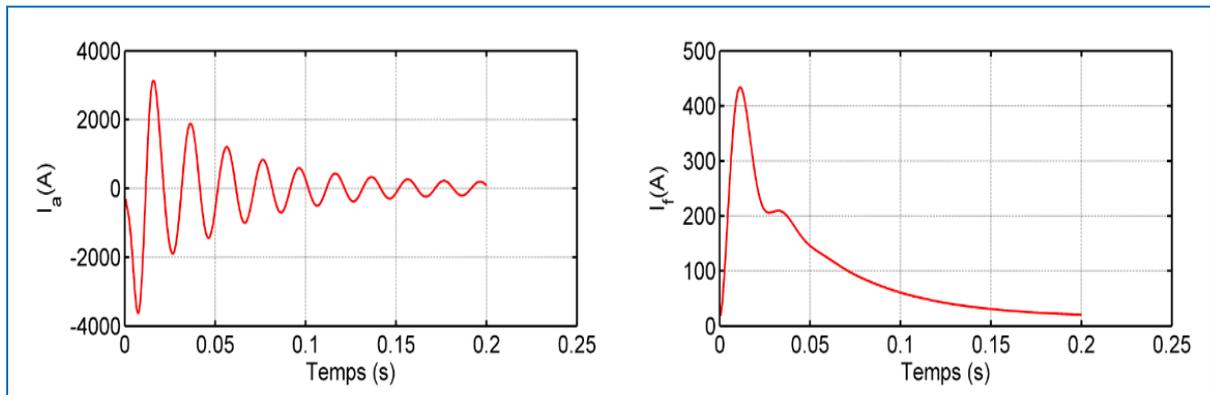


Figure 3.14 : Courant statorique  $I_a(t)$  et le courant d'excitation  $I_f(t)$  pour le 4<sup>ème</sup> essai.

### Résultats d'identification du 4<sup>ème</sup> essai

Nous récapitulons les résultats d'estimation des différents vecteurs des paramètres  $[x_i]$  dans les tableaux (3.10) et (3.11).

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{1opt}$	$x_{2opt}$	$x_{3opt}$	$x_{4opt}$	$x_{5opt}$	$x_{6opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.280387	2.280630	2.280540	2.280491	2.288237	2.280762
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.193918	0.194061	0.194049	0.193999	0.194490	0.194104
$C$	11.3281	11.331901	11.325522	11.320563	11.328126	11.329490	11.327983
$L_d(H)$	0.0172	0.017186	0.017209	0.017259	0.017199	0.017228	0.017216
$L_q(H)$	0.0095	0.009497	0.009502	0.009505	0.009500	0.009474	0.009497
$\sigma_d$	0.0474	0.047485	0.047429	0.047436	0.047435	0.047434	0.0473882
$\sigma_q$	0.0819	0.081840	0.081888	0.082005	0.081862	0.0815171	0.081873
$T_D(s)$	0.0292	0.029175	0.029278	0.029231	0.029234	0.029179	0.029202
$T_Q(s)$	0.0095	0.009461	0.009459	0.009450	0.009459	0.009473	0.009451
$R_s(\Omega)$	0.135	0.134942	0.135042	0.135235	0.135000	0.135245	0.135071
$R_f(\Omega)$	1.95	1.950530	1.949675	1.947249	1.949995	1.956041	1.949494
$\theta_0(rad)$		6.283204	0.523594	1.04714	1.570795	2.093513	2.617954

Tableau 3.10 : Paramètres identifiés des six premiers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 4<sup>ème</sup> essai.

Vecteur de paramètres	Paramètres connus de la machine	Paramètres identifiés					
		$x_{7opt}$	$x_{8opt}$	$x_{9opt}$	$x_{10opt}$	$x_{11opt}$	$x_{12opt}$
$L_f(H)$	2.2805	2.278857	2.280435	2.280391	2.279886	2.276783	2.280500
$M_{fd}(H)$	0.1940	0.192762	0.193972	0.193964	0.194083	0.194026	0.194000
$C$	11.3281	11.326251	11.328188	11.328196	11.328203	11.328172	11.328124
$L_d(H)$	0.0172	0.017196	0.017195	0.017194	0.017218	0.017266	0.017200
$L_q(H)$	0.0095	0.009476	0.009498	0.009499	0.009496	0.009476	0.009499
$\sigma_d$	0.0474	0.047406	0.047446	0.047445	0.047378	0.047383	0.047441
$\sigma_q$	0.0819	0.081941	0.081856	0.081854	0.081948	0.082087	0.081866
$T_D(s)$	0.0292	0.029201	0.029216	0.029213	0.029164	0.029236	0.029235
$T_Q(s)$	0.0095	0.009506	0.009460	0.009460	0.009455	0.009472	0.009459
$R_s(\Omega)$	0.135	0.135128	0.134980	0.134976	0.135042	0.135030	0.135000
$R_f(\Omega)$	1.95	1.952865	1.950140	1.950140	1.948402	1.946236	1.950000
$\theta_0(rad)$		3.141824	3.665193	4.188793	4.712361	5.235815	5.759586

Tableau 3.11 : Paramètres identifiés des six derniers vecteurs simulés en utilisant les données simulées du 4<sup>ème</sup> essai.

L'évolution du fitness  $F$  et de chacun des paramètres estimés du vecteur  $[x_1]$  sont données respectivement par les figures (3.15) et (3.16).

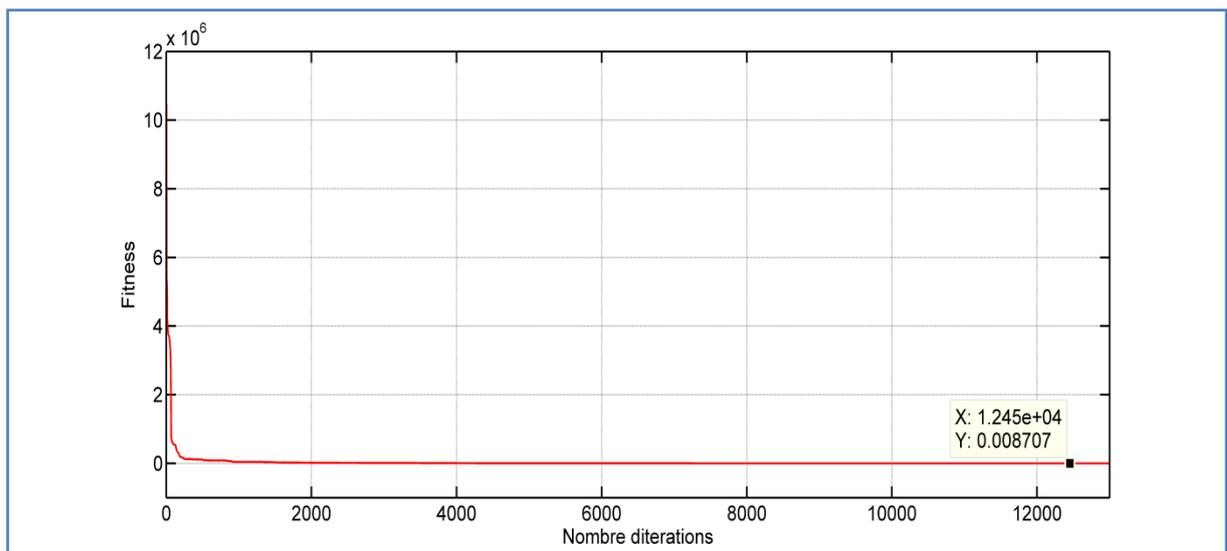


Figure 3.15 : Évolution de la fonction fitness pour le 4<sup>ème</sup> essai.

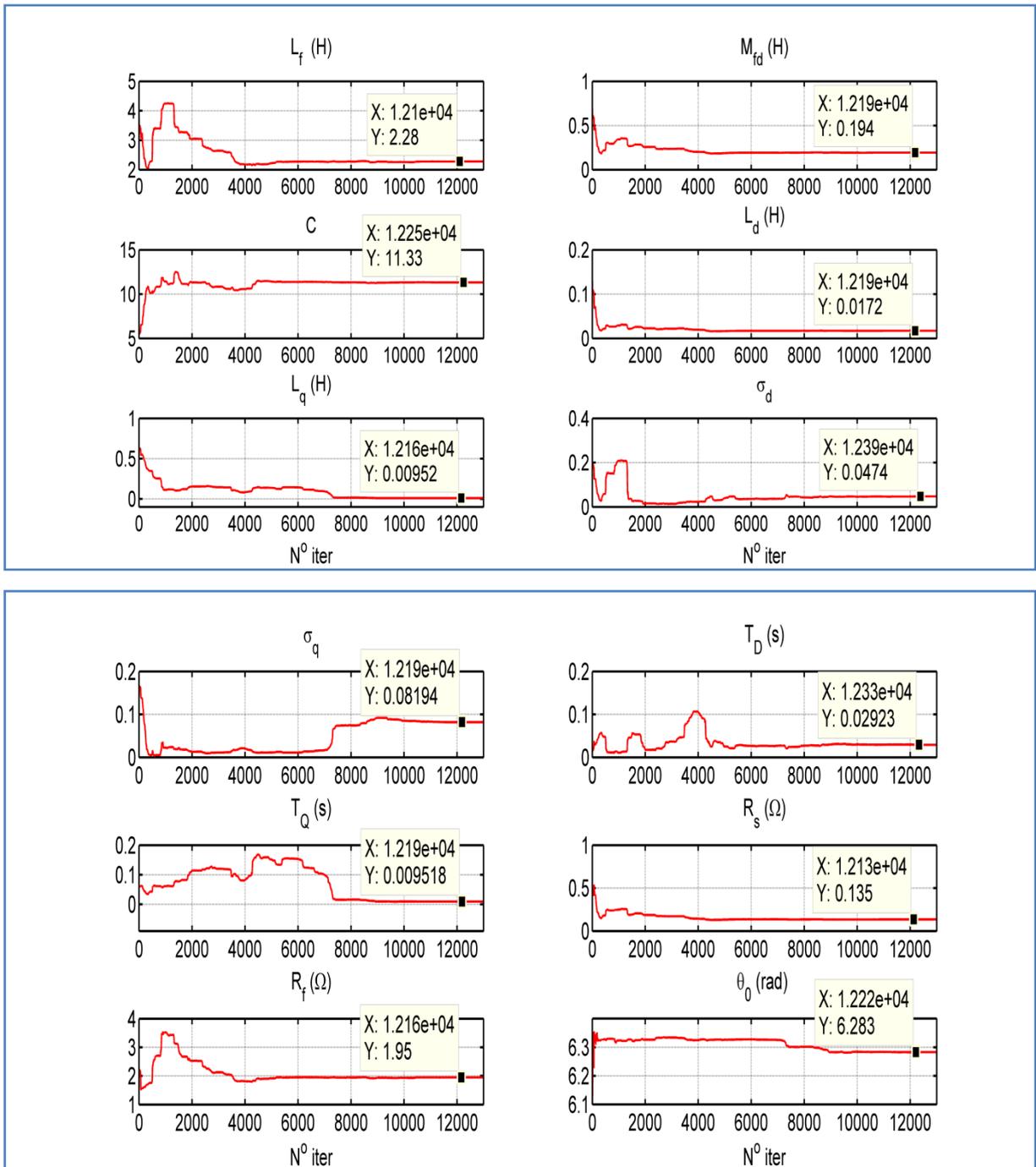


Figure 3.16 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 4<sup>ème</sup> essai

#### 3.4.1.5. Interprétation des résultats

Selon les résultats obtenus :

- À partir des figures (3.6), (3.9), (3.12) et (3.15), nous constatons pour les différents essais que pour l'ensemble des paramètres estimés, l'erreur quadratique (fitness) est pratiquement nulle.

- Selon les tableaux (3.4) à (3.11), nous remarquons que tous les paramètres estimés convergent vers le même vecteur (vecteur des paramètres simulés), quel que soit :
  - la valeur de l'angle  $\theta_0$ ,
  - la tension d'excitation  $V_f$ ,
  - et la vitesse de rotation  $N$ .

On peut conclure que :

- La variation de l'angle  $\theta_0$ , la tension d'excitation  $V_f$  et la vitesse de rotation  $N$  n'a aucune influence sur l'identification des paramètres de la MS lors d'un essai de court-circuit brusque avec cette approche d'identification.
- La technique d'identification en utilisant le modèle référence et la méthode hybride PSO-NM a donc été validée avec succès à partir des mesures simulés.

### 3.4.2. Partie expérimentale

Pour valider les résultats obtenus par les données simulées, des essais réels de court-circuit brusque, ont été effectués au sein du Laboratoire de Systèmes Électriques et Télécommunications, du département d'Electronique (LABSET). La figure (3.17) décrit le schéma du banc d'essai, réalisé sur une machine synchrone à pôles saillants de 300VA. Les caractéristiques principales de la machine étudiée sont regroupées au tableau (3.12).

Puissance (VA)	300
Tension nominal (V)	220/380
Courant nominal (A)	2.9/1.7
Facteur de puissance	1
Vitesse (Tr/min)	1500
Nombres de pôles	2

Tableau 3.12 : Caractéristiques de la machine synchrone étudiée.

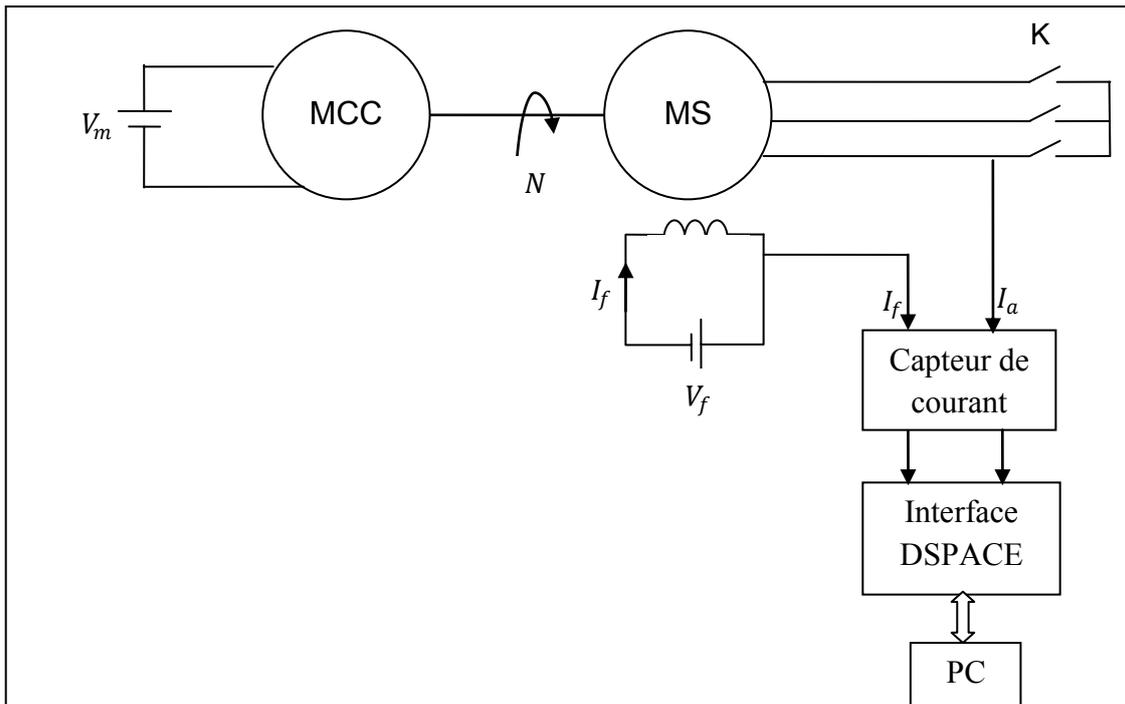


Figure 3.17 : Schéma descriptif du banc d'essai expérimental.

Le banc d'essai expérimental est constitué, de plus de la génératrice synchrone, d'une machine à courant continu. Où, cette dernière est utilisée pour entraîner la machine synchrone (fonctionnement génératrice). Dans ce cas, le circuit d'excitation de la génératrice est alimenté par une source de tension continue.

Les grandeurs de mesure de la génératrice étudiée (le courant statorique de phases (a) et le courant d'excitation) sont mesurées à l'aide d'un capteur de courant à effet Hall. Ce dernier est relié avec une interface de carte DSPACE 1104, installée au PC, utilise l'environnement Simulink de Matlab pour faire l'acquisition des données en temps réel. Sachant que, la mesure des deux courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  est effectuée avant et après le court-circuit. Cela, permet de déterminer la valeur du courant d'excitation  $I_{f0}$  à l'instant de fermeture de l'interrupteur K.

### 3.4.2.1. Données mesurées

Trois mesures ont été effectuées lors de cet essai (tableau 3.13) :

	Tension d'excitation [V]	Vitesse de rotation $tr/min$
Mesure 1	20	1000
Mesure 2	25	1250
Mesure 3	30	1500

Tableau 3.13 : Mesures effectuées.

Les mesurés du courant statorique de la phase (a) et du courant d'excitation durant le court-circuit brusque pour chaque mesure sont illustrées dans les figures (3.18) à (3.20).

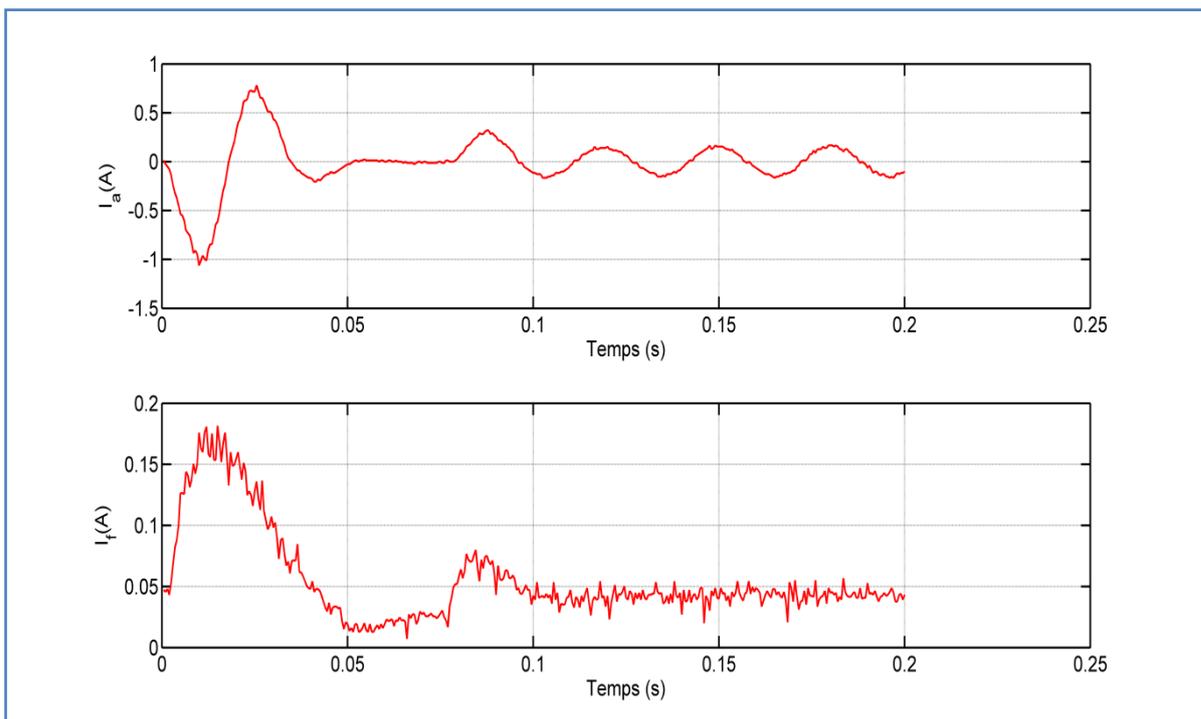


Figure 3.18 : Courants mesurés  $I_{am}(t)$  et  $I_{fm}(t)$  pour la 1<sup>ère</sup> mesure.

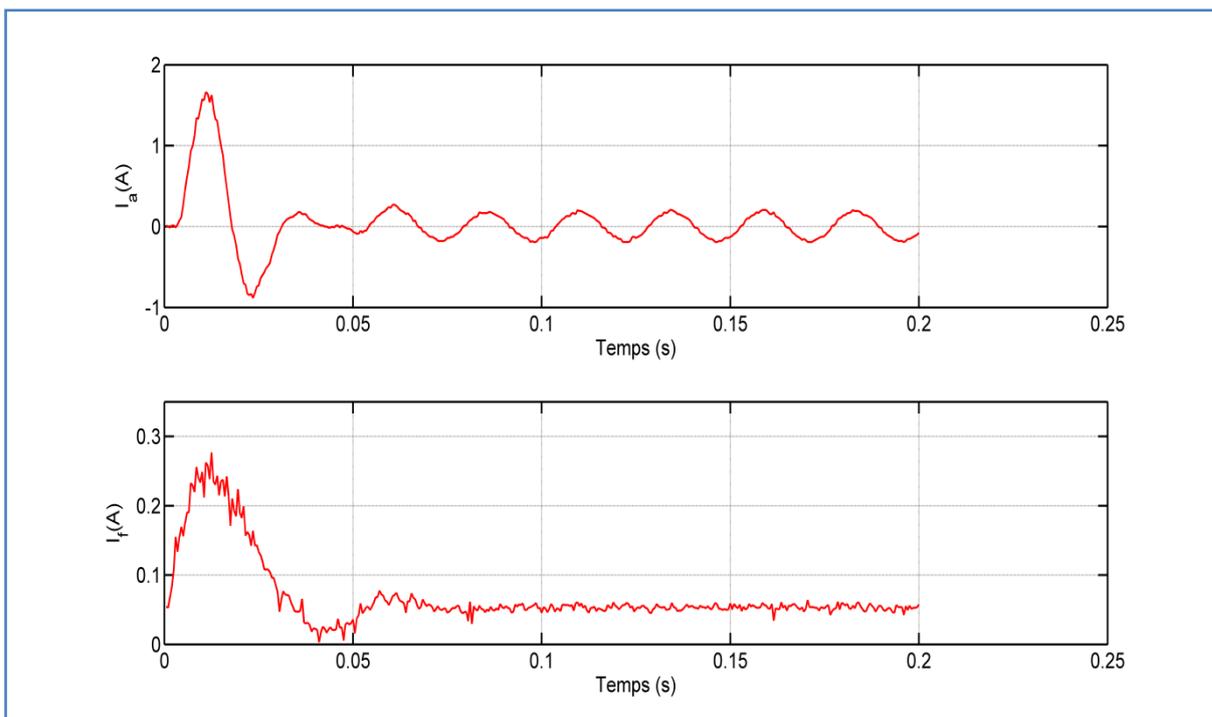


Figure 3.19 : Courants mesurés  $I_{am}(t)$  et  $I_{fm}(t)$  de la 2<sup>ème</sup> mesure.

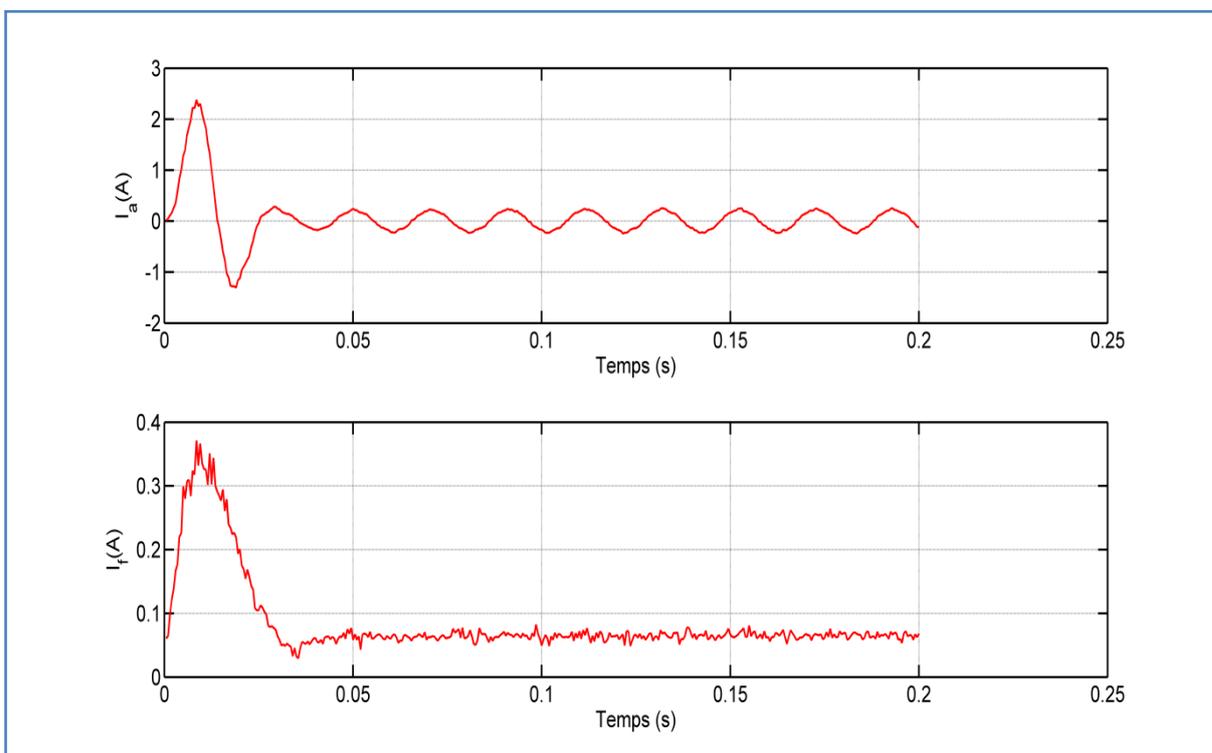


Figure 3.20 : Courants mesurés  $I_{am}(t)$  et  $I_{fm}(t)$  de la 3<sup>ème</sup> mesure.

### 3.4.2.2. Résultats d'identification

Nous reproduisons le même processus d'identification qu'avec les données simulées. La seule différence par rapport au processus d'identification avec les données simulées se situe au niveau des données récoltées qui sont cette fois-ci réelles. L'identification des trois mesures conduit à l'obtention des paramètres représentés dans le tableau (3.14).

Paramètres	Mesure 1	Mesure 2	Mesure 3
$L_f(H)$	34.9085	34.9213	35.2973
$M_{fd}(H)$	7.5465	7.5867	7.9108
$C$	4.3686	4.4596	4.6307
$L_d(H)$	1.7769	1.7549	1.8892
$L_q(H)$	0.5223	0.5327	0.5210
$\sigma_d$	0.0668	0.0649	0.0519
$\sigma_q$	0.2975	0.3131	0.2799
$T_D(s)$	0.06967	0.0679	0.0753
$T_Q(s)$	0.0069	0.0070	0.0073
$R_s(\Omega)$	42.9679	38.7484	37.2145
$R_f(\Omega)$	509.4090	512.9425	501.8511
$\theta_0(rad)$	6.7446	2.9652	2.9772

Tableau 3.14 : Paramètres identifiés de la machine synchrone réelle

La superposition des courants mesurés (courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation) et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés pour les trois mesures est illustrée par les figures (3.21, 3.23 et 3.25). Les erreurs entre les courants mesurés et ceux calculés à l'aide des paramètres estimés, pour les trois mesures sont données par les figures (3.22, 3.24 et 3.26).

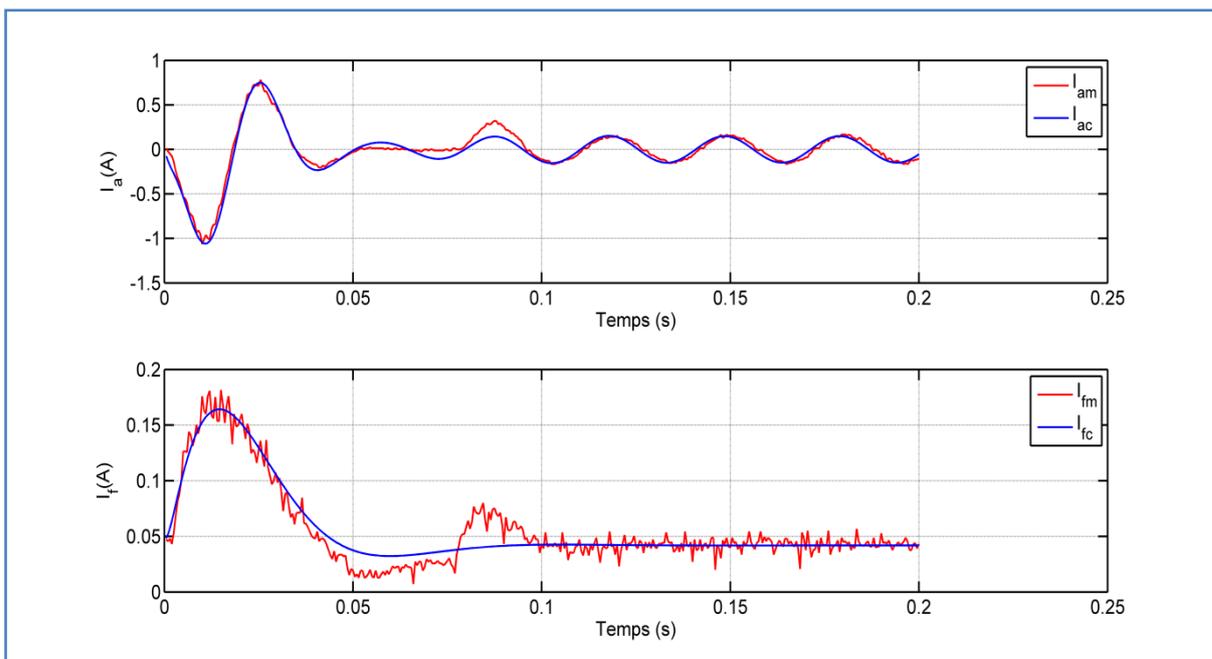


Figure 3.21 : Superposition des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 1<sup>ère</sup> mesure.

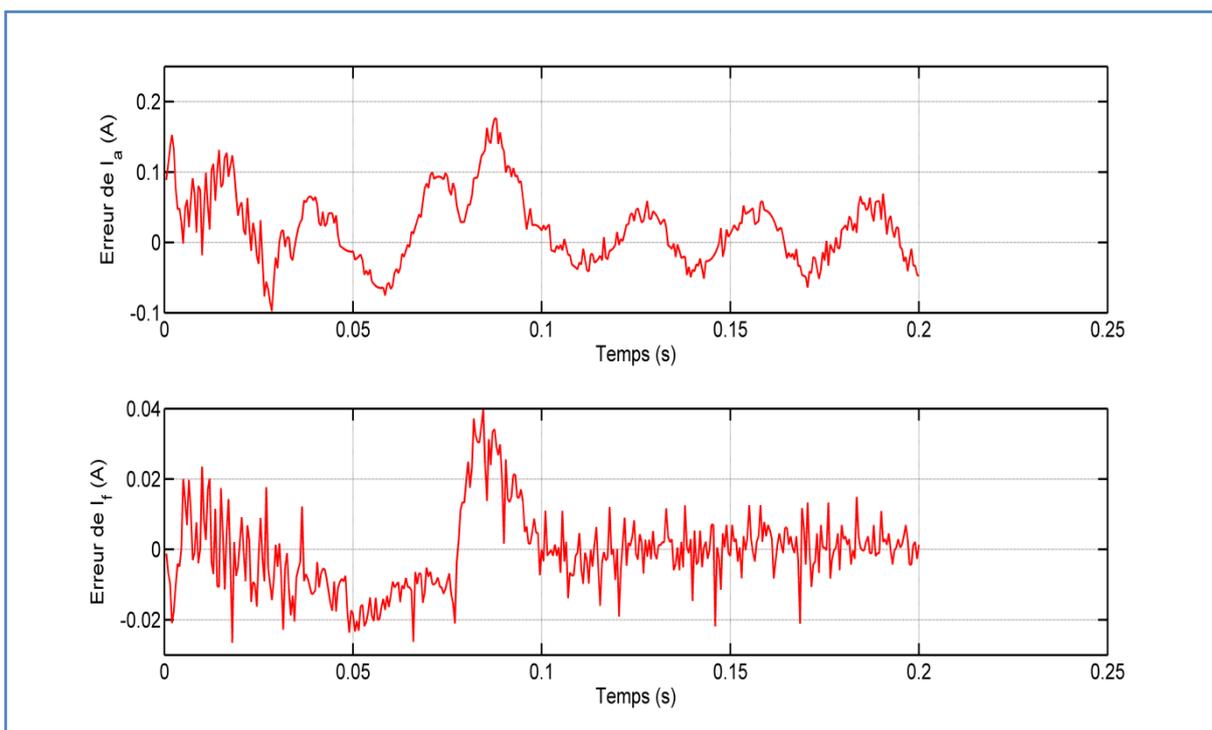


Figure 3.22 : Erreurs des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 1<sup>ère</sup> mesure.

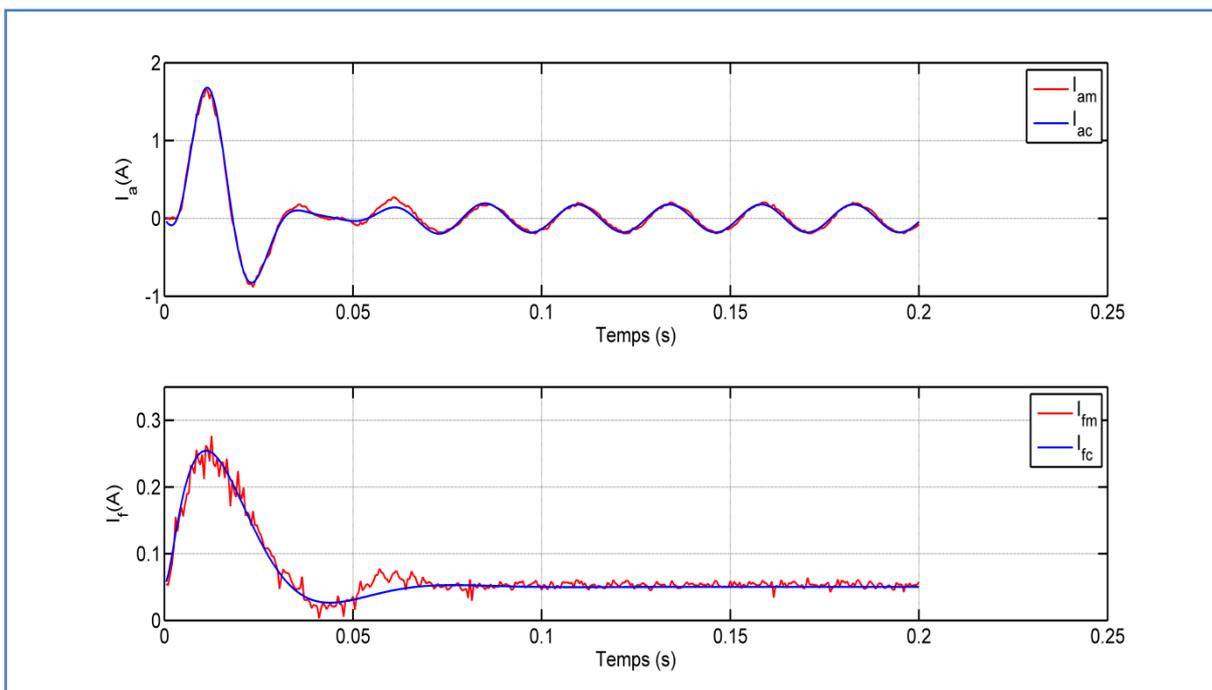


Figure 3.23 : Superposition des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 2<sup>ème</sup> mesure.

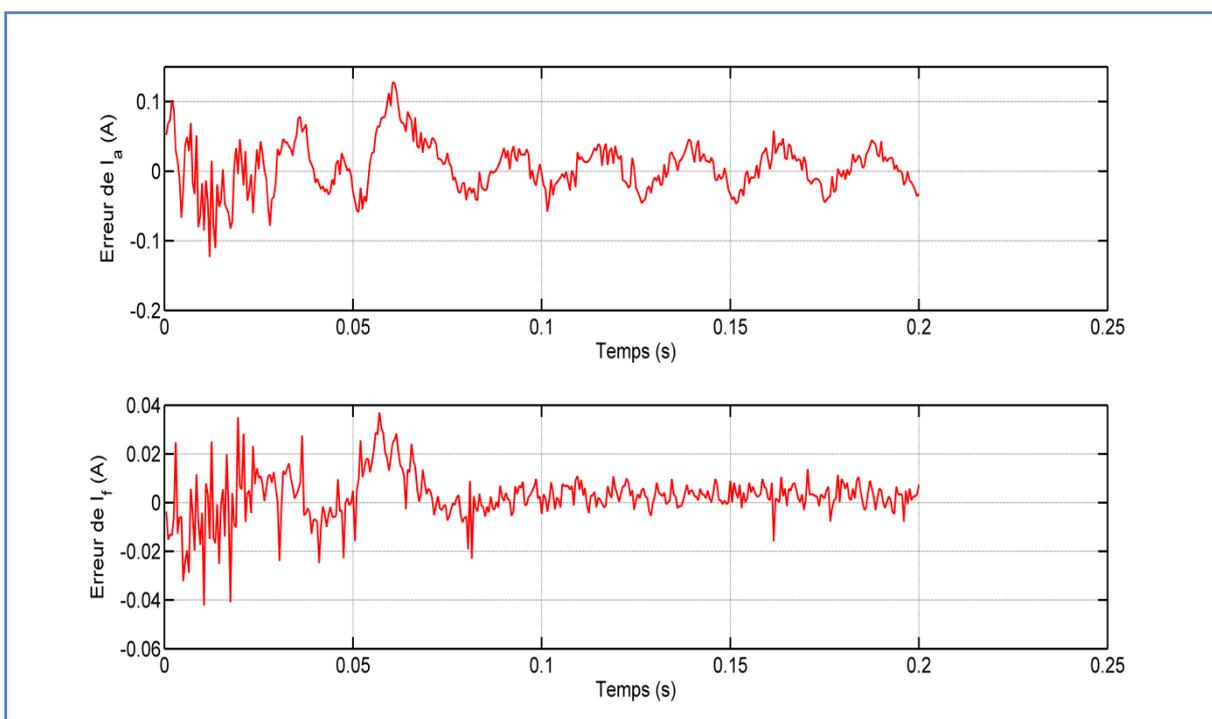


Figure 3.24 : Erreurs des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 2<sup>ème</sup> mesure.

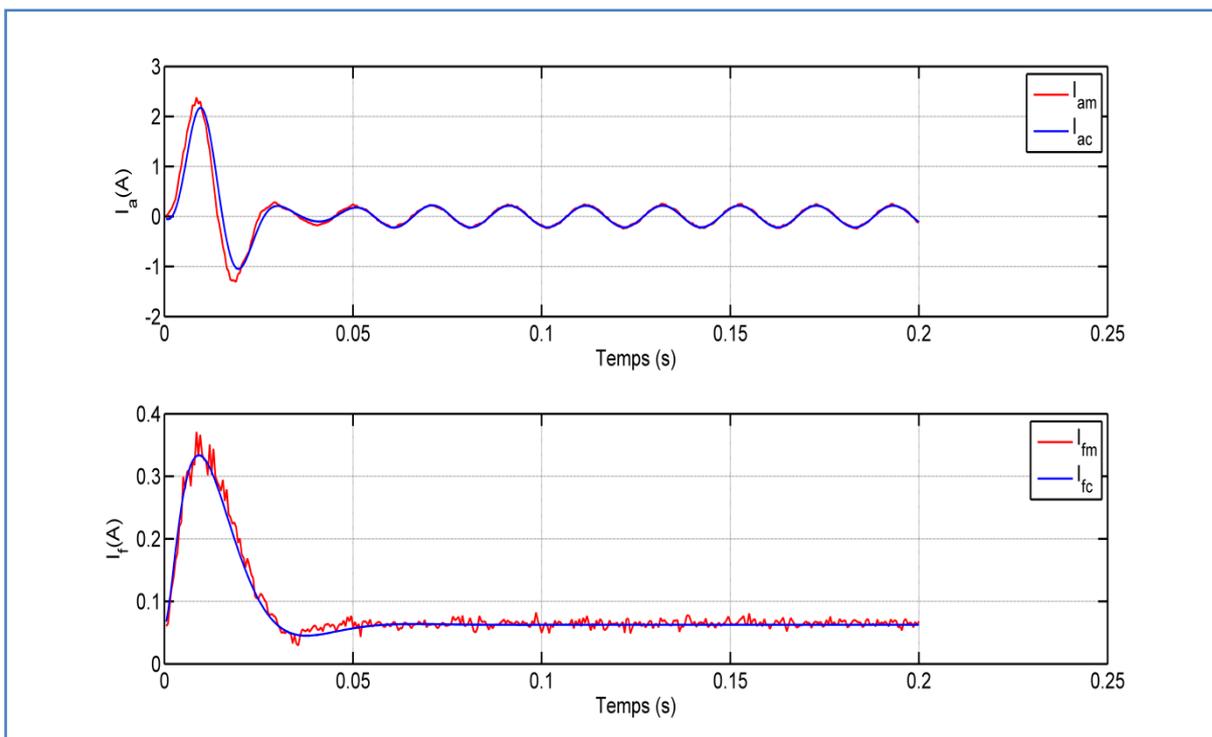


Figure 3.25 : Superposition des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 3<sup>ème</sup> mesure.

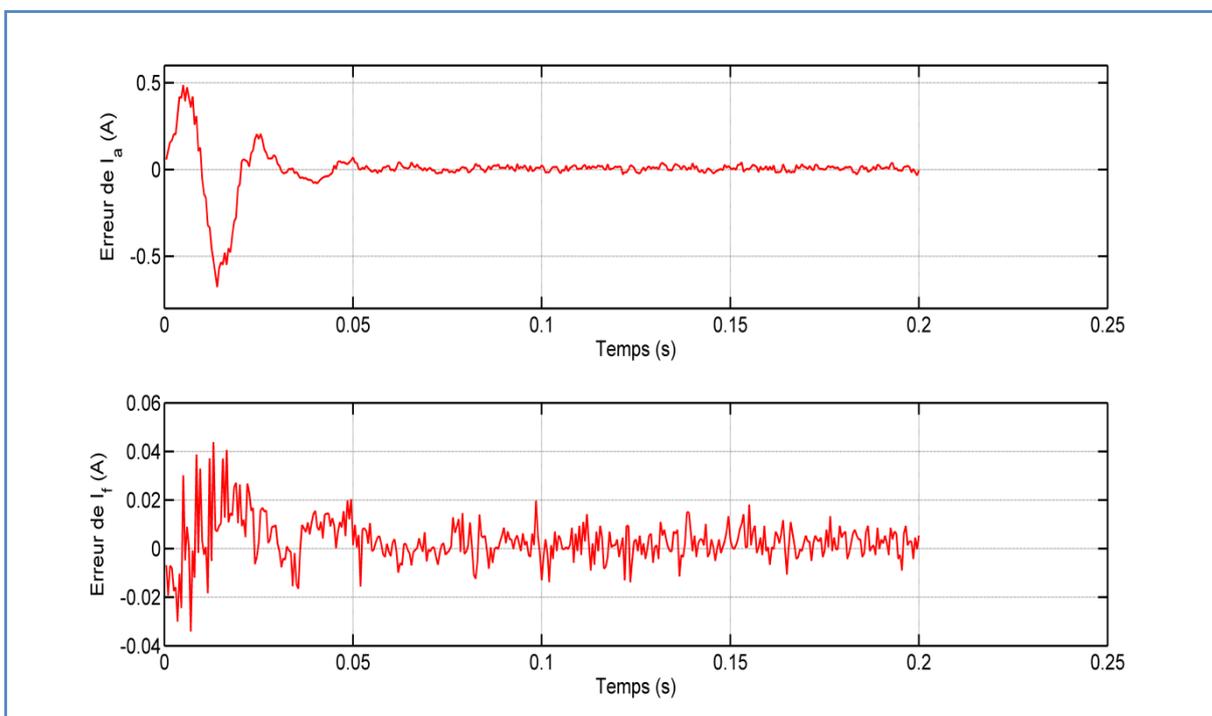


Figure 3.26 : Erreurs des courants  $I_a(t)$  et  $I_f(t)$  mesurés et ceux calculés en utilisant les paramètres estimés de la 3<sup>ème</sup> mesure.

L'évolution des paramètres de cette machine pour les trois mesures est donnée par la figure (3.27).

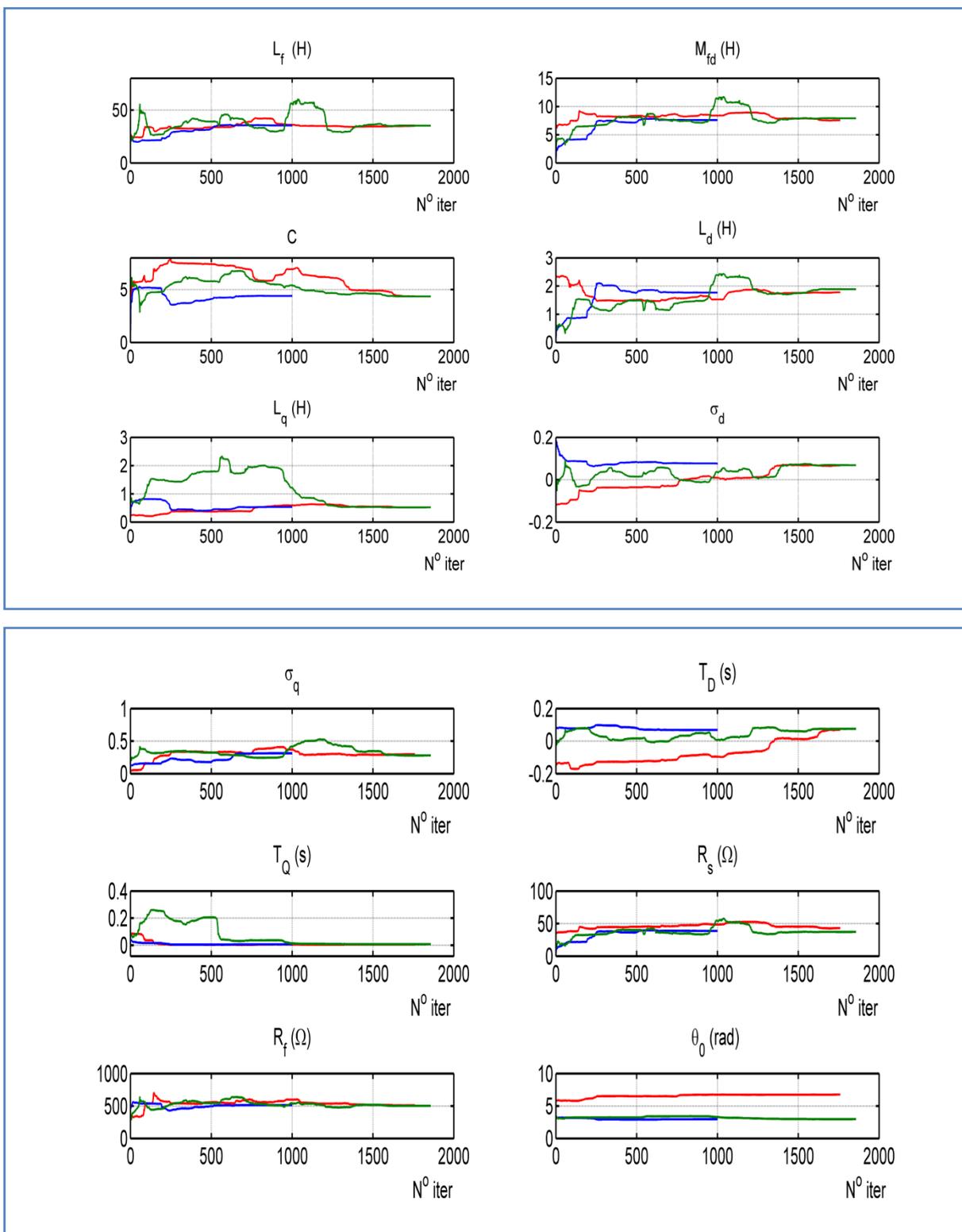


Figure 3.27 : Evolution des paramètres de la machine synchrone étudiée

Mesure 1 — ; Mesure 2 — ; Mesure 3 — ;

### 3.7. Interprétation des résultats

- D'après les figures (3.21, 3.23 et 3.25), on remarque une similitude sur les variations des amplitudes concernant les deux courants durant le régime transitoire et également durant le régime permanent et cela pour les trois mesures appliqués.
- Les figures (3.22 et 3.24) montrent de très faible valeur des erreurs entre les courants mesurés et ceux calculés.
- Une légère valeur est constatée dans le tracé de l'erreur entre le courant statorique mesuré et celui calculé pendant le régime transitoire (Cf. figure 3.25).
- Le tableau (3.14) et la figure (3.27) montrent que les paramètres estimés de la machine synchrone de la 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> mesure sont proche entre eux mais peu différente par rapport à la 3<sup>ème</sup> mesure.
- Une différence remarquable sur l'identification de la résistance statorique  $R_s$  ainsi que celle de la résistance de l'inducteur  $R_f$  pendant les trois mesures. Ces différences sont essentiellement dûe à :
  - La tension d'excitation de la génératrice et la vitesse de rotation qui sont supposées constantes pendant la simulation. Dans ce cadre, plusieurs travaux ont été menés [76, 77] montrant l'influence de ces deux grandeurs lors de l'essai de court-circuit brusque sur l'identification des paramètres de la machine synchrone.
  - Les effets d'hystérésis et les pertes fer dans la machine ont été négligés dans la partie de modélisation. En outre, ces effets ont une influence sur le comportement dynamique de la machine comme déjà cité dans la référence [78].

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'identification des paramètres de la MS en essai de court-circuit brusque. Cette identification a été reposée sur la technique d'identification par la méthode du modèle de référence. Une méthode hybride PSO-NM a été adoptée pour trouver le vecteur optimal des paramètres de la MS par minimisation d'un critère quadratique. Cet algorithme d'optimisation basé sur la méthode du modèle de référence a été mise en œuvre, et validé à l'aide des données simulées. Ensuite, nous avons appliqué cet algorithme pour identifier les paramètres réels d'une machine synchrone à pôles saillants de 300 w.

## CHAPITRE 4

# MÉTHAHEURISTIQUES APPLIQUÉES À LA DÉTERMINATION DU RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE LA TENSION

### 4.1. Introduction

Le contrôle précis de la tension aux bornes du générateur est essentiel afin de maintenir la tension constante sous diverses variations de charge. Pour cela, le régulateur automatique de la tension (AVR) est utilisé afin de réguler la tension de sortie et rejeter les perturbations liées à la variation de la charge de l'alternateur [79].

Dans ce chapitre, pour la régulation de la tension aux bornes du générateur, nous utilisons directement le modèle non-linéaire du générateur sans passer par une linéarisation du modèle. Pour cela, un régulateur PI est utilisé pour ajuster le rapport cyclique d'un hacheur de type série afin de contrôler la tension d'excitation et par conséquent la tension de sortie du générateur. De plus, l'AG et le PSO sont utilisés pour déterminer les valeurs optimales des gains de ce contrôleur.

Dans la dernière partie de ce chapitre, deux tensions de références sont adoptées pour améliorer deux performances : le dépassement et le temps de réponse de la courbe de tension de sortie de la génératrice.

### 4.2. Régulateur automatique de tension (AVR)

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de la MS, pour que cette dernière puisse fournir le niveau de puissance demandé [80]. En régime permanent, ce système fournit à la génératrice une tension et un courant continu. En plus, il doit être encore capable de faire changer rapidement la tension d'excitation en cas des perturbations externes sur le réseau.

Les systèmes d'excitation sont équipés de contrôleurs, nommés régulateurs de tension automatique ou Automatic Voltage Regulator (AVR) (Cf. figure 4.1). Ces

derniers sont très importants pour l'équilibre de la puissance réactive qui sera fournie ou absorbée selon les besoins des charges [39].

Le régulateur de tension a comme entrée l'erreur entre la consigne et la tension terminale provenant de la génératrice ; c'est-à-dire,  $e(t) = V_{ref} - V_t$ . Par conséquent, la sortie de l'AVR dépend uniquement de la tension terminale du générateur. Donc, L'AVR agit sur la tension d'excitation  $V_f$  afin de maintenir la tension terminale à la valeur souhaitée.

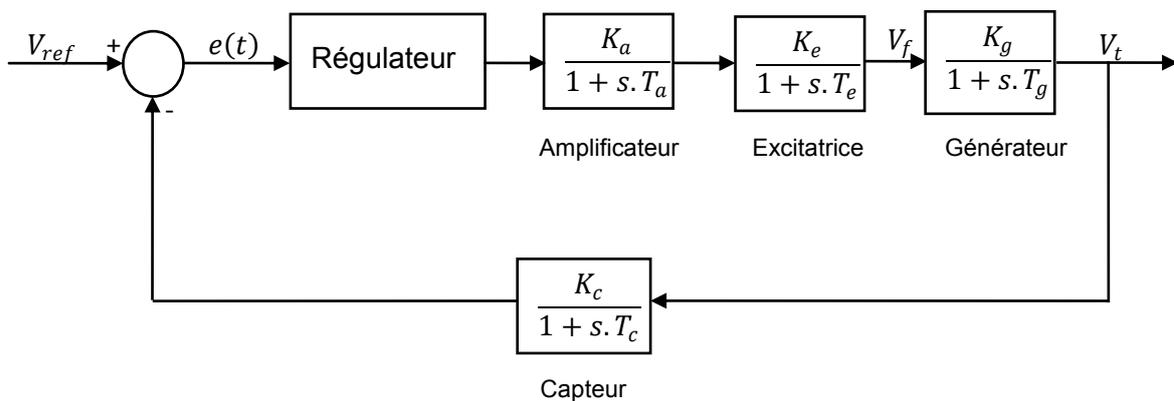


Figure 4.1 : Modèle du système AVR avec des fonctions de transfert.

Les valeurs de gains, les constantes de temps et la fonction de transfert de différents composants utilisés pour le système AVR sont données dans l'appendice (D).

Afin de corriger la tension de sortie de la génératrice, plusieurs contrôleurs sont utilisés dans la littérature [27, 28, 29]. On peut citer :

- Contrôleur de type Proportionnel Intégral Dérivé (P.I.D),
- Contrôleur à base de réseaux de neurones et,
- Contrôleur flou.

Le contrôleur le plus connu est le régulateur PID, qui a été largement utilisé dans l'industrie, en raison de sa simplicité de mise en œuvre et son importance économique pour le processus industriel [30].

Cependant, le réglage des gains du contrôleur (PID) n'est pas facile pour les chercheurs et les opérateurs d'usine [81]. Dans ce contexte, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour ajuster les paramètres de ce régulateur [82, 83]. La première et la plus connue des méthodes utilisées est l'approche de Ziegler et Nichols [82, 83, 84]. En général, cette méthode est fastidieuse pour les systèmes

présentant des non-linéarités comme les machines synchrones [85]. En plus, elle offre un énorme dépassement dans la réponse du système AVR et n'est pas appropriée pour obtenir une réponse dynamique rapide [31].

Pour contourner ces difficultés, différentes méthodes d'optimisation ont été adoptés pour le réglage des gains du régulateur (PID) pour le système AVR. L'algorithme génétique est appliqué dans [32]. Le PSO est utilisé dans [28, 83]. La méthode de Nelder-Mead et Hooke-Jeeves sont appliquées dans [85, 86] et autres algorithmes d'optimisation sont utilisés dans [33, 34, 87, 88].

De plus, un contrôle efficace de la tension aux bornes du générateur nécessite un modèle valide pour la machine. Les fonctions de transfert sont largement utilisées pour représenter le modèle du système AVR, où le modèle du générateur est également représenté avec une fonction de transfert [29, 31, 32, 33, 34, 87, 88]. Pour déterminer les fonctions de transfert du système AVR, une linéarisation est nécessaire. Où, cette dernière est obtenue par un développement limité autour du point de fonctionnement du système.

Dans notre travail, pour la régulation de la tension de sortie aux bornes du générateur, nous utilisons directement le modèle non-linéaire du générateur sans passer par une linéarisation du modèle [35].

#### 4.3. Modèle de la machine synchrone avec une charge

Si on considère une charge inductive couplée en étoile avec la génératrice, les équations des tensions aux bornes de cette charge sont données par :

$$\begin{cases} -V_d = R_c I_d + L_c \frac{d}{dt} I_d - \omega L_c I_q \\ -V_q = R_c I_q + L_c \frac{d}{dt} I_q + \omega L_c I_d \end{cases} \quad (4.1)$$

Où ;

$V_d, V_q$  : Tensions statoriques de la charge dans le repère de Park.

$R_c$  : Résistance le la charge.

$L_c$  : Inductance de la charge.

Par ailleurs, on a les équations aux tensions de la génératrice synchrone à rotor bobiné à pôles saillants à vide (Eq (1.36)). En négligeant l'impédance de la ligne, on peut considérer l'égalité entre les tensions de la génératrice et de la charge, d'où nous avons:

$$\left\{ \begin{array}{l}
0 = (R_c - R_s)I_d + \omega(L_q - L_c)I_q - \omega L_q(1 - \sigma_q)I_{aQ} + (L_c - L_d)\frac{d}{dt}I_d + M_{fd}\frac{d}{dt}I_f + L_d(1 - \sigma_d)\frac{d}{dt}I_{aD} \\
0 = \omega(L_c - L_d)I_d + (R_c - R_s)I_q + \omega M_{fd}I_f + \omega L_d(1 - \sigma_d)I_{aD} + (L_c - L_q)\frac{d}{dt}I_q + L_q(1 - \sigma_q)\frac{d}{dt}I_{aQ} \\
V_d = R_f I_f - M_{fd}\frac{d}{dt}I_d + L_f\frac{d}{dt}I_f + CL_d(1 - \sigma_d)\frac{d}{dt}I_{aD} \\
0 = \frac{1}{T_D}I_{aD} - \frac{d}{dt}I_d + C\frac{d}{dt}I_f + \frac{d}{dt}I_{aD} \\
0 = \frac{1}{T_Q}I_{aQ} - \frac{d}{dt}I_q + \frac{d}{dt}I_{aQ}
\end{array} \right. \quad (4.2)$$

Le système obtenu peut être écrit sous la forme suivante :

$$U = R_1 \cdot I + L_1 \frac{d}{dt} I \quad (4.3)$$

Avec

$$R_1 = \left( \begin{array}{ccccc}
(R_c - R_s) & \omega(L_q - L_c) & 0 & 0 & -\omega L_q(1 - \sigma_q) \\
\omega(L_c - L_d) & (R_c - R_s) & \omega M_{fd} & \omega L_d(1 - \sigma_d) & 0 \\
0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_D} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_Q}
\end{array} \right) \quad (4.4)$$

et

$$L_1 = \left( \begin{array}{ccccc}
(L_c - L_d) & 0 & M_{fd} & L_d(1 - \sigma_d) & 0 \\
0 & (L_c - L_q) & 0 & 0 & L_q(1 - \sigma_q) \\
-M_{fd} & 0 & L_f & CL_d(1 - \sigma_d) & 0 \\
-1 & 0 & C & 1 & 0 \\
0 & -1 & 0 & 0 & 1
\end{array} \right) \quad (4.5)$$

Par conséquent, la représentation d'état de l'ensemble : génératrice-charge, est donnée par :

$$\frac{d}{dt}I = A_1 \cdot I + B_1 \cdot U \tag{4.6}$$

Avec;

$$I = [I_d \quad I_q \quad I_f \quad I_{aD} \quad I_{aQ}]^T \quad ; \quad \text{et} \quad U = [0 \quad 0 \quad V_f \quad 0 \quad 0]^T$$

$$A_1 = -L_1^{-1} \cdot R_1 \quad ; \quad \text{et} \quad B_1 = L_1^{-1}$$

Les tensions statoriques représentent les sorties et sont déterminées à partir de l'équation (4.1).

Par conséquent, la figure (4.2) donne la représentation d'état du modèle obtenu.

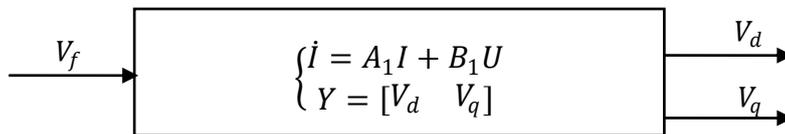


Figure 4.2 : Modèle d'état à charge.

#### 4.4. Système de régulation de tension proposé

Le but de ce travail est de maintenir la tension de sortie du générateur  $V_t$  à la valeur de la référence, le schéma de régulation utilisé est illustré par la figure (4.3) :

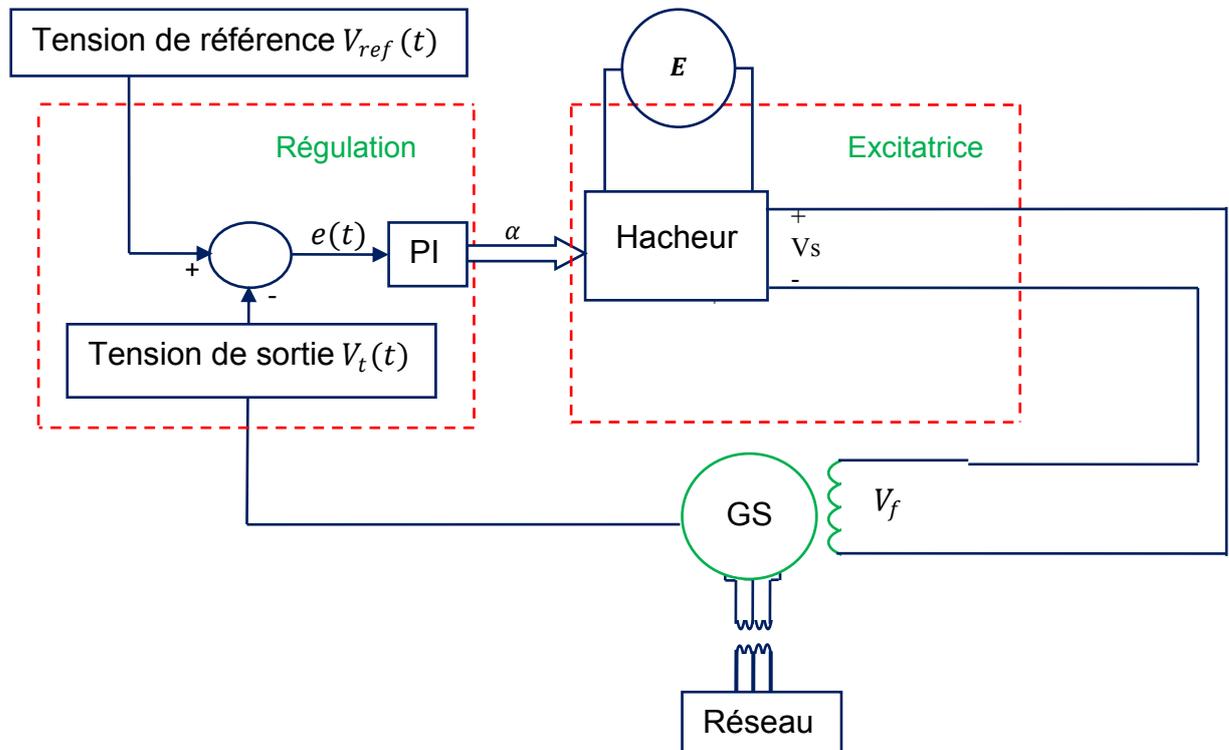


Figure 4.3 : Schéma du système de régulation de tension adopté.

Cette figure est une combinaison d'un régulateur PI, un hacheur, une source d'alimentation du hacheur et un générateur synchrone. La tension d'excitation du générateur nécessite une tension continue qui est ajustée par le hacheur. Ce dernier est de type série dont on peut commander le rapport cyclique  $\alpha$ .

La tension de sortie de l'alternateur  $V_t(t)$  est comparée à la consigne  $V_{ref}(t)$  pour donner l'erreur  $e(t)$  de l'équation (4.7).

$$e(t) = V_{ref}(t) - V_t(t) \quad (4.7)$$

Le rapport cyclique  $\alpha$  du hacheur est commandé par le régulateur PI. De plus, la sortie du hacheur dépend du rapport cyclique  $\alpha$  qui est donnée par la relation suivante :

$$V_s = \alpha.E \quad (4.8)$$

Où :

$V_s$  : Sortie du hacheur ou bien c'est la tension d'excitation  $V_f$  du générateur.

$E$  : Tension d'alimentation continue du hacheur.

#### 4.4.1. Contrôleur Proportionnel et Intégral PI

Un régulateur PI est défini par deux gains, le gain proportionnel noté  $K_p$  et le gain intégral noté  $K_i$  (Cf. figure 4.3).

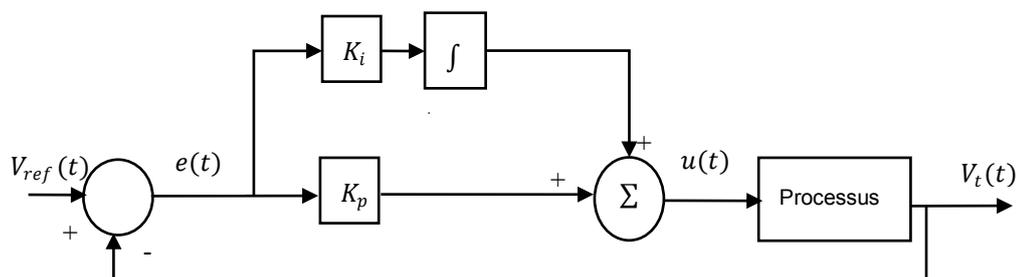


Figure 4.4 : Schéma fonctionnel du régulateur PI.

Le signal de commande  $u(t)$  est proportionnel à l'erreur  $e(t)$  et à l'intégrale de l'erreur par l'équation suivante :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (4.9)$$

La fonction de transfert du régulateur PI est donc :

$$u(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) e(s) \quad (4.10)$$

#### 4.4.2. Ajustement des gains du régulateur PI par optimisation

Si on considère que  $[K]$  est un vecteur qui contient les deux gains du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ). Dans le but de régler et d'ajuster les gains de ce contrôleur, on peut faire appel à des méthodes d'optimisations pour avoir un résultat optimal. Ces paramètres seront donc représentés par un ensemble de particules ou de chromosomes, pour les algorithmes de PSO et AG respectivement.

En suivant les étapes des deux algorithmes, et pour un certain nombre d'itérations, on a une forte probabilité de trouver une solution fiable pour notre problème d'optimisation. Ce problème étant, dans notre cas, défini par un critère de l'erreur de régulation en boucle fermée, comme le montre la figure (4.5).

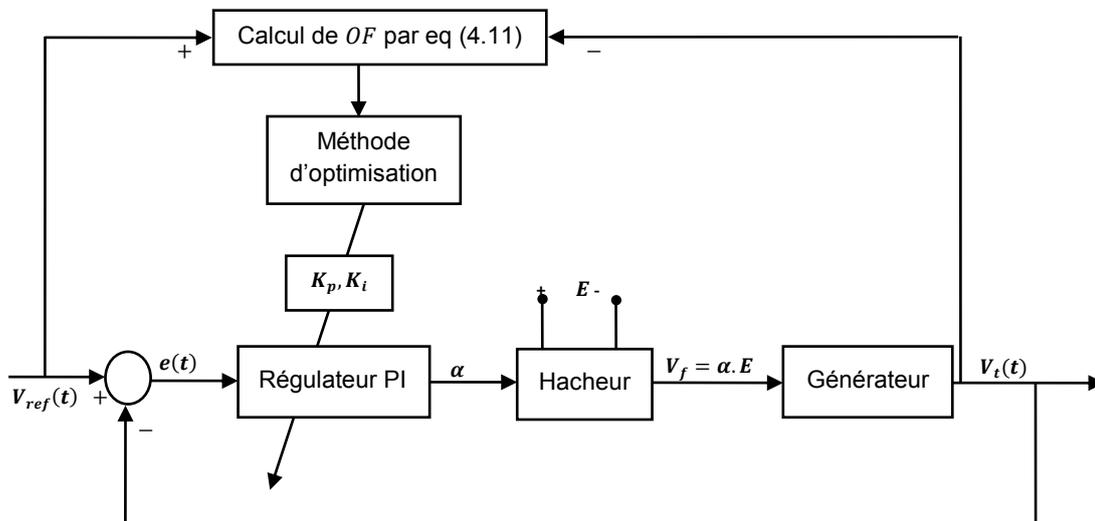


Figure 4.5 : Approche d'optimisation des gains du contrôleur PI par les méthodes d'optimisation.

#### 4.4.2.1. Fonction objectif adoptée

Afin d'obtenir une bonne précision dynamique de l'AVR, il faut que le régime transitoire soit caractérisé par un faible dépassement, un temps de réponse minimal et une stabilité de la tension de sortie quelque soient les perturbations de la charge. Dans notre étude, les paramètres du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) sont choisis de manière à minimiser la fonction objective  $OF$  donnée par :

$$OF = \sum_{i=1}^M (V_{ref}(i) - V_t(i))^2 \quad (4.11)$$

Où :

$V_{ref}(t)$  est la tension de référence,  $V_t(t)$  représente la tension de sortie de la génératrice et  $M$  désigne la dimension du vecteur  $V_t(t)$ .

Dans ce travail, la tension de sortie  $V_t(t)$  représente la tension max de la tension statorique de la phase (a). Où, cette dernière est obtenue par une résolution numérique du système non-linéaire (4.3) de la génératrice par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4.

#### 4.4.3. Application des métaheuristiques pour le réglage des gains du contrôleur PI

##### 4.4.3.1. Optimisation par algorithme génétique (AG)

Dont l'objectif de déterminer les gains du régulateur PI, l'algorithme génétique codé réel (ACGR) [89] est utilisée. Dans ce cas, le processus d'optimisation commence par une population aléatoire composée de  $N$  individus où chaque individu (chromosome) de la population est défini par une chaîne de gènes qui correspondent aux gains du régulateur :  $K = [K_p, K_i]$ . En plus, chaque chromosome de la population est évalué par la fonction objectif (eq 4.11) une seule fois. Ensuite, les individus sont ordonnés du meilleur au mauvais. Les individus au sommet ont plus de chances d'être sélectionnés pour la reproduction. La nouvelle population est obtenue à partir des opérateurs de croisement, de mutation, de sélection et d'élitisme appliqué de manière itérative à un ensemble de solution candidate. Le remplacement maintient les 10% des meilleurs individus après la phase d'évaluation pour les injectés dans la nouvelle population. Le modèle élitiste peut garantir la sauvegarde du meilleur

individu dans l'optimisation génétique. Les étapes de l'algorithme sont illustrées dans la figure (2.7).

Le tableau (4.1) donne les valeurs choisies des paramètres de l'AG.

Taille de la population	10
Probabilité de croisement $P_c$	0.75
Probabilité de mutation $P_m$	0.06
Tolérance	$10^{-6}$

Tableau 4.1. Valeurs choisies des paramètres de l'AG.

#### 4.4.3.2. Optimisation par essaim particulaire (PSO)

Dans cette partie, la méthode d'optimisation par des essaims de particules est adoptée, pour trouver le minimum de la fonction objectif  $OF$  et ainsi l'optimum du contrôleur PI. Le processus d'optimisation commence par un essaim aléatoire d'individus appelés particules [90]. Les deux gains ( $K_p$  et  $K_i$ ) du régulateur PI forment une particule. L'objectif est donc de trouver la meilleure solution de position de chaque particule, notée position locale, puis en cherche la meilleure pour un nombre d'itération prédéfini. En fonction d'une minimisation d'un critère de coût (fonction fitness  $OF$ ), on arrive donc à obtenir une solution globale optimale (meilleure position globale) synonyme d'un coût minimal (meilleur coût global).

Les valeurs choisies des paramètres de PSO sont données dans le tableau (4.2)

Taille de la population	10
Coefficient d'inertie $C_1$	0.8
Coefficient d'accélération $C_2$	1.6
Coefficient d'accélération $C_3$	1.5
Tolérance	$10^{-6}$

Tableau 4.2. Valeurs choisies des paramètres de PSO.

Le choix de la taille de PSO repose sur le critère suivant :

- L'augmentation de la taille d'essaim conduit à compliquer le calcul avec prolongation dans le temps de calcul. Dans cette étude, la taille de l'essaim égale à 10 est un bon choix.

Les bornes supérieure et inférieure de l'espace de recherche pour les deux paramètres à optimiser du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) sont :

$$\begin{aligned} 0 \leq K_p \leq 2 \\ 0 \leq K_i \leq 2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

#### 4.5. Résultat et discussion

La simulation est réalisée par interaction entre MATLAB et Simulink. Pour fournir les courants et les tensions, nous avons développé un programme de Runge-Kutta d'ordre 4 pour résoudre le système non-linéaire (4.3). L'estimation de l'erreur OF et l'optimisation des paramètres du régulateur PI sont établis par la combinaison d'un programme d'optimisation par PSO et AG développé et d'une boucle de régulation réalisée sur SIMULINK.

Trois charges différentes sont appliquées au générateur à des instantes différentes afin de montrer l'impact de la charge sur la tension de sortie. Les essais sont effectués pour les charges suivantes :

- Le générateur démarre avec une charge inductive  $Ch_1$  caractérisée par  $R_{c1} = 10\Omega; L_{c1} = 0.15H$ .
- Après (04) secondes, la charge  $Ch_2$  ( $R_{c2} = 25\Omega; L_{c2} = 0.2H$ ) prend le relais.
- Après (07 secondes), la charge  $Ch_3$  ( $R_{c3} = 50\Omega; L_{c2} = 0.3H$ ) est appliquée.

##### 4.5.1. Avant régulation (sans régulateur PI)

Dans ce cas, la tension d'excitation doit être maintenue constante et le générateur fonctionne à la vitesse nominale ( $\omega = 157 \text{ rad/s}$ ). La figure (4.6) montre la tension de sortie aux bornes du générateur avant la régulation (sans contrôleur PI) pour différentes conditions de charge.

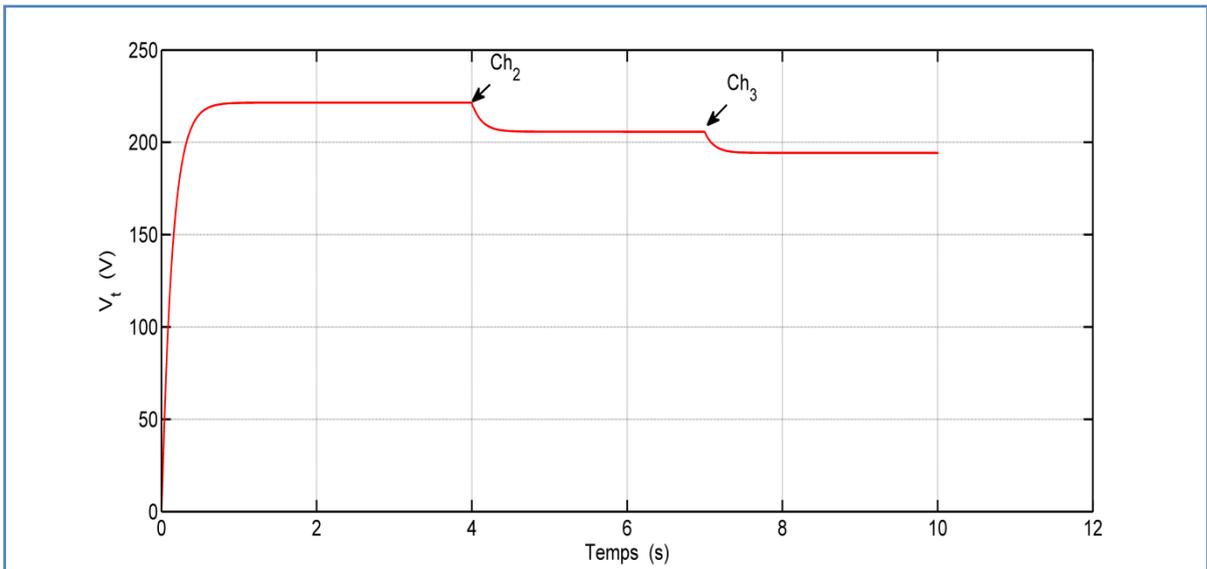


Figure 4.6 : Tension de sortie aux bornes du générateur avant la régulation pour différentes conditions de charge.

La figure (4.6) montre que la variation de la charge connectée au générateur a une influence directe sur la tension générée. De plus, le temps de réponse est important, ainsi que la chute de tension et les perturbations causées par les changements de charge.

#### 4.5.2. Après régulation (Avec contrôleur PI)

L'objectif de cette partie est d'appliquer les deux stratégies d'optimisation (Algorithmes génétiques et essaim de particule), dont le but est de déterminer les gains du régulateur PI pour maintenir la tension aux bornes du générateur stable et constante quelque soit la charge alimentée. Notant que, la tension de référence est prise à la valeur ( $V_{ref} = 220V(r.m.s)$ ).

##### 4.5.2.1 Contrôleur PI optimisé par AG

Après l'application de la méthode d'optimisation par AG, la solution optimale des gains du contrôleur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) obtenue par cette approche est donnée dans le tableau (4.3). La superposition de la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur avec un régulateur PI optimisé par AG est illustrée par la figure (4.7).

Gains	$K_p$	$K_i$
Valeur	0.9804	0.1428

Tableau 4.3 : Gains du régulateur PI optimisés par AG.

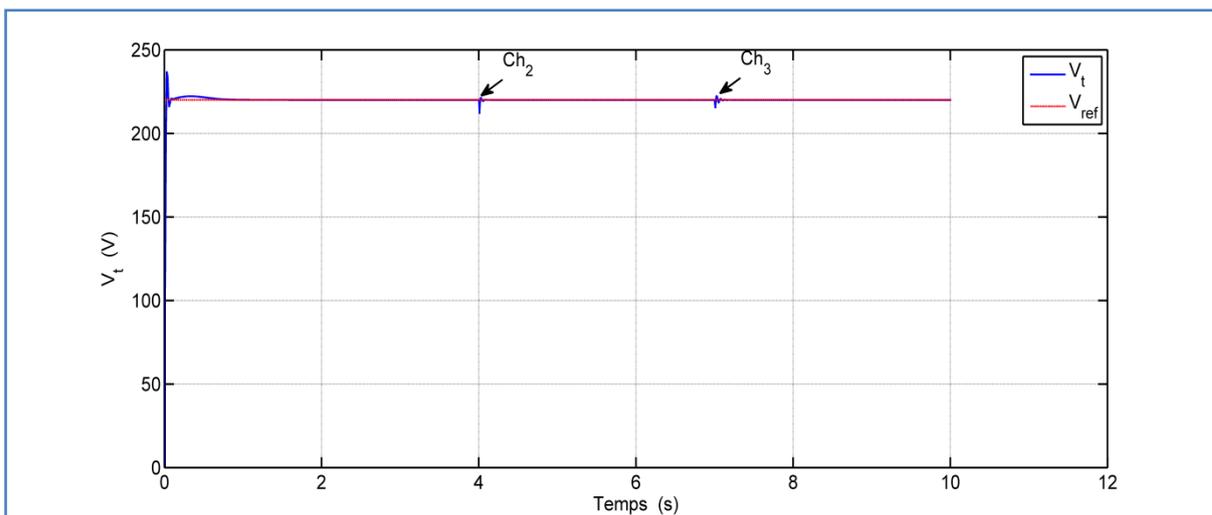


Figure 4.7 : Superposition de la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur avec un régulateur PI optimisé par AG.

#### 4.5.2.2. Régulateur PI optimisé par PSO

En rappelant, que nous utilisons le même espace de recherche utilisé par l'optimisation par l'AG (relation (4.12)). Les résultats obtenus après l'application de la méthode d'optimisation par PSO sont donnés dans le tableau (4.4) et la figure (4.8)

Gains	$K_p$	$K_i$
Valeur	0.9775	0.1430

Tableau 4.4 : Gains du régulateur PI optimisés par PSO

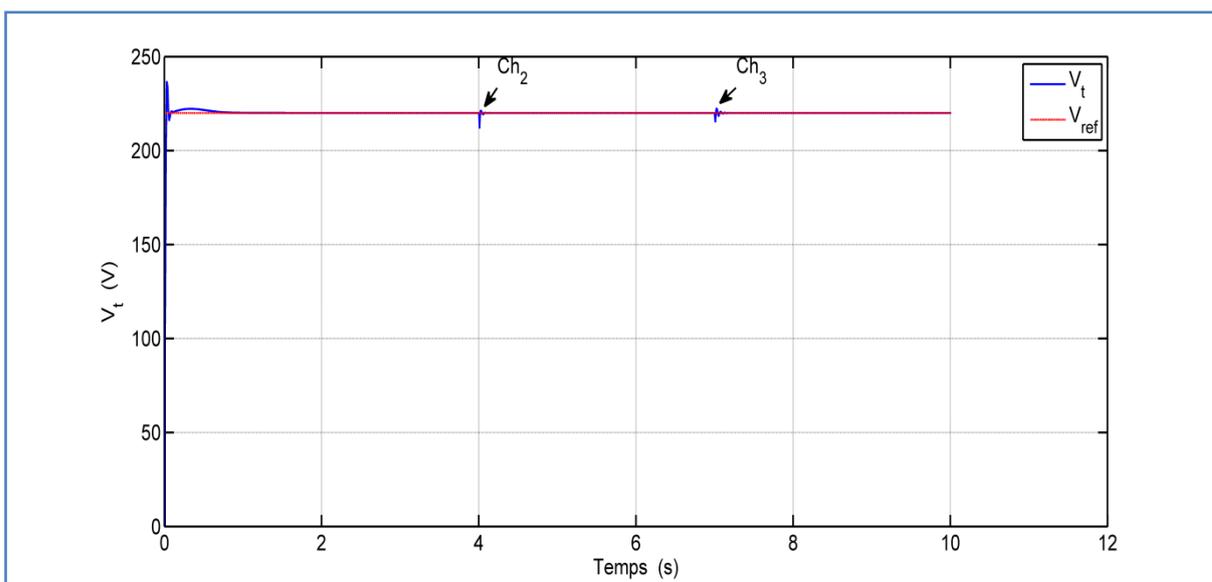


Figure 4.8 : Superposition de la tension de référence et la tension de sortie de l'alternateur avec un régulateur PI optimisé par PSO

Dans cette étude, les algorithmes PSO et AG sont utilisés pour déterminer les valeurs optimales des gains du régulateur PI pour ajuster le rapport cyclique  $\alpha$  du hacheur, comme le montre la figure (4.9), afin d'assurer la convergence de la tension terminale aux bornes du générateur vers la valeur souhaitée. Le courant statorique  $I_a(t)$  du générateur pour différentes conditions de charge est représenté par la figure (4.10).

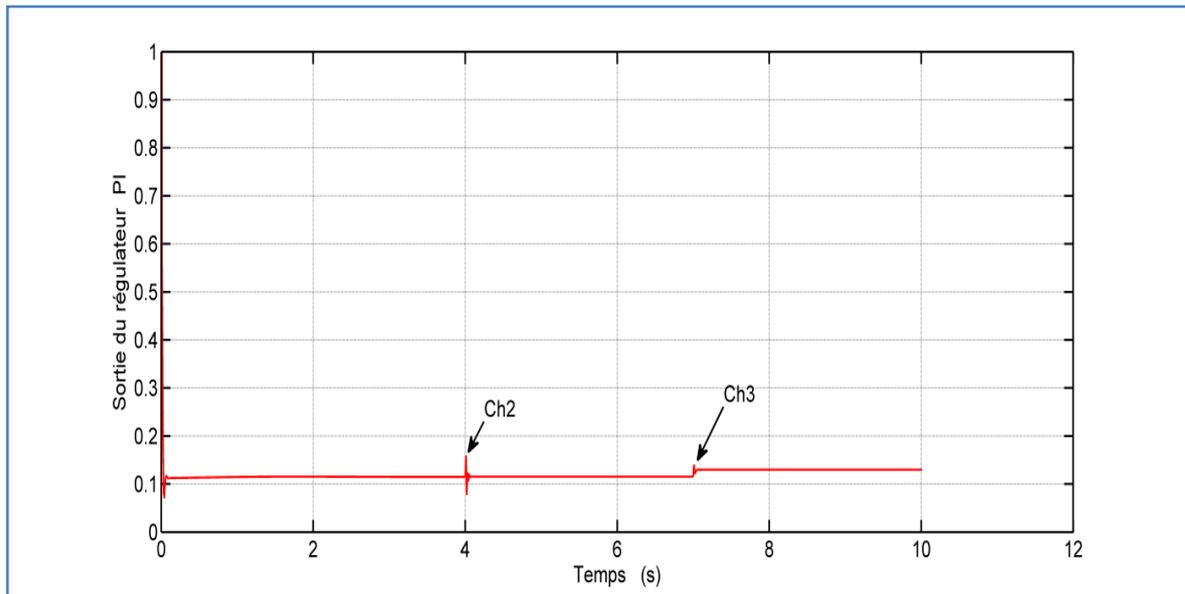


Figure 4.9 : Sortie du régulateur PI

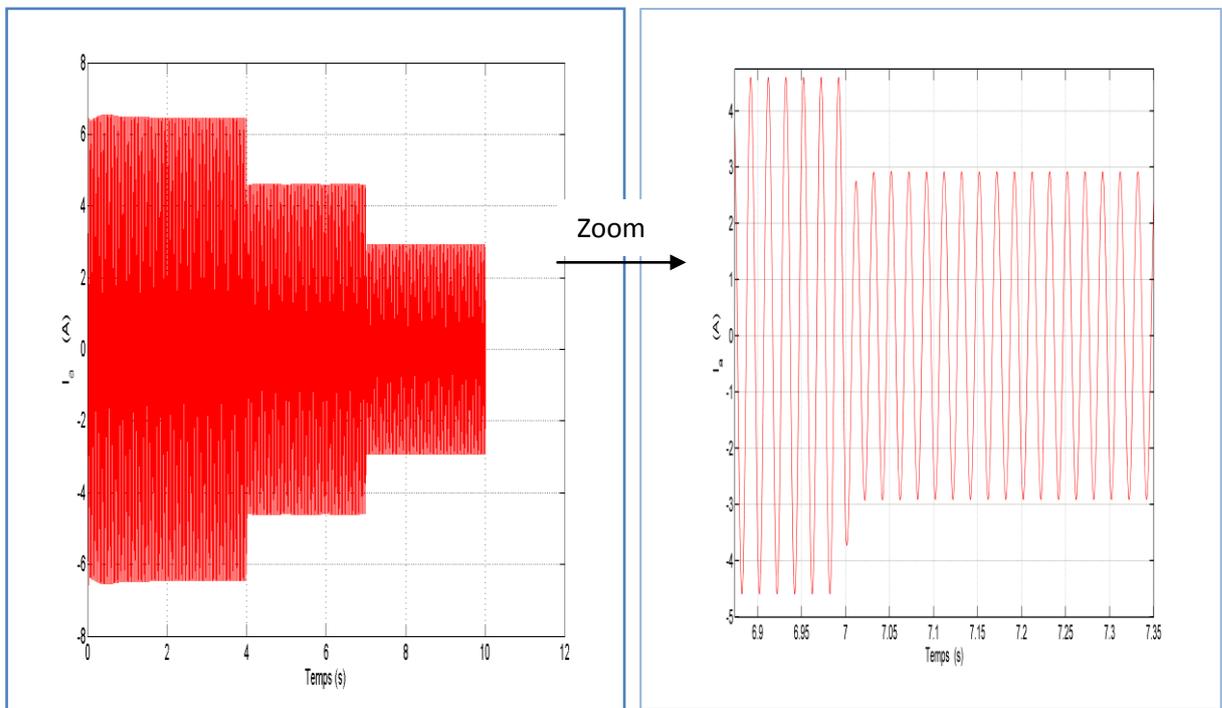


Figure 4.10 : Courant statorique  $I_a(t)$  du générateur pour différentes conditions de charge.

#### 4.5.2.3. Etude comparative

Les valeurs optimales des gains du contrôleur PI obtenus par les algorithmes AG et PSO sont rassemblées dans le tableau (4.5). L'évolution des gains ( $K_p$  et  $K_i$ ) en fonction du nombre d'itérations est illustrée sur la figure (4.11).

Type du régulateur	$K_p$	$K_i$	Nombre d'itérations	Temps de calcul (sec)
PI-PSO	0.9775	0.1430	132	15460.5968
PI-AG	0.9804	0.1428	253	23185.7127

Tableau 4.5. Gains du régulateur PI optimisés par PSO et AG.

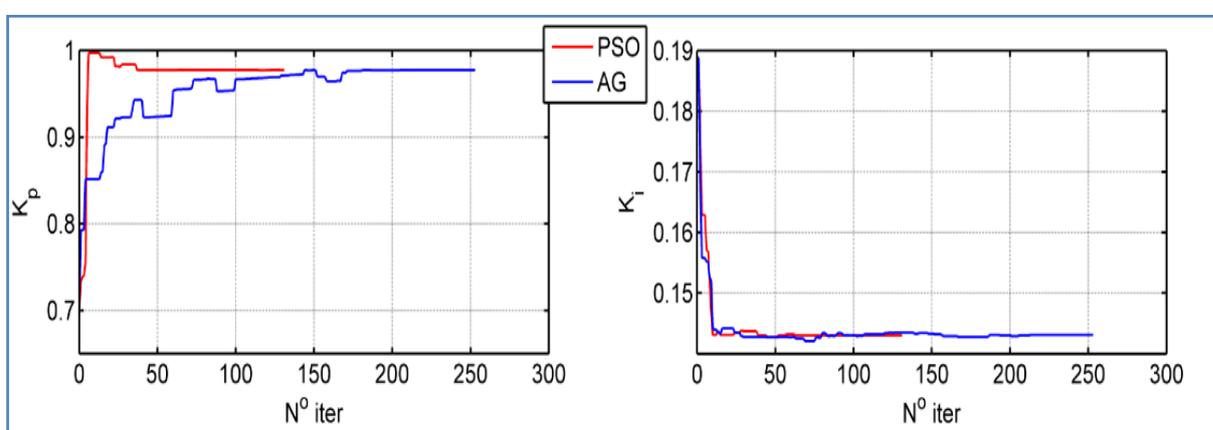


Figure 4.11: Evolution des gains du régulateur PI.

#### 4.5.3. Test de robustesse

La vérification de la robustesse est confirmée par la variation des paramètres de la machine [91, 92]. Pour cela, afin de montrer les performances du régulateur adopté (PI-PSO) ou bien (PI-AG), nous testons l'effet de la variation des paramètres du générateur sur les performances du réglage de la tension de sortie de l'alternateur.

La variation introduite dans cet essai de robustesse concerne dans la pratique, les conditions réelles telles que l'échauffement, la saturation du circuit magnétique et aussi la variation de la charge [93].

Pour cette étude, trois essais sont considérés:

- 1<sup>er</sup> essai : Variation uniquement de la résistance statorique ;
- 2<sup>ème</sup> essai : Variation uniquement de la résistance rotorique ;

- 3<sup>ème</sup> essai : Variation de la résistance statorique, rotorique et de la charge au même temps.

Afin de montrer les performances de notre régulateur, le test se déroule comme suit pour les trois essais :

#### Pour le 1<sup>er</sup> essai

- À  $t = 0s$ , le générateur démarre avec la valeur nominale de la résistance statorique.
- À  $t = 4s$ , on augmente cette valeur de 25% par rapport à sa valeur nominale.
- À  $t = 7s$ , cette valeur est augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale.

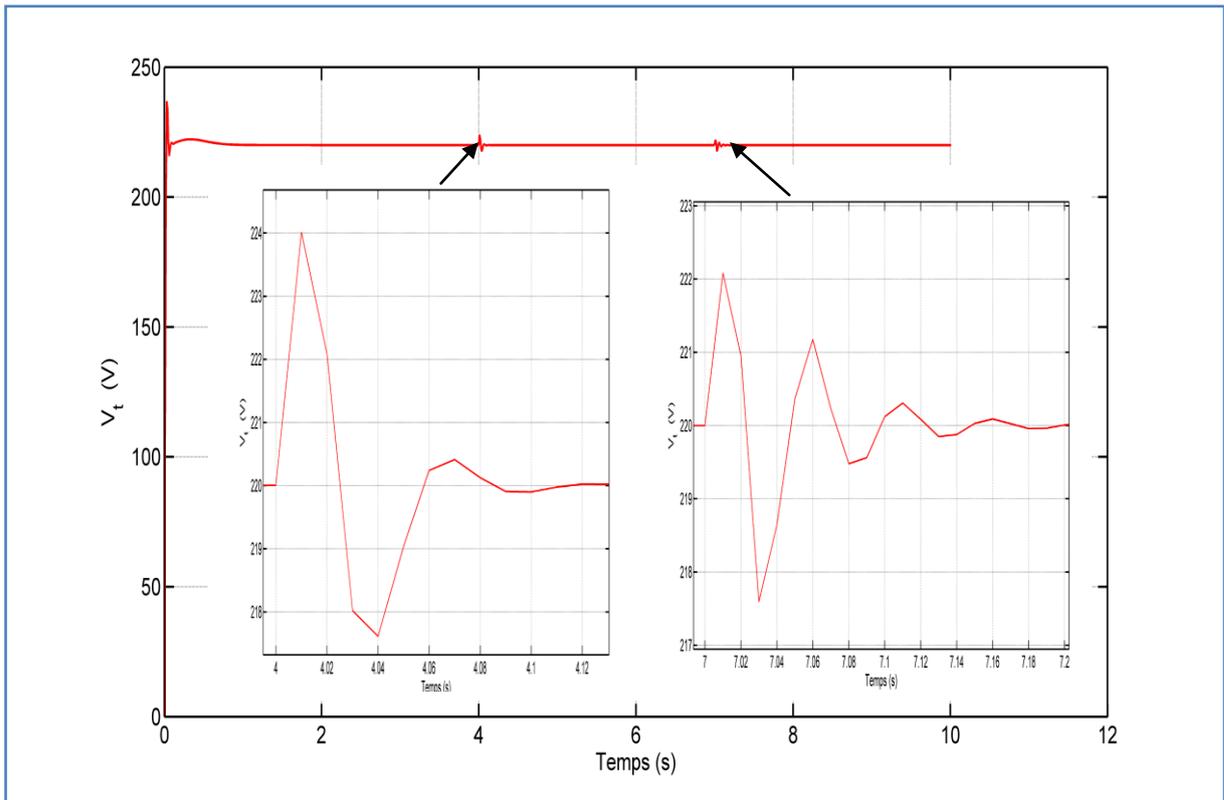
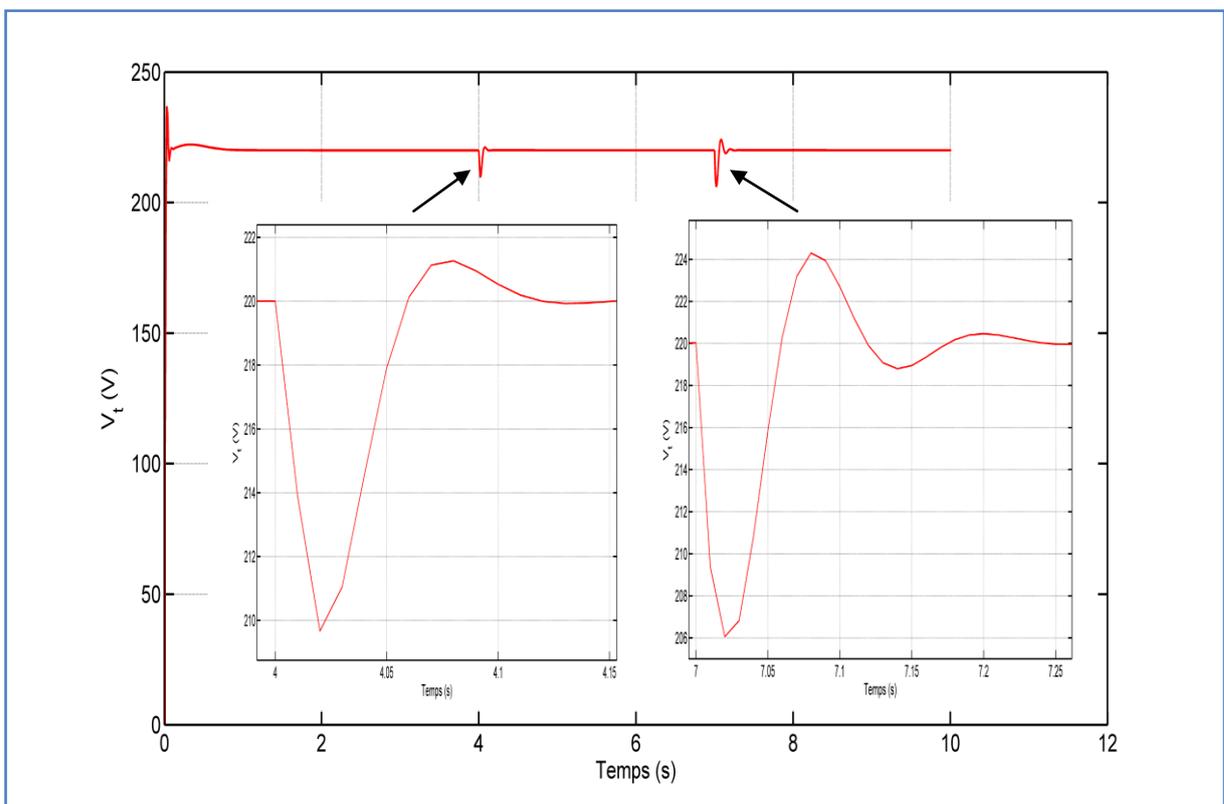
#### Pour le 2<sup>ème</sup> essai

- À  $t = 0s$ , le générateur démarre avec la valeur nominale de la résistance rotorique.
- À  $t = 4s$ , on augmente cette valeur de 25% par rapport à sa valeur nominale.
- À  $t = 7s$ , cette valeur est augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale.

#### Pour le 3<sup>ème</sup> essai

- À  $t = 0s$ , le générateur démarre avec la valeur nominale de la résistance statorique et rotorique avec  $Ch_1$ .
- À  $t = 4s$ , on augmente les valeurs de la résistance statorique et rotorique de 25% par rapport à leur valeurs nominales et la charge  $Ch_1$  est remplacée par la charge  $Ch_2$ .
- À  $t = 7s$ , on augmente les valeurs de la résistance statorique et rotorique de 50% par rapport à leur valeurs nominales et la charge  $Ch_2$  est remplacée par la charge  $Ch_3$ .

Les figures (4.12), (4.13) et (4.14) illustrent les résultats obtenus des essais de robustesse effectués en considérant les essais 1, 2 et 3 respectivement.

Figure 4.12 : Test de robustesse pour le 1<sup>er</sup> essai.Figure 4.13 : Test de robustesse pour le 2<sup>ème</sup> essai.

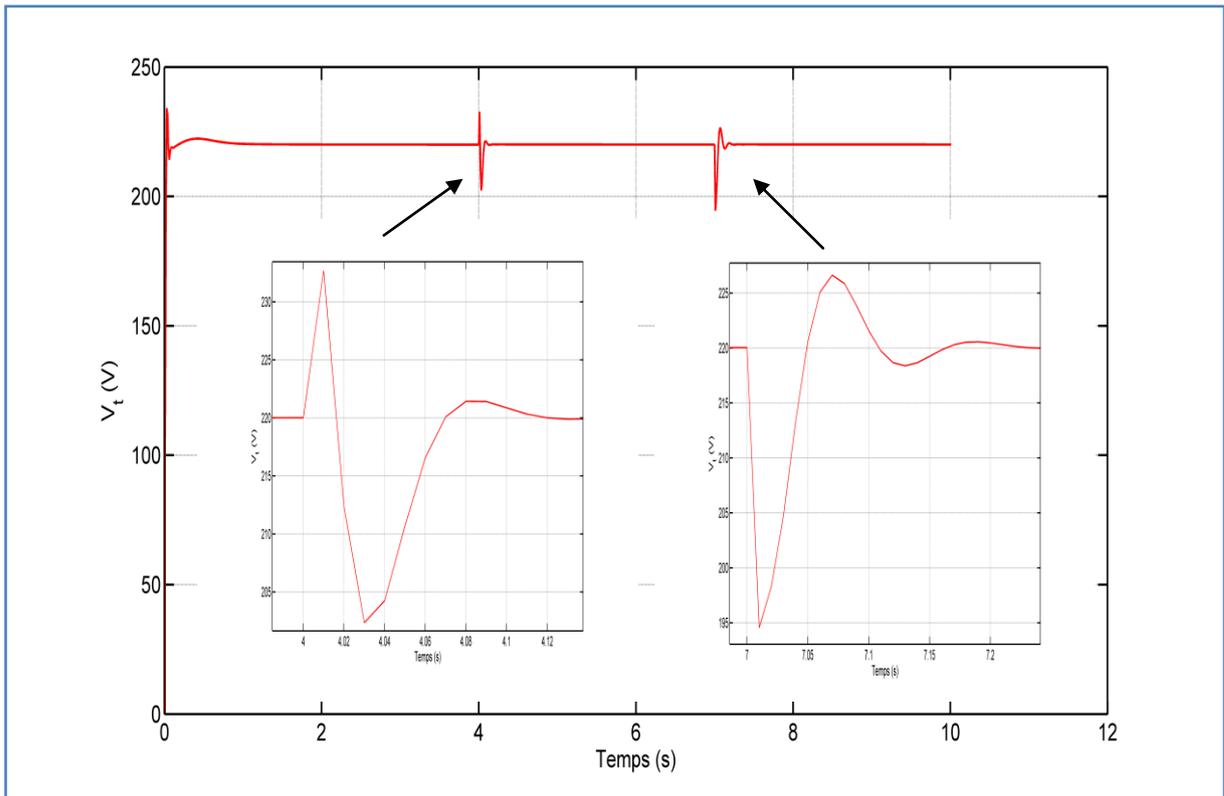


Figure 4.14 : Test de robustesse pour le 3<sup>ème</sup> essai.

#### 4.5.3.2. Interprétation des résultats

- Les tableaux (4.3) et (4.4) montrent la proximité des gains du contrôleur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) ce qui confirme bien la convergence des algorithmes PSO et AG.
- Les Figures (4.7) et (4.8) illustrent clairement l'efficacité de l'optimisation par l'algorithme génétique AG et par essais particulaire PSO, tel qu'on obtient de meilleurs résultats en performance; rapidité de réponse (court temps de réponse) et la tension de sortie suit bien la consigne.
- Lorsqu'on a varié la charge appliquée aux bornes du générateur, c'est-à-dire à  $t=4$  et  $7$  secondes, la tension de sortie suit la consigne. En plus, l'effet de la variation de la charge est rejeté très rapidement.
- Le contrôleur PI-PSO consomme moins de temps et comporte moins d'itérations que le contrôleur PI-AG comme il est montré par la figure (4.11) et le tableau (4.5).
- Cependant, les figures (4.7) et (4.8) ont prouvé que le dépassement résultant dans la tension terminale aux bornes du générateur est important par les deux approches.

- Les figures (4.12) à (4.14) montrent que les contrôleurs adoptés (PI-PSO et PI-AG) sont insensibles aux variations de la résistance statorique, résistance rotorique ou bien les deux au même temps ainsi que la variation de la charge.

#### 4.5.4. Amélioration du dépassement

Pour réduire le dépassement résultant dans la tension de sortie aux bornes du générateur, nous adoptons de changer la consigne (tension de référence). Pour cela, deux cas sont proposés :

##### 4.5.4.1. 1<sup>ère</sup> cas

Dans ce premier cas, la tension de référence précédente ( $V_{ref} = 220V(r.m.s)$ ) est remplacée par une rampe comme le montre la figure (4.15).

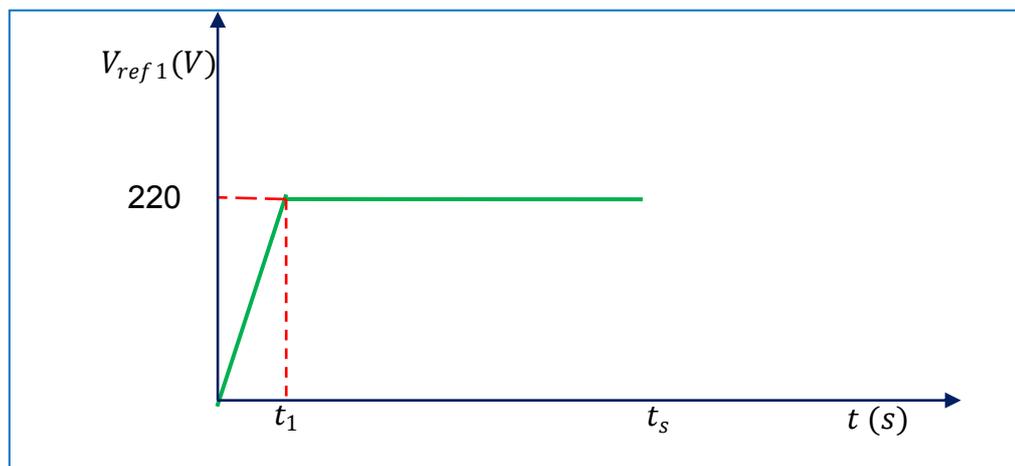


Figure 4.15 : Tension de référence avec rampe.

où;

$t_1$  : Temps de la rampe correspond à la durée nécessaire pour atteindre la tension consigne de la machine.

$t_s$  : Temps de simulation.

L'expression de la tension de référence est définie par:

$$V_{ref1}(t) = \begin{cases} \left(\frac{220}{t_1}\right).t & t \leq t_1 \\ 220 & t_1 \leq t \leq t_s \end{cases} \quad (4.13)$$

Dans ce cas, nous fixons la valeur de  $t_1$  à 0,06s. Après avoir donné les mêmes paramètres de réglages ci-dessus à l'algorithme de PSO, les valeurs optimales obtenues du contrôleur PI sont données dans le tableau (4.6). La tension de sortie du générateur basée sur le PI-PSO en utilisant la rampe comme tension de référence est illustrée à la figure (4.16).

Paramètres	$K_p$	$K_i$
Valeur	0.7451	0.0859

Tableau 4.6. Gains optimisés du régulateur PI par PSO avec rampe.

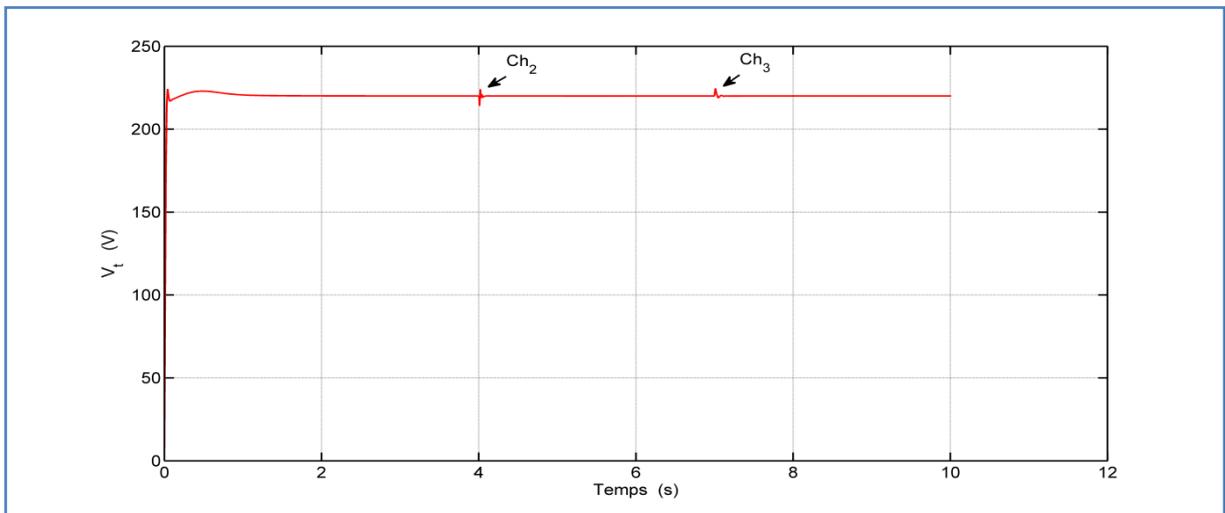


Figure 4.16 : Tension de sortie du générateur en utilisant le PI-PSO avec rampe.

#### 4.5.4.2. 2<sup>ème</sup> cas

La différence entre le deuxième cas et le cas précédent réside au niveau du retard  $t_0$  comme le montre la figure (4.17) [94].

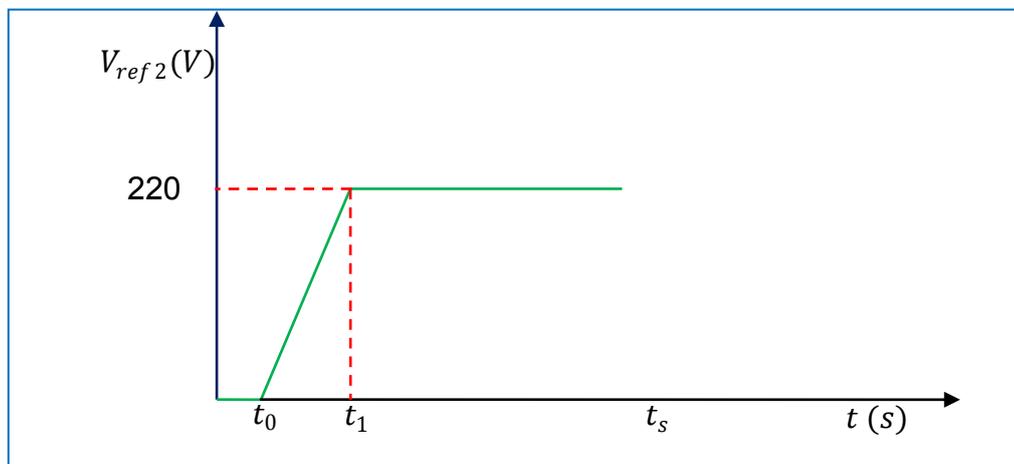


Figure 4.17 : Tension de référence avec retard.

Où :

$t_0$  : Temps de retard correspond au démarrage de l'excitation de la machine.

Par conséquent, l'expression de la nouvelle tension de référence est donnée par:

$$V_{ref2}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq t_0 \\ \left(\frac{220}{t_1 - t_0}\right) \cdot (t - t_0) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 220 & t_1 \leq t \leq t_s \end{cases} \quad (4.14)$$

Dans ce cas, on considère que les instants  $t_0$  et  $t_1$  sont inconnus et seront déterminés en plus avec les deux gains du contrôleur PI. Pour cela, le vecteur des paramètres à identifier est le suivant :

$$[K_1] = [K_p \quad K_i \quad t_0 \quad t_1] \quad (4.15)$$

Pour la détermination du vecteur  $K_1$ , on utilise l'algorithme génétique (AG), et on valide les résultats en utilisant l'algorithme de Nelder-Mead proposé (NMP) présenté dans le deuxième chapitre. Où, le vecteur initial choisi pour l'algorithme (NMP) est égal à 1. Dans ce cas, la taille de la population de l'AG est fixée à 50 individus.

Les résultats obtenus après l'application des deux algorithmes sont regroupés dans le tableau (4.7) et les figures (4.18) et (4.19) ci-après.

Type du régulateur	$K_p$	$K_i$	$t_0$	$t_1$
PI-AG	1.5640	0.4397	0.0127	0.1846
PI-NMP	1.56703	0.46869	0.01246	0.17514

Tableau 4.7 : Paramètres optimisés du régulateur PI par AG et NMP.

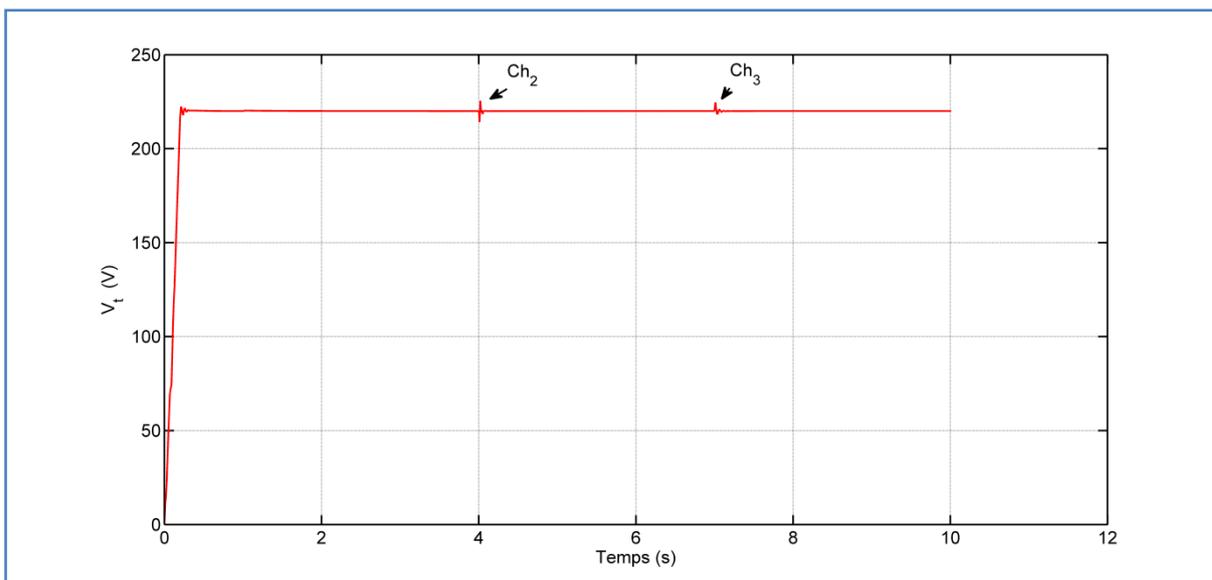


Figure 4.18 : Tension de sortie du générateur basée sur le PI-AG en utilisant une rampe avec retard.

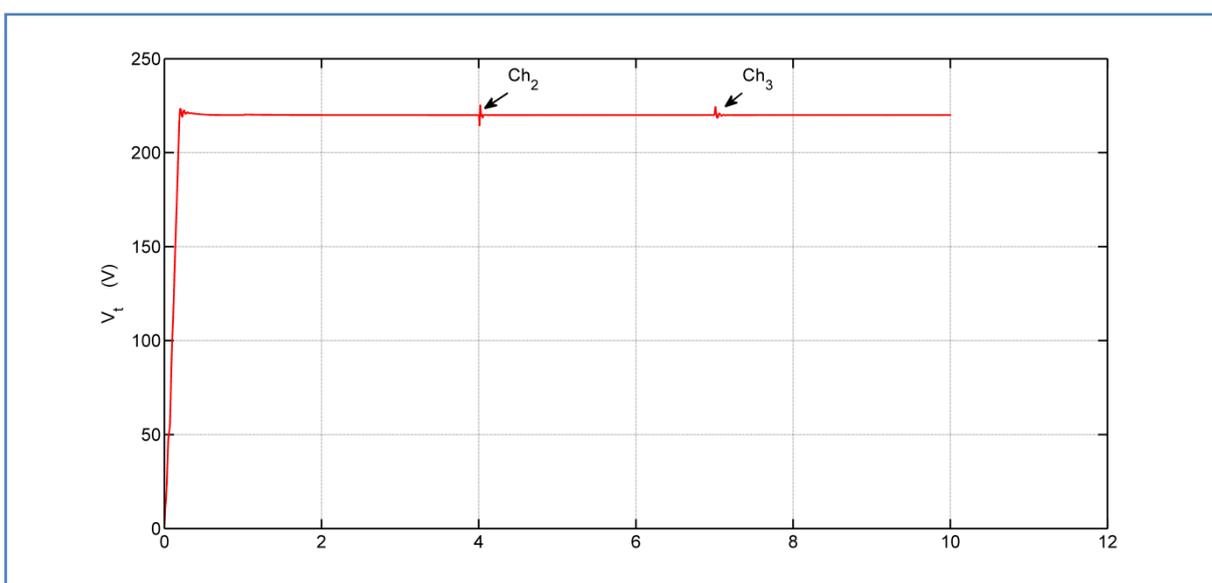


Figure 4.19 : Tension de sortie du générateur basée sur le PI-NMP en utilisant une rampe avec retard.

#### 4.5.4.3. Etude comparative

Nous reproduisons, dans la figure (4.20), la tension de sortie de la génératrice en considérant les tensions de référence suivantes : consigne constante, rampe et rampe avec retard.

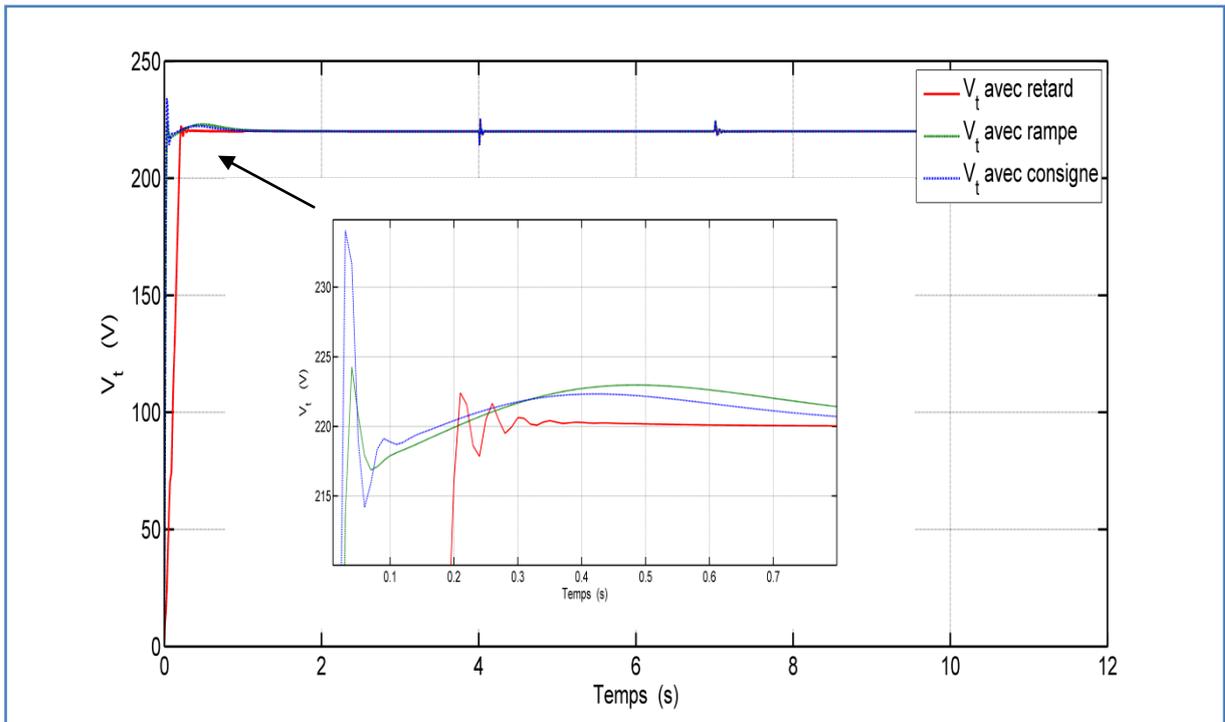


Figure 4.20 : Superposition de la tension de sortie du générateur en utilisant une tension de référence : consigne constante, rampe et rampe avec retard.

Le tableau (4.8) présente les indices de performe de la tension de sortie aux bornes du générateur pour les trois tensions de référence : consigne constante, rampe et rampe avec retard :

Indices	$V_t(t)$ avec Consigne constante	$V_t(t)$ avec rampe	$V_t(t)$ avec retard
$D(\%)$	6.40	1.95	1.27
$T_m(s)$	0.02	0.035	0.17
$T_r(s)$	1.18	1.09	0.42

Tableau 4.8. Indices de performance.

Où :  $D\%$  est le dépassement,  $T_m$  représente le temps de montée et  $T_r$  définit le temps de réponse.

#### 4.5.4.3. Interprétation des résultats

- Les figures (4.16), (4.18) et (4.19) montrent que le dépassement résultant dans la tension de sortie du générateur est réduit avec les deux tensions de référence adoptées.

- On remarque une amélioration du temps de réponse pour les deux tensions de référence proposées par rapport à la consigne constante (tableau 4.8).
- La tension de référence en utilisant une rampe avec retard (2<sup>ème</sup> cas) donne un minimum de dépassement et un temps de réponse minimal comparé à ceux obtenus avec la tension de référence en utilisant une rampe (tableau 4.8).
- Cependant, avec le 2<sup>ème</sup> cas de la tension de référence proposée, le temps de montée est grand par rapport à la consigne constante et le 1<sup>er</sup> cas de la tension de référence adoptée.

#### 4.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la régulation de tension de sortie du générateur en utilisant directement le modèle non-linéaire de ce dernier. De plus, l'AG et le PSO sont utilisés pour déterminer les valeurs optimales des gains du contrôleur proportionnel intégral (PI). Ce dernier a été utilisé afin d'ajuster le rapport cyclique d'un hacheur pour contrôler la tension d'excitation et par conséquent la tension de sortie du générateur.

Les résultats obtenus ont montré qu'en contrôlant la tension d'excitation par le hacheur, la tension de la génératrice est maintenue à sa valeur de consigne malgré les variations de la charge.

L'étude de la robustesse a montré que les deux contrôleurs (PI-AG et PI-PSO) sont insensibles aux variations paramétriques de la résistance statorique ou rotorique.

En termes de temps de calcul et de nombre d'itérations, les résultats obtenus montrent la supériorité du contrôleur PI-PSO par rapport au contrôleur PI-AG, mais les deux contrôleurs produisent un grand dépassement.

Pour contourner ce problème, deux tensions de référence ont été adoptées. La comparaison entre la tension de sortie aux bornes du générateur en utilisant les trois tensions de référence : consigne constante, rampe et rampe avec retard, ont montré que les deux dernières tensions de référence ont la capacité de réduire le dépassement ainsi que le temps de réponse.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans cette thèse sont dirigés vers l'identification des paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné avec amortisseurs à partir de l'essai de court-circuit brusque. Ensuite, une régulation de la tension de sortie de cette machine est effectuée.

La technique d'identification par la méthode du modèle de référence a été utilisée pour identifier douze paramètres de la MSRB. Parmi ces paramètres, l'angle  $\theta_0$  correspondant à la position initiale du rotor à l'instant du court-circuit a été déterminé simultanément avec les autres paramètres de la machine. La tension d'excitation et la vitesse de rotation de la génératrice ont été utilisées comme des entrées tandis que la somme des erreurs quadratiques entre les courants mesurés (le courant statorique de la phase (a) et le courant d'excitation) et ceux calculés a été choisie comme critère d'évaluation afin de contourner le problème des solutions multiples. Une hybridation séquentielle PSO-NM a été utilisée pour minimiser le critère d'évaluation afin de déterminer les paramètres de la machine. L'approche d'identification choisie ainsi que la méthode d'optimisation adoptée sont d'abord testées à l'aide des données simulées et ensuite validées dans l'estimation des paramètres réels d'une machine synchrone à rotor bobiné de 300VA.

Ensuite, la régulation automatique de la tension de sortie de la machine (AVR) a été développée. Ce régulateur ajuste le rapport cyclique du hacheur afin de contrôler la tension d'excitation et par conséquent la tension aux bornes du générateur en utilisant un correcteur PI. Dans ce cas, on a utilisé directement le modèle non-linéaire de la machine sans passer par une linéarisation du modèle. Les gains du régulateur PI ont été déterminés par des méthodes d'optimisation par métaheuristique (AG, PSO). Les performances du régulateur PI-PSO et PI-AG ont été testées par l'effet de plusieurs perturbations, concernant la variation des paramètres de la machine ainsi que la variation de la charge. Les résultats obtenus montrent que ces perturbations ont été rejetées très rapidement, ce qui montre que le régulateur PI optimisé par AG et PSO possède une meilleure robustesse.

Afin de réduire le dépassement résultant dans la tension de sortie aux bornes du générateur, deux tensions de référence ont été adoptées. La comparaison entre la tension de sortie aux bornes du générateur en utilisant les trois tensions de référence : cosigne constante, rampe et rampe avec retard, montrent que les deux dernières tensions de référence ont la capacité de réduire le dépassement ainsi que le temps de réponse.

Comme perspectives, on propose :

- Choix d'un autre critère d'évaluation qui prend en considération le dépassement maximal et le temps de réponse.
- Remplacement du contrôleur PI par un contrôleur flou optimisé par les métaheuristiques.

## APPENDICE A

## LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

## SYMBOLES

Symbole	Signification	Unité
$a, b, c$	: Grandeur de phase statorique (a, b et c).	/
$d, q$	: Grandeur statorique d'axe d ou q (repère dq)	/
$f$	: Enroulement inducteur $f$ .	/
$D$	: Enroulement amortisseur axe $d$ .	/
$Q$	: Enroulement amortisseur axe $q$ .	/
$V$	: Tension.	$V$
$I$	: Courant.	$A$
$\psi$	: Flux.	$H$
$I_a$	: Courant statorique de la phase (a)	$A$
$I_f$	: Courant dans l'inducteur (courant d'excitation)	$A$
$V_f$	: Tension d'excitation.	$V$
$R_s$	: Résistance d'une phase de l'induit	$\Omega$
$R_f$	: Résistance de l'inducteur	$\Omega$
$R_D$	: Résistance de l'amortisseur $D$	$\Omega$
$R_Q$	: Résistance de l'amortisseur $Q$	$\Omega$
$R_c$	: Résistance de la charge	$\Omega$
$L_d$	: Inductance synchrone selon $d$	$H$
$L_q$	: Inductance synchrone selon $q$	$H$
$L_D$	: Inductance propre de l'amortisseur $D$	$H$
$L_Q$	: Inductance propre de l'amortisseur $Q$	$H$
$L_f$	: Inductance propre de l'inducteur $f$	$H$
$L_c$	: Inductance de la charge.	$H$
$M_{Dd}$	: Inductance mutuelle entre amortisseur $D$ et bobinage $d$	$H$
$M_{fd}$	: Inductance mutuelle entre inducteur $f$ et amortisseur $D$	$H$
$M_{fd}$	: Inductance mutuelle entre inducteur $f$ et bobinage $d$	$H$

$M_{Qq}$	: Inductance mutuelle entre l'amortisseur $Q$ et bobinage $q$	$H$
$\sigma_d$	: Coefficient de dispersion de l'amortisseur $D$	/
$\sigma_q$	: Coefficient de dispersion de l'amortisseur $Q$	/
$T_D$	: Constante de temps de l'amortisseur $D$	$s$
$T_Q$	: Constante de temps de l'amortisseur $Q$	$s$
$\rho$	: Nombre de paires de pôles.	/
$N$	: Vitesse de rotation du rotor.	$tr/min$
$\theta$	: Position angulaire du rotor par rapport au stator.	$rad$
$\theta_0$	: Position du rotor, à $t = 0$ , par rapport à la phase (a) du stator (position initiale du rotor)	$rad$
$\omega$	: Vitesse angulaire électrique du rotor.	$rad/s$
$\omega_m$	: Vitesse angulaire mécanique du rotor	$rad/s$
$J$	: Moment d'inertie	$kg.m^2$
$T_{em}$	: Couple électromagnétique.	$N.m$
$T_c$	: Couple de charge.	$N.m$
$f_r$	: Coefficient de frottement.	$N.m.s$
$P(\theta)$	: Matrice de Park.	/
$[P(\theta)]^{-1}$	: Matrice inverse de Park.	/
$x_d, x_q$	: Réactances synchrones d'axe d et d'axe q	$\Omega$
$x'_d, x'_q$	: Réactance transitoire d'axe d et d'axe q	$\Omega$
$x''_d, x''_q$	: Réactances sub-transitoires d'axe d et d'axe q	$\Omega$
$T'_d$	: Constante de temps transitoire de court-circuit d'axe d	$s$
$T''_d$	: Constante de temps sub-transitoire de court-circuit d'axe d.	$s$
$T_a$	: Constante de temps de l'induit	$s$
$V_m$	: Tension d'armature avant l'application du court-circuit	$V$
$V_{ref}$	: Tension de référence	$V$
$V_t$	: Tension de sortie aux bores du générateur	$V$

## ABREVIATIONS

MS	: Machine synchrone.
MSRB	: Machine synchrone à rotor bobiné.
MSPS	: Machine synchrone à pôles saillants.
MSAP	: Machine synchrone à aimants permanents.
PSO	: Optimisation par essaim de particules
NM	: Algorithme de Nelder-Mead
NMP	: Algorithme de Nelder-Mead proposé
AG	: Algorithme génétique
AVR	: Régulateur de tension automatique
PI	: Contrôleur Proportionnel et Intégral
$K_p$	: Action proportionnelle
$K_i$	: Action intégrale

## APPENDICE B

### B.1. Calcul des paramètres dynamiques de la MS par la méthode graphique

L'équation de l'enveloppe est donnée par :

$$I_{env} = V_m \cdot \left( \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right) \quad (\text{B.1})$$

La réactance synchrone  $x_d$  principale peut être déduite grâce à la relation suivante :

$$x_d = \frac{V_m}{I_\infty} \quad (\text{B.2})$$

Où :

$I_\infty$  : Valeur maximale du courant en régime de court-circuit établi.

Les courants transitoire  $I_{trans}$  et sub-transitoire  $I_{subtrans}$  peuvent être obtenus à partir de l'équation (B.1) :

$$I_{env} - I_\infty = V_m \cdot \left( \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right) \quad (\text{B.3})$$

Un repère semi-logarithmique est utilisé afin de déterminer les constantes de temps et les réactances. Pour cela, une hypothèse supplémentaire sur les contrastantes de temps sera utilisée. Cette condition est définie comme suit :

Hypothèse :  $T'_d \gg T''_d$

Par conséquent, Les composantes sub-transitoires décroissent beaucoup plus vite par rapport aux composantes transitoires.

$$I_{env} - I_\infty \approx V_m \cdot \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} = I_{trans} \quad (\text{B.4})$$

En utilisant l'échelle semi-logarithmique, on obtient :

$$\ln(I_{env} - I_\infty) \approx \ln \left( V_m \cdot \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \right) - \frac{t}{T'_d} = A_2 \cdot t + B_2 \quad (\text{B.5})$$

Où A est la pente et B la valeur à l'origine.

Les paramètres transitoires  $x'_d$  et  $T'_d$  peuvent être obtenus par résolution du système d'équation suivant :

$$\begin{cases} T'_d = -\frac{1}{A_2} \\ \ln\left(V_m \cdot \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\right) = B_2 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Pour le calcul des paramètres sub-transitoires directs  $x''_d$  et  $T''_d$ , on utilise la même méthode que dans le cas transitoire. Dans ce cas, on s'intéresse aux premiers instants de l'essai de court-circuit brusque.

À partir de l'équation (B.1), nous pouvons écrire :

$$I_{env} - I_\infty - I_{trans} = V_m \cdot \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right) e^{-\frac{t}{T''_d}} = I_{subtrans} \quad (\text{B.7})$$

En utilisant l'échelle semi-logarithmique, on obtient :

$$\ln(I_{env} - I_\infty - I_{trans}) \approx \ln\left(V_m \cdot \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right)\right) - \frac{t}{T''_d} = A'_2 \cdot t + B'_2 \quad (\text{B.8})$$

Par conséquent, les paramètres sub-transitoires  $x''_d$  et  $T''_d$  peuvent être obtenus par résolution du système d'équation suivant :

$$\begin{cases} T''_d = -\frac{1}{A'_2} \\ \ln\left(V_m \cdot \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right)\right) = B'_2 \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

## APPENDICE C

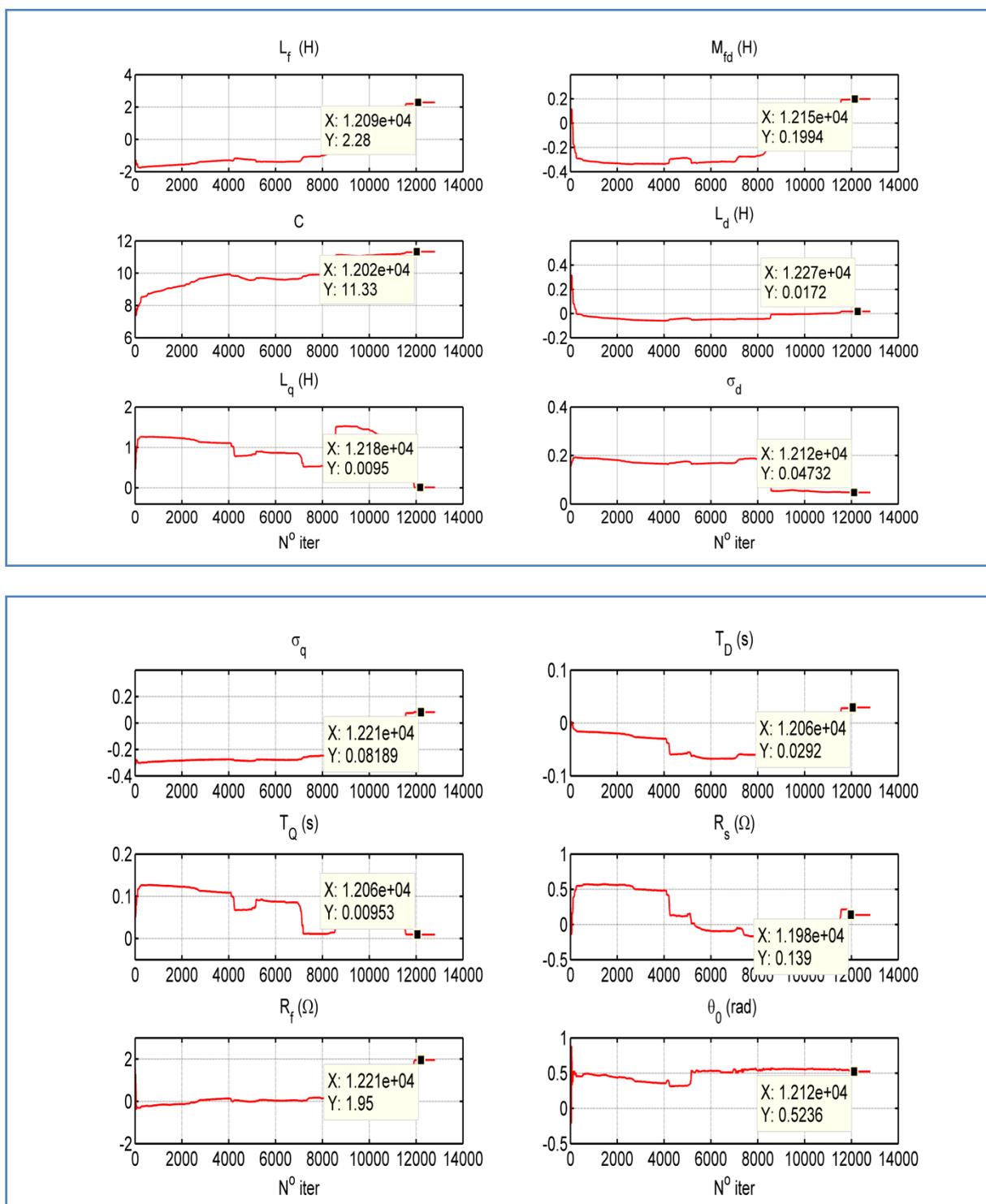
ÉVOLUTION DES PARAMETRES DES DONNÉES SIMULÉES  
POUR LE 1<sup>er</sup> ESSAI

Figure C.1 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 1<sup>er</sup> essai deuxième vecteur.

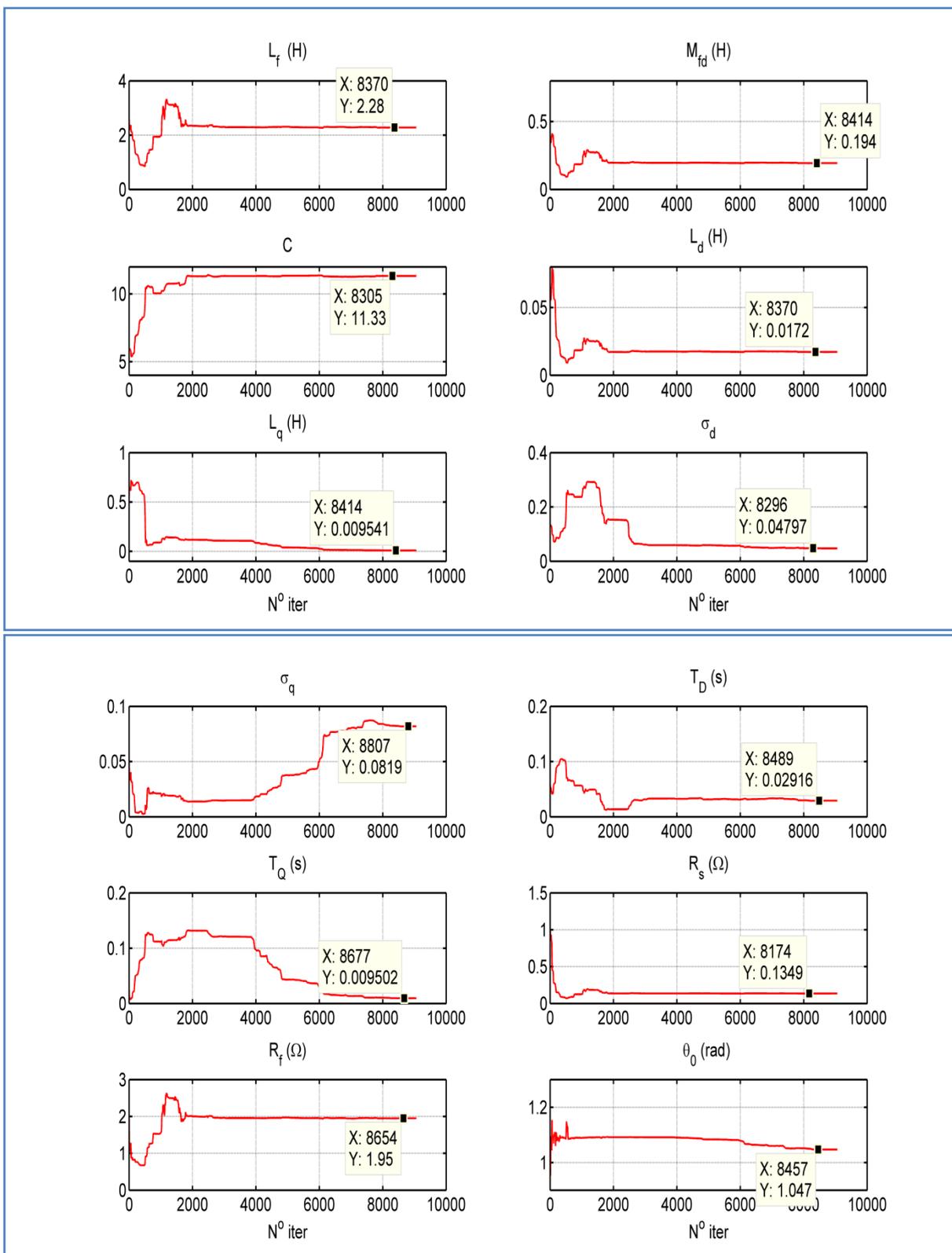


Figure C.2 : Évolution des paramètres de la machine connue pour le 1<sup>er</sup> essai troisième vecteur.

## APPENDICE D

### D.1. Fonctions de transfert du système AVR

Les valeurs de gains, les constantes de temps et la fonction de transfert de différents composants utilisés pour le système AVR sont rassemblées dans le tableau (D.1) :

Élément	Fonction de transfert	Limites des paramètres	Paramètres utilisés
Amplificateur	$\frac{K_a}{(1+s.T_a)}$	$10 \leq K_a \leq 40$ $0.02 \leq T_a \leq 0.1$	$K_a = 10; T_a = 0.1$
Excitatrice	$\frac{K_e}{(1+s.T_e)}$	$1 \leq K_e \leq 10$ $0.4 \leq T_e \leq 1$	$K_e = 1; T_e = 0.4$
Générateur	$\frac{K_g}{(1+s.T_g)}$	$0.7 \leq K_g \leq 1$ $1 \leq T_g \leq 2$	$K_g = 1; T_g = 1$
Capteur	$\frac{K_s}{(1+s.T_s)}$	$0.001 \leq T_s \leq 0.06$	$K_s = 1; T_s = 0.01$

Tableau D.1 : Paramètres les plus utilisés pour le système de régulation automatique (AVR) [95].

## REFERENCES

1. M.A. Arjona, M. Cisneros-Gonzalez, C. Hernandez, "Development of a Synchronous-Generator Experimental Bench for Standstill Time-Domain Tests," *Journal of Applied Research and Technology*, vol.9, n<sup>o</sup>.2, pp.117-128, 2011.
2. G.G.Rodriguez, A.S. e Silva, N. Zeni, "Identification of synchronous machine parameters from field flashing and load rejection tests with field voltage variations," *Electric Power Systems Research*, 143, pp. 813-824, 2017.
3. M. Larakeb, A. Bentounsi, H.Djeghloud, " On-Line Parameters Estimation of Low Scale SPSG Using Discrete Kalman Filters," *J. Electrical Systems*, vol.12, n<sup>o</sup>.4, pp. 770-785, 2016.
4. V. Zimmer, I.C. Decker, A.S. e Silva, " A Robust approach for the identification of synchronous machine parameters and dynamic states based on PMU data," *Electric Power Systems Research*, vol.165, pp. 167–178, 2018.
5. B. T. Araujo, J. V. Bernardes Jr., E. d. C. Bortoni, G. L. Torres, " Synchronous Machine Parameters Evaluation with a Hybrid Particle Swarm Optimization Algorithm," *Electric Power Components and Systems*, vol.45, n<sup>o</sup>.17, pp.1962–1971, 2017.
6. A. V-Ortega, J.C. Sierra-García, T.I. Asiaín-Olivares, D.Ruiz-Vega, " Synchronous Machine Parameter Estimation in the Short-Circuit Test using the Damped Gauss-Newton Method," 2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2017). Ixtapa, Mexico, 2017.
7. J. P. Martin, and C. E. Tindall, "Non-invasive technique for determining parameter values from the sudden short-circuit test data of brushless alternators," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, n<sup>o</sup>. 3, pp. 245–250, 2000.
8. I. Kamwa, P. Viarouge, and R. Mahfoudi, "Phenomenological models of large synchronous machines from short-circuit tests during commissioning – A classical modern approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, n<sup>o</sup>. 1, pp. 85–97, 1994.
9. IEEE, "Synchronous generator modeling practices and applications in power system analysis," *IEEE Standard 1110*, 2002.

10. IEEE, "Test procedures for synchronous machine," IEEE Standard 115, 1995.
11. I. Kamwa, M. Pilote, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, R. Wihfoudz, M. Crappe, "Experience with computer-aided graphical analysis of sudden-short-circuit oscillograms of large synchronous machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.10, n<sup>o</sup>.3, pp. 407–414, 1995.
12. C. X. J. Luming W. Xusheng, Y. Kaisheng, W. Zhifei, "A New Approach to Determine Parameters of Synchronous Machine Using Wavelet Transform and Prony Algorithm," 2004 International Conference on Power System Technology - POWERCON 2004 Singapore, pp.1093-1099, 21-24 November 2004.
13. E. Mouni, S. Tnani, G. Champenois, "Synchronous generator modelling and parameters estimation using least squares method," Simulation Modelling practice and Theory, vol.16, n<sup>o</sup>.6, Elsevier, Amsterdam, 2008.
14. Martin, J. P., Tindall, C. E., and Morrow, D. J., "Synchronous machine parameter determination using the sudden short-circuit test," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 14, n<sup>o</sup>.3, pp. 454–459, 1999.
15. W. Bahloul, M. Ouali, M. Chaabane, M.B.A Kamoun, "Identification des paramètres dynamiques de la machine synchrone par algorithme génétique," International Renewable Energy Congress November 5-7, 2009 - Sousse Tunisia.
16. G. Hutchison, B. Zahawi, K. Harmer, S. Gadoue and D. Giaouris, "Non-invasive identification of turbo-generator parameters from actual transient network data," IET Generation, Transmission & Distribution, vol.9, n<sup>o</sup>.11, pp. 1129-1136, 2015.
17. A. M. Al-Kandari, J. Y. Madouh, B. A. Alkandari and S. A. Soliman, "Modeling and Estimation of Synchronous Machine Parameters from Digitized Sudden Short-Circuit Armature Current," J. Electrical Systems, vol.11, n<sup>o</sup>.2, pp.230-248, 2015.
18. M. Olubiwe, E. N. C. Okafor, F. Izuegbunam, J. K. Obichere, "Extracting Machine Parameters at Condition of Sudden Short Circuit of a Turbo Generator at Constant Speed," International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol. 3, n<sup>o</sup>.3, pp.1921-1925, 2014.

19. B. Brković, D. Petrović and R. Vasić, "Determination of synchronous generator parameters using the field current waveform," 18th International symposium on power electronics, Ee 2015 NOVI SAD, SERBIA, 28 – 30 October, 2015
20. X. Tu, L. A. Dessaint, R. Champagne and K. Al-Haddad, "Non-linear Optimization Approach to Determine Parameters of Small Salient-pole Synchronous Machines from the Short-circuit Test," *Electric Power Components and Systems*, 38:1076–1096, 2010
21. A. Hassannia, A. Darabi, and M. Alshamali, "Estimation of Dynamic Parameters of a Synchronous Generator using Genetic Algorithm," *IEEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol.4, n<sup>o</sup>.5, pp.668-673, 2009.
22. D. M. M. Santana, N. R. Ferreria, F. F. Costa, A. C. de C. LIMA, "A Novel Prony Approach for Synchronous Generator Parameter Estimation," *Prezeglad elektrotehniczny*, vol.91, n<sup>o</sup>.1, pp.50-54, 2015.
23. J. Huang, K. A. Corzine, and M. Belkhat, " Online Synchronous Machine Parameter Extraction From Small-Signal Injection Techniques," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 24, n<sup>o</sup>. 1, pp. 43-51, 2009.
24. M.A. Arjona , C. Hernandez, M. Cisneros-Gonzalez, R. Escarela-Perez, "Estimation of synchronous generator parameters using the standstill step-voltage test and a hybrid Genetic Algorithm," *Electrical Power and Energy Systems*, vol.35, pp. 105–111, 2012.
25. M. A. Arjona, M. Cisneros-González, and C. Hernández, "Parameter Estimation of a Synchronous Generator Using a Sine Cardinal Perturbation and Mixed Stochastic–Deterministic Algorithms," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, n<sup>o</sup>. 2, pp. 486-493, 2011.
26. A. Khlaief, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)," Thèse de doctorat, D'aix Marseille université, 2012.
27. N. N. Samuel, "A Fuzzy Model Reference Learning Controller for Synchronous Generator Terminal Voltage Control, " *European Journal of Scientific Research*, vol.24, n<sup>o</sup>.3, pp.378-386, 2008.
28. G. A. Salman., A. S. Jafar and A.I.Ismaael, "Application of artificial intelligence techniques for LFC and AVR systems using PID controller," *International*

- Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol.10, n<sup>o</sup>.3, pp. 1694-1704, 2019.
29. Zwe-Lee Gaing, "A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, pp. 384-391, 2004.
  30. B. M. Atiyah, S. H. Yadgar and M. G. K. Alabdullah., "Comparison of MATLAB Simulink application with PLC application of real-time classical PID controllers in laboratory," Periodicals of Engineering and Natural Sciences vol.7, n<sup>o</sup>.4, pp.2045-2056, 2019.
  31. S.Vivekanandan, G.Saravanan, P.Kamalakaran, S.Krishnaprabhu, "Chaotic Differential evolution Algorithm based PID Controller for Automatic Voltage Regulator system," International Journal of Scientific and Research Publications, vol.5, n<sup>o</sup>.6, pp.1-6, 2015.
  32. T. Aljaifi, A. Abdellatif, A. Bawazir, O. Pauline, L. C. Yee and H. Abdullah, "Applying Genetic Algorithm to Optimize the PID controller Parameters for an Effective Automatic Voltage Regulator," Communications in Computational and Applied Mathematics, vol.1, n<sup>o</sup>. 2, pp.10-15, 2019.
  33. J. B. Odili, M. N. M. Kahar<sup>1</sup>, A. Noraziah, "Parameters-tuning of PID controller for automatic voltage regulators using the African buffalo optimization," Plos One journal, vol.12, n<sup>o</sup>.4, pp.1-17, 2017.
  34. S. Ekinçi, B. Heimoğlu, " Improved Kidney-Inspired Algorithm Approach for Tuning of PID Controller in AVR System," IEEE Access journal, vol.7, pp. 39935- 39947, 2019.
  35. F. Habbi, N. Gabour, E. Boudissa, M. Bounekhla, " Output voltage regulation of synchronous generator using PSO algorithm-based PI controller," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol. 12, n<sup>o</sup>.2, pp.1216-1227, 2021.
  36. J. Lesenne, F. Notelet and G. Segurier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation, Paris, 1981, 247p.
  37. J. Chatelain, "Traité d'électricité, Machines Electriques," Volume X, Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne,
  38. P. C. Krause, O. Wasynczuz, S.D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery," IEEE Press, New York, 1995.

39. P. Kundur, "Power System Stability and Control," McGraw Hill, New York, 1994.
40. Jean Pau Louis, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande," Lavoisier, 2004.
41. F. Baetscher, "Analyse et modélisation du délestage de la machine synchrone: Application à l'estimation des paramètres électromécaniques," Thèse de Doctorat, Université Laval Québec, 2004.
42. R. Champagne, "Conception et validation d'un modèle de machine synchrone avec saturation magnétique," Thèse de Doctorat, École de Technologie Supérieure, Université Laval Québec, 1997.
43. M. Teodor Wisniewski, "Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité," Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, 2018.
44. Bounekhla, M., Zaim, M.E., Rezzoug, A. and Ait ahmed, M., "Application of Rosenbrock algorithm to motor parameters identification using transient stator current measurements," Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication, n°475, pp.158-162, IEE 2000
45. E. Boudissa, M. Bounekhla, "Genetic Algorithm with Dynamic Selection Based on Quadratic Ranking Applied to Induction Machine Parameters Estimation," Electric Power Components and Systems, 40, 10, pp.1089–1104, 2012.
46. G. Hutchison, B. Zahawi, D. Giaouris, K. Harmer, and B. Stedall, "Parameter estimation of synchronous machines using particle swarm optimization," Probabilistic Methods Applied to Power Systems (PMAPS), Singapore. pp. 348–351, 2010.
47. S. Hamidifar, N.C. Kar, "A state space synchronous machine model with multifunctional characterization of saturation using Levenberg–Marquardt optimization algorithm," Electric Power Systems Research, vol.102, pp.33–41, 2013.
48. IEC, Rotating electrical machines—part 4: "Methods for determining synchronous machine quantities from tests," IEC 34-4, 1985.
49. P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique," Thèse de doctorat, Institut National des sciences appliquées de Lyon, 2001.

50. Y. Xiao, L. Zhou, J. Wang, R. Yang, "Finite Element Computation of Transient Parameters of a Salient-Pole Synchronous Machine," *Energies Journal*, vol.10, n°.1015, pp.1-18, 2017.
51. M. Lakreb, "Identification Paramétrique d'un Générateur Synchrone et Filtrage en Mode Perturbé," Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine, 2018.
52. E. B. Mouni, "Contribution à l'amélioration des performances des génératrices synchrones : nouvelle structure d'excitation basée sur une machine à aimants et combinée à des lois de commande avancées," Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Novembre 2008.
53. A. Eric. Walter and Luc. Pronzato, "Identification de modèles paramétriques à partir de données expérimentales," Masson, Paris, 1994.
54. M. Minoux, "Programmation Mathématiques," Théorie et algorithmes. Edition, Dunod, Paris, 1983.
55. R. Fletcher and C. M. Reeves, "Function minimization by conjugate gradients," *The computer journal*, vol. 7, n°.2, pp.149-154, 1964.
56. I. Mukherjee and S. Routroy, "Comparing the performance of neural networks developed by using Levenberg-Marquardt and Quasi-Newton with gradient descent algorithm for modelling a multiple response grinding process," *Expert Systems with Applications*, vol. 39, n°. 3, pp. 2397-2407, 2012.
57. Hooke, R., and Jeeves, T. A., "Direct search solution of numerical and statistical problems," *J. Assoc. Comput. Mash*, vol. 8 pp. 212-229, 1961.
58. Bounekhla, M., Zaim, M.E., and Rezzoug, A. "Comparative study of three minimization methods applied to the induction machine parameters identification using transient stator current," *Electric Power Components and Syst.*, vol.33, n°8, pp. 913-930, 2005.
59. Nelder, J.A., Mead, R.A, "A simplex for function minimization," *Computer J.*, vol.7, pp.308-313, 1965.
60. Spendley, W., G. R. Hext and F. Himsworth, "Sequential application of simplex design in optimisation and evolutionary operation," *Technometrics*, vol.4, n°.4, pp. 441-461, 1962.
61. H. Lixing, and M. Neumann, "Effect of Dimensionality on the Nelder–Mead Simplex Method." *Optimization Methods and Software*, vol.21, n°.1, pp.1–16, 2006.

62. S.-K. S. Fan and E. Zahara, "A hybrid simplex search and particle swarm optimization for unconstrained optimization," *European Journal of Operational Research*, vol.181, n<sup>o</sup>.2, pp.527–548, 2007.
63. Nam Pham., Bogdan M. Wilamowski, "Improved Nelder Mead's Simplex Method and Applications. *Journal of computing*," vol.3, n<sup>o</sup>.3, pp.55-63, 2011.
64. Fuchang G., Lixing Han., "Implementing the Nelder-Mead simplex algorithm with adaptive parameters," *Comput. Optim. Appl.* vol.51, pp.259–277, 2012.
65. O. Mesbahi, M. Tlemçani, F. M. Janeiro, A. Hajjaji, K. Kandoussi, "A Modified Nelder-Mead Algorithm for Photovoltaic Parameters Identification, " *International journal of smart grid*, vol.4, n<sup>o</sup>.1, pp.1:10, 2020.
66. C. Zhicong, W. Lijun, L. Peijie, W. Yue, C. Shuying, "Parameters identification of photovoltaic models using hybrid adaptive Nelder-Mead simplex algorithm based on eagle strategy," *Applied Energy*, vol.182, pp.47–57, 2016.
67. Fajfar, Iztok, Á. Búrmen, and Janez Puhan, "The Nelder–Mead Simplex Algorithm with Perturbed Centroid for High-Dimensional Function Optimization," *Optimization Letters*, vol.13, n<sup>o</sup>.5, pp.1011–1025, 2019.
68. Kennedy, J. and Eberhart, R., 1995, November. "Particle swarm optimization," In *Proceedings of ICNN'95-international conference on neural networks*, vol.4, pp.1942-1948, IEEE.
69. Holland, J.H., "Adaptation in Natural and Artificial Systems, Ann Arbor, MI: University of Michigan Press, 1975.
70. N. Gabour., F. Habbi., M. Bounekhla., E. Boudissa, "Enhanced Harmonic Elimination Using Genetic Algorithm Optimization in Multilevel Inverters," 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD'21), Monastir, Tunisia, pp. 323-329 (2021)
71. R. Chelouah, P. Siarry, "A hybrid method combining continuous tabu search and Nelder–Mead simplex algorithms for the global optimization of multim minima functions, " *European Journal of Operational Research*, vol.161, pp. 636–654, 2005.
72. A. S. El-Wakeel, "Design optimization of PM couplings using hybrid Particle Swarm Optimization-Simplex Method (PSO-SM) Algorithm." *Electric Power Systems Research*, vol.116, pp.29-35, 2014
73. N. F. Abdul Hamid, , N. Abd Rahim, and J. Selvaraj, "Solar cell parameters identification using hybrid Nelder-Mead and modified particle swarm

- optimization, " Journal of Renewable and Sustainable Energy, vol.8, 015502 (2016).
74. Türker T., "SCSO: A novel sine-cosine based swarm optimization algorithm for numerical function optimization," Periodicals of Engineering and Natural Sciences, vol.5, n<sup>o</sup>.2, pp. 1-9 (2018).
75. A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois and E. Mouni, " Analysis of synchronous machine modeling for simulation and industrial applications," Simulation Modelling Practice and Theory, vol.10, pp.1382–1396, 2010.
76. M. Mehmedović, Z. Rabuzin and T. Bičanić "Estimation of Parameters for Synchronous Generator from Sudden Short-circuit Test Data Considering Rotor Speed Variation," Automatica, vol.14, n<sup>o</sup>.3, pp.454-459, 2007.
77. Victor A.D. Faria, J.V. Bernardes Jr, Edson C. Bortoni, "Parameter estimation of synchronous machines considering field voltage variation during the sudden short-circuit test," Electrical Power and Energy Systems 114 (2020) 105421.
78. H. B. Karayaka, A. Keyhani, G. T. Heydt, B. L. Agrawal, D. A. Selin, "Synchronous generator model identification and parameter estimation from operating data," IEEE transactions on energy conversion, vol.18, n<sup>o</sup>.1, 2003.
79. K. R. Padiyar, "Power system dynamics stability and control, " Second Edition, Indian Institute of Science, Bangalore, BS Publications, 2008.
80. H. Alkhatib, "Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grandes réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode métaheuristique," Thèse de doctorat, Université Paul Cezanne d'Aix Marseille, 2008
81. U. Güvenç, T. Yiğit, A. H. Işık and I. Akkaya, "Performance analysis of biogeography-based optimization for automatic voltage regulator system," Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, (2016) 24, pp.1150 -1162.
82. A. Tripathi, R. L. Verma and Md. Sanawer Alam, "Design of Ziegler Nichols Tuning Controller for AVR System," International Journal of Research in Electronics & Communication Technology, vol.1, n<sup>o</sup>.2, pp.154-158, 2013.
83. P. Govindan., "Evolutionary algorithms-based tuning of PID controller for an AVR system," International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), vol.10, no.3, pp.3047-3056, 2020.

84. S. Anbarasi, S. Muralidharan, "Intelligent tuning of proportional integral derivative controller using hybrid bacterial foraging particle swarm optimization for automatic voltage regulator system," *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.* vol.62, n°.3, pp. 325–331, 2017.
85. B. W. Hogg, Q. H. Wu and E. Swidenbank, "Optimal PID automatic voltage regulator for synchronous machines," *International Journal of Control.*, vol.50, n°.6, pp.2615-2634, 1989.
86. F. Habbi., N. Gabour., M. Bounekhla., E. Boudissa, "Output voltage control of synchronous generator using Nelder –Mead algorithm based PI controller", 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD'21), Monastir, Tunisia, pp. 365-374, 2021.
87. N. A. Alawad and N. G. Rahman, "Tuning FPID Controller for an AVR System Using Invasive Weed Optimization Algorithm," *Jordan Journal of Electrical Engineering*, vol.6, n°.2, pp.128-139, 2020.
88. M. Micev, M. Calasan, D. Oliva, " Fractional Order PID Controller Design for an AVR System Using Chaotic Yellow Saddle Goatfish Algorithm," *Mathematics journal*, 8, 1182, pp.1-21, 2020.
89. E. Boudissa, M. Bounekhla, "A Real-Coded Genetic Algorithm Applied to Induction Machine Parametric Identification Through an Output Error," *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol.6, n°.3, pp.109–119, 2010.
90. Bounekhla, M., Ould-Aissa, A., Taieb, A., El-Marraoui, K., and Boudissa, E., "Using two PSO structure approaches to estimate induction machine parameters," 13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics & Applications (EPE), 2009.
91. H. BEKKOUCHE, A. CHAREF, "Robust Automatic Voltage Regulator Design Using Bode's Ideal Transfer Function," *Sciences & Technologie* vol.42, pp.9-21, 2015.
92. S. Anbarasi, S. Muralidharan, " Enhancing the Transient Performances and Stability of AVR System with BFOA Tuned PID Controller," *Control Engineering and Applied Informatics*, vol.18, n°.1 pp. 20-29, 2016.
93. H. BEKKOUCHE, A. CHAREF, "Robust Automatic Voltage Regulator Design Using Bode's Ideal Transfer Function," *Sciences & Technologie*, vol.42, pp.9-21, 2015.

94. Moteurs Leroy Somer. ([www.leroy-somer.com](http://www.leroy-somer.com)). des performances optimisées par la concordance excitation / régulation.
95. H. Gozden and M.C. Taplamacioglu, " Comparative performance analysis of artificial bee colony algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system," Journal of the Franklin Institute, vol.348, pp.1927–1946, 2011.