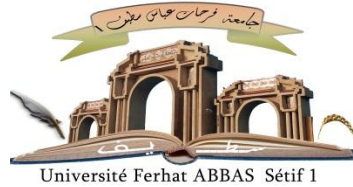


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THÈSE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT 3^{ème} cycle (LMD)

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Electrotechnique

Option: Electrotechnique

Par

BENDAOU Elrachid

THÈME

Contribution à l'identification des alternateurs des centrales électriques

Soutenue le 16/ 03/ 2023 devant le Jury:

RAHMANI Lazhar	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
RADJELI Hammoud	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur de thèse
BOUKHETALA Djamel	Professeur	E.N.P.	Examineur
BOUDJEMA Fares	Professeur	E.S.D.A.T. Reghaia	Examineur
AGGOUN Lakhdar	M.C.A.	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Examineur

Je rends mes profondes gratitudee à **ALLAH** qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail.

J'exprime mes profondes gratitudee à mes parents pour leurs encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Je dédie ce modeste travail à ma femme et mes enfants: *LOLO* et *DJENNA*.

Je remercie mon encadreur Pr.H. Radjeai pour les efforts qu'il a déployés, pour m'aider, conseiller, encourager et diriger.

Je remercie aussi tout le corps enseignant et administratif qui a contribué à ma formation universitaire.

Sans oublier toute ma famille et mes amis.

Remerciements

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je nécessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

Je remercie, en deuxième position, ma chère mère et mon cher père et mes soeurs et frères, sans lesquels je n'aurai jamais pu arriver à terme dans la rédaction, et qui m'ont toujours entouré d'affection et de soutien dans les moments pénibles comme dans les moments de joie.

Je remercie également, mon directeur de thèse professeur HAMMOUD RADJEAÏ pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long de la réalisation du présent travail au sein de Laboratoire d'automatique de Sétif.

En outre, je remercie le professeur RAHMANI LAZHAR président du jury, qui a accepté de présider l'honorable jury, malgré ses nombreuses occupations.

Également, je remercie les autres membres du jury professeur AGGOUN LAKHDAR, professeur BOUDJEMA FARES et professeur BOUKHETALA DJAMEL pour la pertinence de leurs remarques avisées, qui vont permettre l'amélioration de la qualité du manuscrit et l'essor vers de nouvelles perspectives.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à mon ami Dr. BOUTALBI OUSSAMA pour m'avoir encouragé et apporté le soutien nécessaire durant le déroulement de la thèse.

Je remercie aussi, tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation du primaire au poste graduation.

Enfin, je ne peux pas oublier de remercier tous mes amis sans exception.

E. BENDAOU
Sétif, le 16/03/2023

Table des matières

Remerciements	ii
Table des matières	v
Listes des Acronymes	vi
Listes des Symboles	vii
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	x
Introduction Générale	1
I Généralités sur la modélisation et l'identification des systèmes	5
I.1 Introduction	5
I.2 Modélisation des systèmes	5
I.2.1 Modèles de connaissance	6
I.2.2 Modèle de représentation	6
I.3 Identification des systèmes	7
I.3.1 Identification non paramétrique	9
I.3.2 Identification paramétrique	10
I.4 Aperçu sur l'identification de la machine synchrone	14
I.4.1 Techniques d'identification <i>off line</i>	14
I.4.2 Techniques d'identification <i>on line</i>	19
I.5 Conclusion	22

II	Description et modélisation des machines synchrones	23
II.1	Introduction	23
II.2	Modélisation de la machine synchrone	24
II.2.1	Description technologique de la machine synchrone	24
II.2.2	Description mathématique de la machine synchrone	25
II.2.3	Transformation de Park	28
II.2.4	Système Per-Unit (Unité relative)	30
II.2.5	Équations électriques de la machine synchrone	32
II.2.6	Equation du mouvement	36
II.2.7	Représentation d'état de la machine synchrone	38
II.3	Les systèmes d'excitation	40
II.3.1	Éléments d'un système d'excitation	40
II.3.2	Types de systèmes d'excitation	44
II.4	Conclusion	48
III	Identification des paramètres d'un alternateur connecté à un réseau infini	49
III.1	Introduction	49
III.2	Technique d'identification	49
III.2.1	Principe de la méthodes à erreur de sortie (l'approche hors-ligne)	50
III.2.2	L'optimisation par la Recherche Fractale Stochastique	52
III.3	Mise en oeuvre de la methode OE-SFS	56
III.4	Identification des paramètres d'un SMBI	59
III.4.1	Cas nominal (sans bruit de mesure)	59
III.4.2	Présence de bruit de mesure	66
III.5	Conclusion	70
IV	Identification des paramètres du groupe alternateur-excitation	71
IV.1	Introduction	71
IV.2	Alternateur et système d'excitation	72
IV.2.1	System d'excitation de type AC4A	73
IV.3	Identification du groupe alterntaeur-système d'excitation	74
IV.3.1	Cas nominal (sans bruit de mesure)	75
IV.3.2	L'influence de la taille d'espace de recherche	78
IV.3.3	L'influence du bruit de mesure	81
IV.4	Conclusion	84

Conclusion Générale	86
A Calcul des conditions initiales	88

Listes des Acronymes

LAS	Laboratoire d'Automatique Sétif
SFS	Stochastic Fractal Search (La recherche stochastique fractale)
PSO	Particle swarm optimisation (Optimisation par essaim de particules)
f.é.m	forces électromotrices
ESS	Excitation System Stabilizer (Stabilisateur du système d'excitation)
TGR	Transient Gain Reduction (Reducteur de gain transitoire)
PSS	Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance)
AVR	Automatic Voltage Regulator (régulateur de tension d'une machine synchrone)
SSFR	StandStill Frequency response (Réponse fréquentielle à l'arrêt)
OLFR	On-line Frequency response
OCFR	Open-Circuit Frequency response
OE	Output Error
EE	Equation Error
OE-SFS	Output Error based on Stochastic Fractal Search
OE-PSO	Output Error based on Particle swarm optimisation
PNL	programmation non linéaire
SBPA	Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire
AWGN	Additive white Gaussian noise (bruit additif blanc gaussien)
RSB	Rapport signal sur bruit
SMIB	Single Machine connected to Infinite Bus (machine connectée à un nœud infini)

Listes des Symboles

θ	L'angle entre l'axe d et l'axe magnetique de la phase a
ω_0	Vitesse de synchronisme
ω_m	Vitesse angulaire du rotor (Mech. rad/s)
ω_r	Vitesse angulaire du rotor (éle. rad/s)
δ	Angle de puissance (L'angle rotorique) de la machine synchrone
φ_d, φ_q	Flux dus aux enroulements statorique d'axe direct et quadrature
$\varphi_{1d}, \varphi_{1q}$	Flux dus aux enroulements amortisseurs d'axe direct et quadrature
φ_f	Flux due à l'enroulement inducteur
x_d, x_q	Réactances synchrones d'axe direct et quadrature
x_L, x_T	Réactances équivalents des lignes de transport et du transformateur
x'_d, x'_q	Réactances transitoires d'axe direct et quadrature
T'_{do}, x'_{qo}	Constantes de temps transitoire à circuit ouvert d'axe direct et quadrature
x_{md}, x_{mq}	Réactance de magnétisation statorique d'axe direct et quadrature
J	Moment d'inertie des masses tournantes (turbine et machine)
D	Coefficient d'amortissement
H	Constant d'inertie
P_e, Q_e	Puissance électrique active et reactive
P_m	puissance mécanique entrant
V_a, V_b, V_c	Tensions statoriques
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statoriques
V_d, I_d	Composantes directes de la tension et du courant
V_q, I_q	Composantes en quadrature de la tension et du courant
V_f, I_f	Tension et courant de l'enroulement d'excitation
V_t	Tension mesurée a la sortie de la machine synchrone
V_s	Tension du bus infini
V_{ref}	Tension de référence d'excitation
e'_d	Force électromotrice transitoire axe direct
e'_q	Force électromotrice transitoire axe quadratique
k_a, T_a	Gain et constante de temps du AVR
T_b, T_c	Constantes de temps de retard et d'avence du TGR

Liste des figures

I.1	La méthodologie général d'identification des systèmes	9
I.2	Schéma de principe de la méthode à erreur d'équation	11
I.3	Schéma de principe de la méthode à erreur de sortie	12
I.4	Classification des techniques d'identification de la machine synchrone .	14
I.5	Schéma bloc de l'essai <i>SSFR</i> selon la norm <i>IEEE</i>	15
II.1	Schéma en coupe d'une machine synchrone triphasée	24
II.2	Représentation schématique de la machine synchrone	25
II.3	Représentation de la machine synchrone dans le repère de Park	29
II.4	Representation magnétique de la machine synchrone	33
II.5	Diagramme vectoriel de la machine synchrone	35
II.6	Représentation schématique d'une machine synchrone connectée à un noeud (bus) infini	39
II.7	Schéma fonctionnel d'un système d'excitation	41
II.8	Schéma fonctionnel d'un transducteur de tension et compensateur de charge.	41
II.9	Shéma block d'une détection simple.	41
II.10	Shéma block d'un régulateur.	42
II.11	Shéma block d'un limiteur.	42
II.12	Schéma block d'un PSS conventionnel.	43
II.13	Schéma block d'un PSS à deux entrées.	43
II.14	Stabilisateur de système d'excitation (ESS).	44
II.15	Cmpensation série (TGR).	44
II.16	Système d'excitation de type DC.	45
II.17	Excitation de type AC avec redresseur non commandé.	46
II.18	Excitation type AC avec redresseur commandé.	46
II.19	Système d'excitation de type Brushless.	47

II.20	Système d'excitation statique par redresseur commandé à source de tension	47
III.1	schéma de principe de la méthode à erreur de sortie	50
III.2	Une structure fractale générée par la méthode DLA	53
III.3	Principe du processus de diffusion	54
III.4	Shéma block de la méthode OE-SFS	58
III.5	La tension d'excitation	60
III.6	Données collectées à partir du modèle du quatrième ordre	60
III.7	Sorties simulées	63
III.8	Erreur d'estimation	64
III.9	Evolution de la fonction objectif.	64
III.10	Evolution des paramètres identifiés	65
III.11	Evolution du minimum de la fonction objectif pendant 50 tests.	66
III.12	Variation de précision par rapport aux tailles de gammes	67
III.13	Données collectées du modèle	68
III.14	Sorties simulées dans le cas bruité	69
IV.1	Structure du système d'études	72
IV.2	Schéma block du système d'excitation IEEE AC4A	73
IV.3	Approche d'identification à erreur de sortie en boucle fermée	74
IV.4	Données collectées pour l'identification	76
IV.5	Comparaison des sorties simulées et estimées	76
IV.6	Erreur d'estimation	77
IV.7	Evolution de la fonction objectif	78
IV.8	Evolution des paramètres identifiés	79
IV.9	Evolution de la précision.	80
IV.10	Evolution de la fonction objective dans les trois essais	80
IV.11	Les sorties simulées pour différentes valeurs du RSB	81
IV.12	Les sorties simulées utilisant les paramètres identifiés	82
IV.13	Comparaison de l'erreur d'estimation pour différentes valeurs du RSB	83
IV.14	Evolutions de la fonction objectif	83
IV.15	Comparaison des sorties pour le nouveau point de fonctionnement	84
A.1	Diagramme de phase en régime permanent	89

Liste des tableaux

II.1	Modèles de la machine synchrone	26
II.2	Expression des grandeurs de base de la machine synchrone	31
III.1	Les paramètres de control pour les deux algorithmes (PSO et SFS)	61
III.2	Résultats d'identification dans le cas nonbruité.	62
III.3	Comparaison de MFV et de SDFV de la fonction objectif dans le cas nominal.	63
III.4	Résultats d'identification dans le cas bruité	69
III.5	Comparaison de MFV et de SDFV de la fonction objectif dans le cas bruité	69
IV.1	Résultat d'identification dans le cas non bruité	77
IV.2	Comparaison des minimums de la fonction objective dans les trois essais	81
IV.3	Résultats d'identification dans le cas bruité	82
IV.4	Comparaison des minimums dans le cas non bruité et dans le cas bruité	84

Introduction Générale

L'identification des systèmes est un domaine de recherche actif au cours des dernières décennies. Le problème a attiré une attention croissante en raison de grandes applications d'ingénierie : génie électrique et électronique, robotique, bioprocédés, biotechnologiques, ... etc., qui nécessitent une estimation précise et robuste des paramètres du système [1, 2, 3].

Dans le domaine de l'électrotechnique, l'identification des génératrices synchrones (communément appelées alternateurs) a suscité un grand intérêt en raison des défis pratiques et théoriques du problème [4]. D'un point de vue pratique, les alternateurs jouent un rôle fondamental dans la production d'électricité et de la stabilité des systèmes électriques où un modèle valide est très important pour une analyse valide de la stabilité, de la conception des contrôleurs, de la surveillance et du diagnostic. D'un point de vue théorique, ces machines sont représentées par des modèles dynamiques fortement non linéaires, couplés et complexes avec des paramètres inconnus, variant dans le temps.

Dans la littérature, les méthodes d'identification des alternateurs peuvent être classées en deux catégories :

1. Méthodes d'identification *off line*;
2. Méthodes d'identification *on line*.

Dans les méthodes *off line* [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11], l'alternateur est hors service. En plus des méthodes traditionnelles spécifiées dans les normes IEEE [12], d'autres méthodes hors ligne, incluent la réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR) [13, 14], la réponse en fréquence en circuit ouvert (OCFR) [15], les méthodes basées sur les moindres carrés [9] et les méthodes basées sur l'excitation continue [7, 16]. Ces méthodes généralement demandent beaucoup de temps à mettre en œuvre, compliquées et ne prennent pas en compte le changement des paramètres dans le temps. Cependant, le principal inconvénient de ces méthodes est que l'alternateur doit être déconnecté du réseau pendant une période de temps relativement longue. Ce type d'interruption entraînera des pertes économiques.

Pour surmonter les lacunes des méthodes *off line*, des méthodes d'identification *on line*

ont été proposées [17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26]. Ces méthodes sont basées sur l'application d'une petite perturbation à l'alternateur en service de sorte qu'aucune interférence ne se produise dans son fonctionnement normal. Ces méthodes peuvent être divisées en deux classes:

La première classe est à base de la modélisation en boîte noire de l'alternateur [19, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33]. Dans ce type de modélisation, la structure du modèle n'est pas supposée connue à priori. La seule préoccupation est d'adapter l'ensemble de données d'entrée à l'ensemble de données de sortie reproduisant un comportement observé. Différents outils ont été utilisés pour la modélisation en boîte noire tels que la transformée en ondelettes et les réseaux de neurones,...etc. Les modèles issus de cette classe sont notamment utilisés pour l'analyse du système et la conception du contrôleur [19].

La deuxième classe suppose une structure connue pour le modèle de la machine synchrone (comme les méthodes traditionnelles) dont les paramètres physiques doivent être estimés à partir des mesures au cours du fonctionnement de la machine, il s'agit d'une modélisation boîte grise [20, 21, 24, 25, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41]. Ainsi, la structure du modèle qui a été supposée dans de nombreux travaux est le modèle du troisième ordre de la machine synchrone (modèle (1.0)). Ce modèle est très approprié pour l'étude de la stabilité aux petites perturbations (stabilité dynamique), mais il n'est pas adapté pour l'étude de la stabilité aux grandes perturbations (stabilité transitoire) [42]. De plus, dans les études mentionnées ci dessus, le système d'excitation n'a pas été pris en compte et la tension d'excitation a été considérée comme une entrée. Elle s'agit donc d'une identification en boucle ouverte [25, 43]. Cela signifie que la tension d'excitation doit être accessible et mesurable, ceci est impossible dans le cas d'une excitation brushless (sans balaies) [26]

Le présent travail, concerne principalement l'identification paramétrique des alternateurs des centrales électriques. Dans cette perspective, nous fixons comme objectif d'identifier les paramètres du modèle du quatrième ordre (Modèle (1.1)) d'un alternateur connecté à un réseau infini. Ce modèle est obtenu, une fois que certains dynamiques rapides du modèle complet sont négligées (le régime sub-transitoire) où l'alternateur est représenté seulement par un système de quatre équations différentielles. Notons que, le model du quatrième ordre offre un bon équilibre entre la complexité et la description correcte et précise de la dynamique de l'alternateur. Ainsi, ce modèle est largement utilisé pour l'étude de la stabilité des systèmes électriques [42].

Tout d'abord, nous supposons qu'aucune boucle de régulation n'est connectée et nous n'avons pas pris en compte le système d'excitation, donc le vecteur de paramètres inconnus contient seulement les paramètres de l'alternateur, ainsi la tension d'excitation est considérée comme entrée, la puissance active et l'angle de puissance sont pris comme des sorties.

Ensuite, nous supposons que la boucle de régulation de la tension terminale (tension aux bornes de l'alternateur) est connectée. En outre, les paramètres du système d'excitation sont supposés inconnus. Alors, le vecteur des paramètres inconnus est composé de paramètres de l'alternateur et ceux du système d'excitation. Dans ce cas, la tension de consigne est considérée comme entrée, la tension terminale et la puissance active sont considérées comme des sorties.

Dans notre travail, puisque l'alternateur est décrit par un modèle d'état, la méthode d'identification dite à erreur de sortie (méthode du modèle de référence) est très recommandée [44]. L'idée principale de cette méthode est de transformer le problème d'identification à un problème d'optimisation d'une fonction de coût (dépend implicitement des paramètres du modèle) que l'on cherche à minimiser par rapport à l'ensemble des paramètres inconnus. La résolution d'un tel problème utilisant des méthodes d'optimisation classiques présente des difficultés analytiques et informatiques dues d'une part, à la non linéarité, le couplage et la complexité des modèles non linéaires de l'alternateur [45] et d'autre part, à la grande taille du vecteur de paramètres inconnus [14].

La motivation majeure de ce travail est d'utiliser les techniques d'optimisation modernes (techniques méta-heuristiques) dans l'identification du modèle du quatrième ordre (modèle (1.1)) de l'alternateur car ces techniques n'ont pas d'exigences particulières sur la structure du modèle et ne dépendent que de la fonction coût. L'objectif principal de la participation de ces techniques dans l'approche d'identification proposée est d'atteindre les valeurs plus exactes que possibles des paramètres du modèle dans un nombre minimal d'itérations .

La thèse s'étale sur quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, d'abord un panorama de différentes méthodes de la modélisation et de l'identification des systèmes est présenté. Ainsi, nous introduisons plusieurs notions utiles sur les techniques d'identification. Ensuite, un état d'art des techniques d'identification des machines synchrones est effectué, en allant des techniques 'hors ligne', où la machine est hors service pendant la procédure d'identification aux techniques 'en ligne', où la machine est en service.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone et le choix de la structure du modèle faisant l'objet des tests réalisés dans cette étude. Ensuite, nous présentons une étude théorique sur les systèmes d'excitation ainsi que ses différents types.

Le troisième chapitre représente le développement d'une approche d'identification pour un alternateur. La méthode d'identification (méthode à erreur de sortie) est tout d'abord présentée. Ensuite, l'algorithme d'optimisation utilisé dans ce cadre est introduit. Enfin, l'approche est développée pour l'identification d'un alternateur connecté à un réseau infini fonctionnée en boucle ouverte et représenté par le modèle (1.1).

La méthode à erreur de sortie est mise en œuvre dans le quatrième chapitre pour l'identification d'un alternateur fonctionné en boucle fermé. Dans ce cas, la consigne de tension est supposée comme entrée. Ainsi, les paramètres du système alternateur-excitation sont identifiés simultanément. Nous avons proposé deux tests pour analyser l'approche d'identification, le premier montre l'effet de la taille de l'espace de recherche et le second montre l'effet du bruit de mesure.

Finalement, nous exposons une synthèse des contributions dans une conclusion général ainsi nous présentons d'éventuelles travaux de recherche futurs en relation avec la problématique traitée dans ce travail.

Chapitre I

Généralités sur la modélisation et l'identification des systèmes

I.1 Introduction

L'analyse des caractéristiques des processus et des relations inter-variables a une importance primordiale dans la prédiction, le contrôle, la surveillance, la conception et l'innovation des processus. Une étape clé de ces analyses, est l'élaboration d'une description (mathématique) du processus étudié, appelée modèle. Deux approches opposées sont généralement suivies pour le développement des modèles : la première est une approche théorique basée sur les lois fondamentales de la matière et de l'énergie, il s'agit de la modélisation. La deuxième, est une approche empirique basée sur l'analyse d'observations (données expérimentales ou d'exploitation), il s'agit de l'identification.

De nos jours l'identification des systèmes a connu un développement considérable, que se soit au niveau pratique grâce à l'application des méthodes existantes ou au niveau théorique grâce au développement de nouvelles techniques.

Ce chapitre présente en première partie une vue générale sur les notions de la modélisation et les différents concepts de base d'identification des systèmes dynamiques. Ensuite en deuxième partie, nous présentons un aperçu sur les travaux réalisés dans le domaine d'identification des paramètres de la machine synchrone.

I.2 Modélisation des systèmes

La modélisation est considérée comme la tâche initiale de l'automatique moderne, elle permet la mise en équation d'un processus qui sera utilisé pour prédire et expliquer son

comportement futur, diagnostiquer ses évolutions de fonctionnement ou de concevoir des stratégies de commande. Dans la pratique, deux approches sont possibles pour l'obtention du modèle d'un système. La première approche est analytique et la deuxième est expérimentale [46]. Ainsi, le modèle issu de la première approche est appelé modèle de connaissance et de la deuxième est appelé modèle de représentation.

I.2.1 Modèles de connaissance

Les modèles de connaissances sont élaborés à l'aide des lois physico-chimiques lorsque le système est moins complexe. Ils regroupent les lois et les relations physico-chimiques qui décrivent le comportement du processus sous forme de systèmes d'équations différentielles, algébriques ou graphiques dont les paramètres sont des caractéristiques physiques significatives[47]. Ces modèles sont bien adaptés à une simulation détaillée en vue d'une prédiction de comportement à long terme ou dans le cas de la surveillance de processus par estimation paramétrique, car ils contiennent toute information nécessaire sur les régimes statiques et dynamiques du système. En revanche, ils sont beaucoup plus onéreux et difficiles à obtenir, ce que représente un inconvénient majeur, notamment dans le cas des processus complexes [46].

I.2.2 Modèle de représentation

Dans le cas où le procédé à modéliser est très compliqué, la connaissance ou l'association des lois physico-chimiques gouvernant la dynamique du système, devient une tâche très difficile. Donc, le modèle de connaissance est difficile à obtenir ou s'avère imprécis, on peut alors définir un modèle de représentation en se basant sur les mesures des signaux d'entrées/sorties du système. Ces modèles, appelés aussi modèles boîtes noires, reproduisent un comportement observé, sans requérir aucune connaissance à priori sur le système.

Les modèles de représentation permettent d'établir des équations aux différences dont les paramètres n'ont aucune signification physique et il n'est même pas nécessaire de savoir ce que représente la sortie, ni en quelle unité est exprimée. Ils sont faciles à établir, limités, mais efficaces dans un domaine de fonctionnement. Les modèles *ARX* (Auto Regressive Model) [48], *ARMA* (Auto Regressive Moving Average) [49] et *ARIMAX* (Auto Regressive Integrated Moving Average) [50] sont des exemples de modèles de représentation linéaire par rapport aux entrées. Le modèle *NARMA* [51], le modèle de *Volterra* [52], et les modèles à base de la *logique floue* [53] et à base de

réseaux de neurones [54] sont des exemples pour les modèles de représentation non linéaires.

I.3 Identification des systèmes

L'identification constitue une phase importante dans la description d'un système dynamique. L'objectif de l'identification est alors de sélectionner la structure du modèle adopté, puis de déterminer les valeurs de ces paramètres. Pour y parvenir, deux démarches complémentaires sont possibles à suivre[55] :

- en partant des lois et des relations physico-chimiques, ce qui est pertinent si ces lois sont connues avec une précision suffisante ;
- en partant de données expérimentales et en cherchant un modèle qu'explique de manière satisfaisante ces données.

Selon la démarche utilisée, afin de déterminer respectivement la structure du modèle ou les valeurs numériques des paramètres, trois situations sont possibles. Ces situations sont principalement liées, d'une part, à la précision des lois de la physique, et d'autre part, à la faisabilité des essais expérimentaux appropriés.

- Dans les cas où les lois de la physique permettent à la fois de modéliser fidèlement le système et de déterminer précisément les valeurs des paramètres, l'utilisation de données expérimentales peut être limitée à des fins de validation. Cela pourrait être le cas pour un système électrique simple comme un circuit RLC. Notez également que pour certains domaines, comme le domaine spatial, les essais expérimentaux ne sont pas aisés. Dans ce cas, il s'agit d'une identification **boite blanche**.
- Dans les cas où les connaissances à priori sont insuffisantes et les lois physico-chimiques ne décrivent pas le système d'une manière précise et, si les essais expérimentaux peuvent être effectués facilement, il est plus simple d'utiliser ces derniers, à la fois pour déterminer la structure du modèle et les valeurs numériques des paramètres. Donc il s'agit d'une identification **boite noire**.
- Le troisième cas, le cas plus courant, est la situation intermédiaire où les lois de la physique permettent de déterminer la structure du modèle (même partiellement) et les valeurs des paramètres sont estimées à partir de données expérimentales.

Il s'agit d'une identification **boîte grise** et c'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail.

L'identification du système est définie par L. Zadeh [56] comme : «*L'identification est la détermination, en se basant sur l'observation des entrées et des sorties, d'un système appartenant à une classe spécifiée de systèmes, auquel le système étudié est équivalent.*»

En se basant sur cette définition, trois entités de base sont impliquées dans la méthodologie : les données, l'ensemble de modèles et la règle ou le critère d'estimation du modèle. Le schéma dans la Figure I.1 montre la méthodologie générale d'identification.

- Choix du protocole de test et extraction de données : cette étape consiste à choisir les données d'entrée-sortie sont généralement collectées à partir d'un test d'identification ou d'une expérience conçue où l'utilisateur peut déterminer les signaux d'entrée (d'excitation), la taille du vecteur de mesures, le ratio signal/bruit (*SNR*). L'objectif du plan d'expérience est donc de faire ces choix pour rendre les données mesurées au maximum informatives.
- Choix de l'ensemble de modèles : un ensemble de modèles candidats est obtenu en spécifiant leurs propriétés communes ; un modèle approprié est recherché dans cet ensemble. C'est la partie la plus théorique de la procédure d'identification du système. Notons que la structure du modèle peut-être imposée par son objectif final. Ainsi, un modèle conçu pour la commande sera différent d'un modèle destiné à déterminer des constantes physiques [44].
- Choix du critère d'estimation : lorsque les données sont disponibles et que l'ensemble de modèles est déterminé, l'étape suivante consiste à trouver le meilleur modèle dans cet ensemble. Pour l'estimation des paramètres du modèle, un critère d'erreur (fonction objective) est spécifié. Souvent, la somme des carrés de certains signaux d'erreur (résidus) est utilisée comme critère. Les valeurs des paramètres sont déterminées en minimisant la fonction objective.
- Validation du modèle : cette étape consiste à vérifier si le modèle estimé est suffisamment bon pour l'utilisation prévue. Plusieurs tests de vérification sont réalisés. Tout d'abord, une vérification pour voir si le modèle est en accord avec la connaissance à priori du système. Ensuite, vérifiez si le modèle peut bien s'adapter au test ou aux données expérimentales de préférence en utilisant une séquence de données qui n'a pas été utilisée dans l'estimation du modèle.

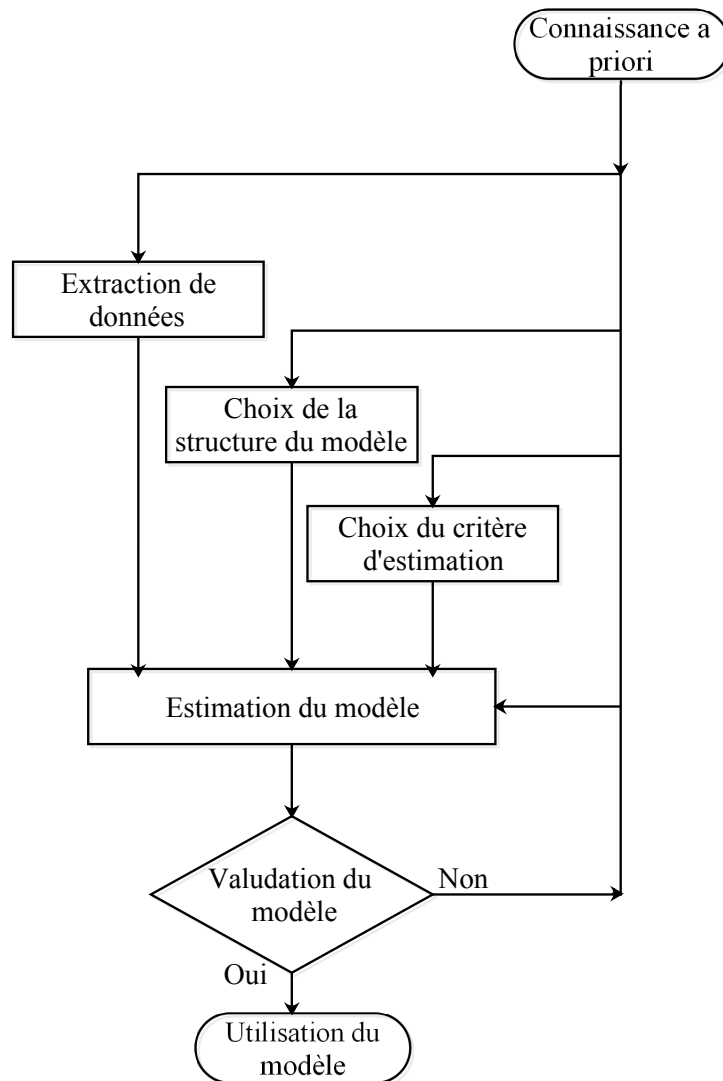


Figure I.1: La méthodologie général d'identification des systèmes

Nous trouvons dans la littérature technique plusieurs méthodes d'identifications regroupées en deux grandes classes:

- Les méthodes d'identification non paramétrique.
- Les méthodes d'identification paramétrique.

I.3.1 Identification non paramétrique

Dans ce type d'identification les modèles peuvent être caractérisés par une représentation non paramétrique [57], telle que la réponse impulsionnelle, réponse

fréquentielle (Bode, Black, Nyquist, Fourier), la fonction de covariance, etc.

À titre d'exemple, considérons le modèle de réponse indicielle d'un système, qui est simplement l'ensemble des coefficients de cette réponse aux instants d'échantillonnage (du début à l'état stable). Il s'agit d'un modèle non paramétrique. Lorsque les coefficients de réponse sont directement estimés, on parle d'identification non paramétrique. Cependant, si le système est supposé avoir des caractéristiques de premier ordre, alors, la réponse peut être caractérisée par trois paramètres: à savoir le gain, la constante de temps et le retard. Si les paramètres sont estimés, c'est le cas de l'identification paramétrique.

Dans le cas d'une identification non paramétrique, nous ne pouvons obtenir qu'une idée sur la dynamique du système, qui peut être utilisée par exemple pour la conception approximatif des régulateurs ou des filtres. Pour une précision satisfaisante de la connaissance du système, il faut passer à l'identification paramétrique

I.3.2 Identification paramétrique

Le but de l'identification paramétrique est d'estimer les paramètres d'un modèle mathématique, de façon à obtenir une représentation satisfaisante du système réel étudié. Ainsi, les modèles sont caractérisés par une représentation paramétrique, tel que la fonction de transfert, le modèle d'état, les équations différentielles, etc.

Il existe plusieurs approches d'identification paramétriques, parmi lesquels on distingue les méthodes récursives, la régression linéaire, l'estimateur optimal de la variable instrumentale, les méthodes basées sur l'erreur de sortie et sur l'erreur de prédiction. Ces deux derniers sont les plus couramment utilisées, nous les aborderons dans les sous-sections suivantes.

Identification basée sur le critère d'erreur d'équation (*EE*)

Les algorithmes du type erreur d'équation sont basés sur une prédiction de la sortie, à partir de la connaissance de l'excitation (l'entrée) et des sorties réelles aux instants précédents. Le principe est de la même nature de la commande prédictive, où l'on cherche à minimiser l'écart ε_{EE} entre la consigne et la sortie en calculant la variable à la sortie du prédicteur, la figure I.2 illustre le principe d'une approche d'identification à erreur d'équation.

L'estimation du modèle est généralement obtenue en utilisant une approche simple tel que les moindres carrés [58]. Cependant, cette estimation est souvent biaisée en raison de la présence de bruit dans les données mesurées. Notons que, dans le cas idéal

(mesures sans bruit), les approches *EE* conduisent à un optimum unique, et sont préférables en raison de la simple estimation des modèles linéaires par rapport aux paramètres.

Malgré le problème de biais, les méthodes basées sur les algorithmes *EE* sont largement mises en œuvre et jouent un rôle précieux dans l'initialisation d'autres algorithmes d'identification, tels que les algorithmes à erreur de sortie [59].

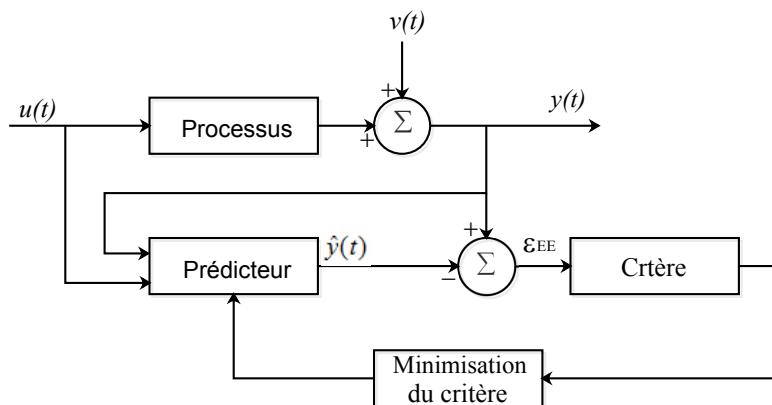


Figure I.2: Schéma de principe de la méthode à erreur d'équation

Identification basée sur le critère de l'erreur de sortie (*OE*)

Les algorithmes d'identification à erreur de sortie traitent de la minimisation d'une fonction objective, généralement un critère quadratique, qui est basée sur l'erreur de sortie ε_{OE} . Il s'agit de l'erreur entre la sortie mesurée y du système et la sortie \hat{y} du modèle. La méthodologie générale de l'approche est présentée sur le schéma de la figure I.3.

Grâce à cette procédure, la sortie simulée est indépendante de la perturbation affectant le système ; en conséquence, ces algorithmes fournissent, sous certaines hypothèses, une estimation des paramètres asymptotiquement non biaisée. Par contre, cette simulation complique le problème de minimisation du critère qui nécessite alors l'utilisation des techniques d'optimisation non linéaire qui peut être coûteux en termes de temps et peut conduire aussi à un optimum local.

D'autre part, puisque la linéarité n'est pas fondamentalement requise, la même méthodologie peut être appliquée aux systèmes non linéaires. Cela explique la popularité de tels algorithmes dans la plupart des domaines d'ingénierie, en particulier après l'avancement des outils informatiques. Par conséquent, le problème associé au

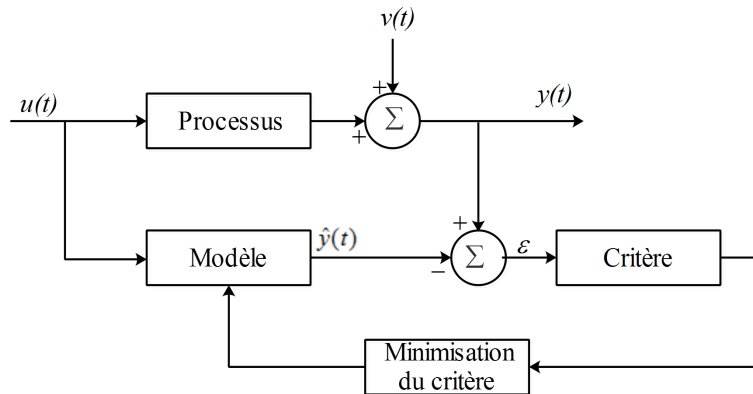


Figure I.3: Schéma de principe de la méthode à erreur de sortie

temps de calcul coûteux requis par ces algorithmes est résolu.

Le critère de performance

L'un des problèmes fondamentaux en identification est la détermination d'un critère objectif (fonction coût, généralement notée J) qualifiant l'approximation système réel/modèle. On appellera y la sortie mesurée du système réel et \hat{y} la sortie simulée du modèle, l'erreur de modélisation est défini par :

$$\varepsilon(k, \hat{\theta}) = y(k) - \hat{y}(k, \hat{\theta}) \quad (\text{I.1})$$

L'utilisation comme critère l'erreur de modélisation ε tel qu'il est n'est pas recommandée car les erreurs négatives peuvent compenser les erreurs positives. Pour surmonter cette contrainte une solutions simples consiste à utiliser la valeur absolue, ou l'élévation au carrée. Ainsi dans les deux cas la fonction objective est définie comme :

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N |\varepsilon(k)| = \sum_{k=1}^N |y_k - \hat{y}_k| \quad (\text{I.2})$$

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N (\varepsilon(k))^2 = \sum_{k=1}^N (y_k - \hat{y}_k)^2 \quad (\text{I.3})$$

En plus de supprimer les composants négatifs d'erreur, l'élévation de l'erreur au carré permet aussi d'accorder beaucoup plus d'importance aux grandes erreurs, c'est pourquoi, elle est préférée à la valeur absolue[44].

L'algorithme d'optimisation

Les techniques d'optimisation appliquées en identification peuvent être classées en deux catégories :

1. **Les algorithmes d'optimisation locale** : Les algorithmes d'optimisation locale, très souvent sont des méthodes analytiques, fonctionnent généralement sur une seule solution candidate et impliquent d'apporter de manière itérative des petites modifications à la solution candidate et d'évaluer la modification pour voir si elle conduit à une amélioration. Donc elle est considérée comme la nouvelle solution candidate. Dans la littérature technique nous trouvons plusieurs méthodes d'optimisation locale, les plus utilisées pour l'identification sont :

- Méthode du gradient,
- Méthode de Gauss-Newton,
- Méthode de Levenberg-Marquardt.

Ces méthodes dépendent principalement du calcul des dérivées premières ou secondes du critère par rapport aux paramètres et diffèrent les uns des autres en termes de précision et de rapidité de convergence. Généralement, la plupart de ces méthodes sont appliquées à des systèmes simples et leur généralisation à des modèles non linéaires complexes peut coûter, d'un point de vue analytique et informatique et ne garantit pas la convergence précise des paramètres estimés vers les valeurs optimales [13]. Dans ce cas, l'optimum global n'est obtenu que lorsque le point initial de départ choisi est proche de cet optimum.

2. **Les algorithmes d'optimisation globale** : Les algorithmes de recherche globale peuvent impliquer la gestion d'une seule ou d'une population de solutions candidates, à partir desquelles de nouvelles solutions candidates sont générées et évaluées de manière itérative pour voir si elles entraînent une amélioration. Dans ce cas elles sont considérées comme une nouvelle solution. Contrairement aux algorithmes d'optimisation analytiques dont les applications sont limitées par la structure du modèle, les algorithmes basés sur l'intelligence artificielle et les techniques de recherche métaheuristique n'ont pas d'exigences particulières sur les structures du modèle. Ces techniques ne dépendent que de la fonction objective[45].

Les métaheuristicques sont une classe d'algorithmes d'optimisation globale qui tentent d'obtenir une valeur approchée de l'optimum global dans le cas de

problèmes d'optimisation difficile. Elles utilisent des méthodes génériques qui peuvent optimiser une large gamme de problèmes différents, sans nécessiter des changements profonds dans l'algorithme employé. Récemment, un intérêt croissant a été porté à l'application de ces méthodes dans le domaine d'identification.

I.4 Aperçu sur l'identification de la machine synchrone

Depuis plusieurs années, un grand effort a été consacré à l'identification des machines synchrones. Cet axe de recherche montre une variété d'approche, dans ce qui suit, nous présentons les travaux les plus significatifs. Généralement, l'identification des paramètres de la machine synchrone peut être classée selon l'état de la machine, en service ou hors service, en deux catégories : identification «*on line*» et identification «*off line*» (figure I.4).

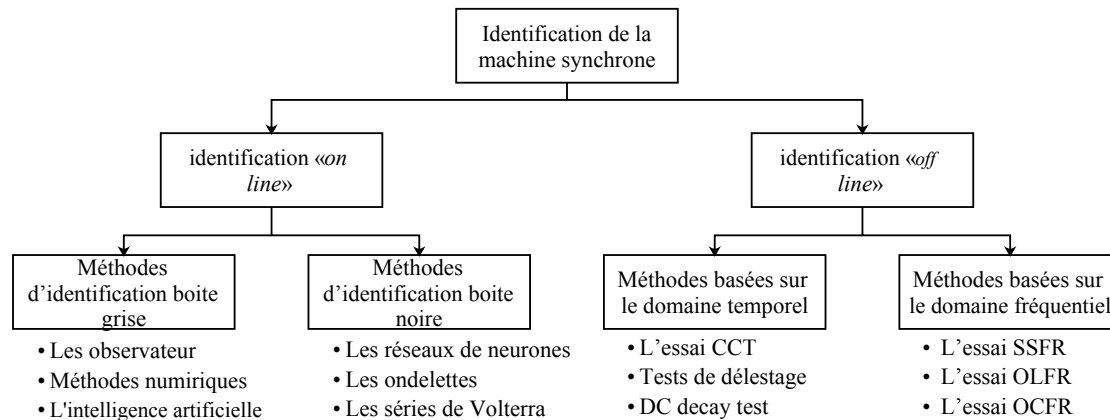
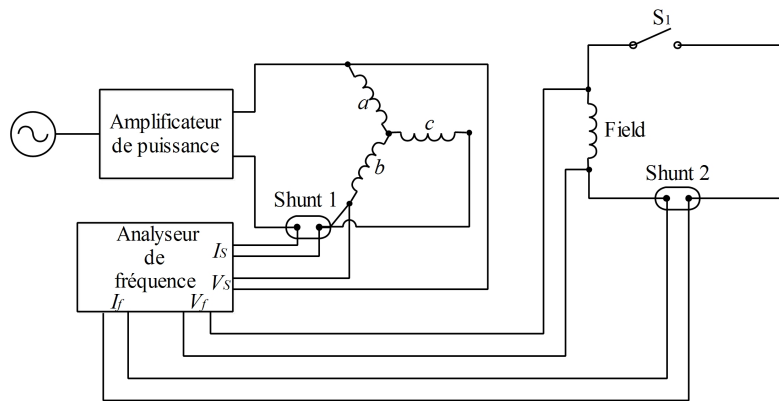


Figure I.4: Classification des techniques d'identification de la machine synchrone

I.4.1 Techniques d'identification *off line*

Dans l'identification *off line*, les données d'entrée/sortie sont d'abord collectées, puis les paramètres sont estimés à partir de celles-ci. L'identification *off line* est généralement effectuée soit en déconnectant la machine de son application de charge, soit en condition d'arrêt. Comme le montre la figure I.4, les méthodes d'identification *off line* sont divisées en méthodes basées sur le domaine fréquentiel [7, 13, 14, 15, 60, 61, 62], méthodes basées sur le domaine temporel [16, 63, 64, 65, 66, 67]. Cette section traite des concepts, de la méthodologie et des

Figure I.5: Schéma bloc de l'essai *SSFR* selon la norm *IEEE*

avancées des techniques d'estimation des paramètres *off line* pour les machines synchrones.

Méthodes basées sur le domaine fréquentiel

1. Réponse fréquentielle à l'arrêt (*SSFR*):

La méthode *SSFR* (de l'anglais *Standstill Frequency Response*) est utilisée pour déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. Depuis une dizaine d'années, cette méthode a été normalisée parmi les principales méthodes d'identification des machines synchrones [13, 14, 68]. Durant le teste *SSFR*, la machine est à l'arrêt et le rotor est aligné selon l'axe d ou l'axe q . Une source de tension alternative V_s est appliquée entre les bornes des deux enroulements triphasés (a , b), le troisième enroulement est court-circuité en parallèle avec l'enroulement b . L'inducteur est soit ouvert, soit en court-circuit en utilisant l'interrupteur S (voir figure I.5).

Les paramètres de la machine sont alors déterminés par un processus d'optimisation des fonctions de transfert caractérisant le modèle $d-q$. La méthode *SSFR* présente des avantages comme le faible coût au niveau du personnel et matériel requis, l'absence de risques corporels et matériels vu le faible niveau d'énergie en présence et la possibilité de la conduire à l'arrêt durant les travaux de la maintenance. De plus, elle permet la caractérisation complète de l'alternateur dans les deux axes, ce qui n'est pas possible avec les essais de court-circuit instantané à vide.

En revanche, l'essai *SSFR* dans sa version standard présente quelque

inconveniences tels que la nécessité d'une grande période de temps pour l'acquisition des données et l'alignement difficile du rotor, notamment pour les grosses machines. Pour surmonter ces inconvénients, les auteurs dans [69] proposent une version de l'essai SSFR basée sur la méthode Dalton and Cameron [70]. Dans laquelle, le rotor est en position arbitraire. Cela évite la nécessité d'un alignement mécanique précis du rotor, soit avec l'axe d ou avec l'axe q .

Un autre travail [61] développe une extension de l'essai SSFR, où la machine synchrone est verrouillée à un angle arbitraire (mais connu) basé toujours sur la méthode Dalton and Cameron et est excitée pendant une courte période de temps. Ainsi, la méthode proposée nécessite quelques secondes pour acquérir les données, contrairement à la technique standard qui pourrait prendre jusqu'à 19 heures [7].

Un autre problème rencontré par cette méthode, est lié à la sensibilité des inductances opérationnelles à tout changement de résistance statorique. Comme les tests SSFR nécessitent plusieurs heures pour se terminer, ce qui entraîne un échauffement des enroulements. Il est également indispensable de maintenir une température constante tout au long des essais de façon à ce que les valeurs des résistances restent constantes, notamment pour les basses fréquences où les paramètres sont très sensibles à la température [14], ou bien d'enregistrer la température de l'enroulement d'induit, tout au long des tests, pour corriger les valeurs de la résistance pour toute variation de température [14], ce qui est un fardeau. Une solution efficace a été proposée dans [60] consiste à considérer la résistance statorique comme un élément du vecteur de paramètres à identifier.

De plus, des autres inconvénients du test SSFR sont liés à ses propres modes opératoires, tels que, l'ignorance de certains harmoniques d'espace apparaissant avec la rotation de la machine

2. Réponse en fréquence en ligne (OLFR) :

L'essai SSFR est généralement réalisé à un niveau de magnétisation très faible qui ne correspond pas aux conditions d'opération normale de la machine. De plus, des autres limitations de l'essai SSFR sont liées à ses propres modes opératoires tels que ne pas tenir compte certains harmoniques d'espace apparaissant avec la rotation de la machine [62]. L'essai réponse fréquentiel en ligne (OLFR) est reconnu pour compléter les tests SSFR. En effet, les résultats du SSFR sont généralement bons dans les basses et hautes fréquences [71]. La méthode OLFR permet d'ajuster les fréquences intermédiaires pour inclure les

effets de la rotation [15].

Pour cet essai, la machine fonctionne à la proximité de la charge nominale (ou à une charge réduite), de préférence sur une impédance substantielle du système. L'excitation est modulée par un bruit sinusoïdal ou aléatoire. Des données similaires à celles des tests SSFR sont utilisées pour dériver le modèle de la machine sur les deux axes. Notons que la gamme de fréquences des données utilisables, dans ce cas, est plus limitée que celle des tests SSFR. L'essai *OLFR* permet de remplir le milieu de la plage de fréquences avec des données pour les deux axes qui incluent les effets de rotation.

3. Réponse en fréquence en circuit ouvert (*OCFR*)

Le test de réponse fréquentiel en circuit ouvert (*Open circuit frequency response*) permet de confirmer certaines données (les fréquences intermédiaires) de l'essai SSFR pour l'axe *d* uniquement [15]. Dans cet essai, la machine fonctionne en circuit ouvert à tension réduite. La machine est excitée à différentes fréquences et la réponse fréquentielle est mesurée. La différence entre cette réponse et celle des tests SSFR donne une indication des effets de rotation [71].

Méthodes basées sur le domaine temporel

1. L'essai de court-circuit triphasé à vide (CCT):

Pendant longtemps, l'essai de court-circuit instantané à vide, a été le moyen courant d'identifier et de modéliser les machines synchrones. Dans ce test la machine est entraînée à la vitesse nominale sans charge jusqu'à ce que le système atteigne le régime permanent ou un court-circuit très phases est effectué, puis, les courants et la tension sont mesurés. La norme IEEE 115 [63] décrit également la méthode graphique utilisée pour l'extraction des réactances dynamiques d'axe *d* ainsi que les constantes de temps à partir des oscillogrammes des courants de court-circuit, mesurés au stator.

Bien que cet essai dans sa version graphique, soit facile à mettre en œuvre, il est devenu peu courante et cela est principalement dû à la leur imprécision. Plusieurs tests alternatifs et des méthodes d'analyse ont été proposées et utilisées pour améliorer les modèles issus de l'essai court-circuit à vide.

Dans [9] une méthode basée sur l'algorithme des moindres carrés est utilisé pour estimer les paramètres de l'axe directs du model de Park exploitant uniquement, les grandeurs électriques (courants et tensions) dérivé de l'essai court-circuit à vide. Une amélioration sur la précision de l'identification a été obtenue par

rapport à la méthode traditionnelle (graphique). Néanmoins, une erreur plus de 12% est trouvée dans l'estimation de la réactance subtransitoire directe x_d'' .

Dans une étude comparative sur l'identification des paramètres de l'axe directs du model de Park et exploitant les données de l'essai court-circuit instantané à vide, les auteurs dans [72] proposent une approche basée sur le filtre de Kalman classique et de la logique flou. Ce dernier est introduit pour régler les matrices de covariance afin d'accélérer le temps de convergence. La méthode proposée peut estimer les paramètres avec un degré de précision très élevé par rapport à la méthode des moindres carrés.

D'autres approches basés sur des techniques d'optimisation métaheuristique telles que l'essaim particulaire (PSO)[73] , la métaheuristique hybride equilibrium optimizer-grey wolf optimizer (EO-GWO) [74], Black widow optimization algorithm (BWO) [75] sont proposées afin de réduire le temps de calcul et d'améliorer la précision.

De plus, l'essai CCT dans sa version standard nécessite d'exposer la machine à un choc violent lors du court-circuit à la tension nominale. Pour éviter de tels dommages potentiels à la machine, les auteurs dans [76] présentent un test de court-circuit effectué à une tension réduite (20 % , 30 % et 50 % de la tension nominale). Dans cette étude, les auteurs proposent un nouvel algorithme d'optimisation métaheuristique hybride appelé Chaotic-Equilibrium Optimizer (C-EO). L'algorithme proposé est utilisé pour minimiser une fonction objectif qui est la somme normalisée des erreurs quadratiques, entre la simulation et les résultats expérimentaux du courant statorique. Les résultats obtenus indiquent que l'approche proposée donne de meilleurs résultats en termes de vitesse de convergence et de précision par rapport aux autres techniques métaheuristiques populaires.

Malgré toutes les améliorations que l'essai CCT a connues, elle reste incapable de déterminer tous les paramètres du modèle de Park (les réactances dynamiques d'axe q , ainsi que les constantes de temps). Cela rend les modèles issus de cet essai incapables de représenter de manière précise le comportement dynamique de la machine synchrone, d'autant plus que les études de stabilité actuelles de la machine synchrone nécessitent à la fois les caractéristiques de l'axe direct et de l'axe en quadrature.

2. Essais de rejet de la charge (tests de délestage):

Le test de rejet de charge, est largement utilisé dans la mise en service. Il permet

la détermination des paramètres de l'axe direct (axe d) et de l'axe de quadrature (axe q). Cette méthode consiste à analyser les formes d'onde des trois tensions du stator ainsi que le courant et la tension du rotor avant et après le délestage (déconnecter l'alternateur de la charge) [65].

Les références [64, 77, 78, 79, 80] ont utilisé cette méthode pour identifier les paramètres de la machine selon les deux axes. Ces tests peuvent être difficiles à réaliser, ne tient pas compte de la saturation dans la machine. De plus, le coût des tests est relativement important étant donné qu'ils sont réalisés avec la machine en rotation

3. Tests statiques de décroissance du courant continu (*DC decay test*):

Le test de décroissance du courant continu (*DC decay test*) est une méthode alternative pour obtenir les paramètres du circuit équivalent des axes d et q de la machine synchrone, basées sur l'analyse temporelle de la réponse de la machine à l'arrêt (*Standstill Time Response* ou *SSTR*) [66]. Dans ce test, la machine synchrone est maintenue à l'arrêt et aligné sur l'axe d ou q . L'enroulement du rotor est en court-circuit, une excitation continue est appliquée aux deux enroulements statoriques, puis, ces enroulements sont court-circuités et le courant statorique transitoire est enregistré pour être utilisé dans la détermination des paramètres de la machine [67].

Notons que le principal obstacle à une large utilisation des tests DC-Decay réside dans la nécessité d'aligner le rotor avec l'axe d ou q , ce qui est très difficile à réaliser, en particulier pour les unités de forte puissance. Pour surmonter cet inconvénient, les auteurs dans [66, 81] ont proposé une méthode qui est une généralisation de la méthode existante (avec le rotor aligné sur un axe) dans laquelle, le rotor est dans une position arbitraire.

I.4.2 Techniques d'identification *on line*

Les méthodes d'identification *off line* sont généralement difficiles à appliquer, consomment beaucoup de temps et ne prennent pas en compte les changements de valeurs des paramètres dus au vieillissement [45]. Cependant, le principal inconvénient de ces méthodes est que la machine doit être hors réseau pendant une période de temps relativement longue. Ce type d'interruptions entraînera des pertes économiques.

Pour pallier les lacunes susmentionnées, des méthodes d'identification *on line* ont été proposées. Ces méthodes sont basées sur l'application d'une petite perturbation au machine synchrone en service, de sorte qu'aucune interférence ne se produise dans le

fonctionnement normal du système. Selon le type de la modélisation de la machine synchrone, les méthodes d'identification *on line* peuvent être classées en deux catégories : 1) Méthodes d'identification boîte noire ; et 2) Méthodes d'identification boîte grise [25, 29].

Méthodes d'identification boîte noire

Ces méthodes sont basées sur la modélisation boîte noire. Dans la modélisation boîte noire, la structure du modèle n'est pas supposée connue a priori, la seule préoccupation est de mapper les ensembles de données d'entrée et de sortie du système. Les ondelettes, les réseaux de neurones, et les séries de Volterra font partie des nombreuses approches développées pour l'identification des machines synchrones.

En raison de leur supériorité en termes de la vitesse élevée et la capacité de généralisation ainsi que la propriété d'adaptabilité (apprentissage), de nombreux travaux ont été exploités sur les réseaux de neurones pour l'identification du modèle boîte noire de la machine synchrone [27, 28]. Bien que les résultats obtenus soient encourageants, cette méthode manque de précision et sensible aux bruits de mesure. Dans une autre étude, le modèle Weiner-Neural a été utilisé pour l'identification du modèle non linéaire de la machine synchrone, le modèle de boîte noire obtenu peut être utilisé pour l'analyse du système et la conception du contrôleur [82]. Une autre méthode basée principalement sur les réseaux de neurones et la méthode d'identification Subspace state space (*4SID*) a été proposée dans [19]. Pour couvrir les non-linéarités, la plage globale de fonctionnement dans le plan de puissance actif (P) et réactif (Q) est d'abord divisée en 42 sous-sections et un modèle linéaire est identifié pour le centre de chaque sous-section. Un réseau de neurones est alors utilisé pour estimer les paramètres des conditions de fonctionnement autres que les centres des sous-sections.

De plus, les fonctions d'ondelettes deviennent populaires pour l'identification des systèmes non linéaires en raison de leur analyse multi résolution (ARM) et de leur propriété d'optimisation globale. En utilisant l'analyse multi résolution (ARM) de la transformée en ondelettes, la précision du modèle peut être augmentée au niveau souhaité. L'identification non linéaire d'une micro-machine utilisant une transformée en ondelettes discrète est décrite dans [29]. Dans [83], une forme simple de réseaux d'ondelettes avec une couche cachée est considérée pour l'identification d'un alternateur. Les auteurs dans [84] proposent une méthode hybrides basées sur les modèles polynomiaux de type NARX et la décomposition continue en ondelettes pour

développer un modèle boîte noire non linéaire, qui couvre les non-linéarités de la machine synchrone. Malgré la qualité des résultats obtenus, l'application de cette méthode reste limitée en raison de sa complexité, qui est principalement due au nombre élevé de paramètres requis par la méthode [18].

Parmi les nombreuses méthodes développées pour l'identification du modèle boîte noire de la machine synchrone figurent les séries de Volterra. La série Volterra est une généralisation de la série Taylor et de produit de convolution pour les systèmes non linéaires. Une représentation en séries de Volterra modélise un système comme une somme de sous-systèmes de degré homogène [85]. Tout comme le cas de réseaux d'ondelettes, le problème principal de la méthode est le nombre élevé de paramètres requis. Dans [30] une méthode basée sur les séries de Volterra a été proposée pour l'identification d'un générateur synchrone. La méthode proposée a été testée sur un modèle de septième ordre. Dans une autre étude similaire [17], la méthode proposée est d'abord appliquée sur un modèle de septième ordre d'un alternateur, puis, elle est testée sur une micromachine. Les résultats obtenus montrent que la méthode proposée peut être utilisée avec succès pour l'identification de la génératrice synchrone. Le modèle obtenu peut être utilisé pour l'analyse du système et la conception du contrôleur et peut être mieux utilisé lors de la conception du stabilisateur PSS dans une structure de contrôle prédictive.

En plus de ce que nous avons mentionné ci-dessus, d'autres travaux ont été proposés pour l'identification du modèle boîte noire de la machine synchrone, tels que : H_∞ linéaire et non linéaire [31, 32], les séries de Hartley [33] et l'analyse de Prony [86].

Méthodes d'identification boîte grise

Contrairement aux méthodes d'identification boîte noire, les méthodes d'identification boîte grise supposent une structure connue pour la machine synchrone, comme les méthodes traditionnelles (boîte blanche). Puis, les paramètres physiques sont estimés à partir des mesures en ligne [20]. Notons que les modèles issus de ces méthodes sont basés sur les relations théoriques entre les paramètres de la machine synchrone, ils considèrent donc, la signification physique de chaque paramètre ce qui est considéré comme le principal avantage de cette classe d'identification.

Dans la littérature technique, on trouve un grand nombre d'études publiées traitant de l'identification du modèle boîte grise de la machine synchrone. Certaines de ces études reposent sur des méthodes analytiques telles que la méthode de Prony [20]; la méthode H_∞ [34]; la méthode des moindres carrés étendus récursifs (RELS) [29]; la méthode

des moindres carrés non linéaires [24, 87, 88]; l'observateur neuronale [35]; observateur étendu en mode glissant [36]; filtre de Kalman unscented (UKF) [89, 90, 91]; Filtre de Kalman étendu (EKF) [92].

Nous trouvons également des études utilisant l'intelligence artificielle telles que la programmation évolutive [37, 38], les algorithmes génétiques [25, 39], intelligence en essaim, inclut l'optimisation par essais particuliers [21, 40], l'optimisation par colonies de fourmis [41]. Contrairement aux méthodes d'identification analytique dont les applications sont limitées par la structure du modèle, les méthodes basées sur l'intelligence artificielle et les techniques de recherche heuristique n'ont pas d'exigences particulières sur les structures du modèle, ces techniques ne dépendent que de la fonction objective [45].

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude générale sur la modélisation et d'identification en introduisant la notion de modélisation, les types des modèles, les types et les étapes d'identification. De plus, nous avons donné quelques idées concernant l'identification paramétrique. Puis nous avons donné un aperçu des méthodes d'identification des machines synchrones trouvées dans la littérature technique, qui ont retenu notre attention.

Chapitre II

Description et modélisation des machines synchrones

II.1 Introduction

Généralement, une machine synchrone est représentée par un système non linéaire multivariable dont les paramètres varient suivant le point de fonctionnement. La recherche d'une meilleure représentation mathématique de la machine, donc une meilleure connaissance de sa structure physique, constitue actuellement un problème qui connaît un important regain d'intérêt en raison de la nécessité d'adapter le modèle suivant la puissance et la structure de la machine.

La génératrice synchrone peut être modélisée en considérant certain nombre de circuits magnétiques couplés, en mouvement dans un repère fixe lié au stator. Dans ce cas, les expressions des inductances statoriques (les inductances propres, mutuelles entre phases et mutuelles stator-rotor) dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela conduit à la complexité des équations de tension et de flux décrivent la dynamique de la machine. Une solution a été introduit principalement par R. H. Park [93] consiste à utiliser un repère tournant (avec une vitesse égale à la vitesse synchrone dans le cas d'une machine synchrone) lié au rotor au lieu d'un repère fixe lié au stator, cela élimine la dépendance par rapport à la position du rotor, donc les paramètres du modèle peuvent être considérés comme des constantes.

Ce chapitre présente les bagages mathématiques et physiques nécessaires à la modélisation des génératrices synchrones dans le but d'une identification paramétrique. Ainsi, un modèle d'état non linéaire est élaboré pour représenter la dynamique de la génératrice. De plus, nous allons présenter les éléments essentiels qui

constituent un système d'excitation. Les différents types de systèmes d'excitations seront par la suite présentés suivant leurs utilisations.

II.2 Modélisation de la machine synchrone

II.2.1 Description technologique de la machine synchrone

La figure II.1 montre le schéma en coupe d'une machine synchrone triphasée. La machine se compose de deux éléments essentiels : le *rotor* et le *stator*. Le stator est un cylindre creux comportant sur sa face intérieure des encoches parallèles à l'axe dans lesquelles sont logés les conducteurs des trois phases (enroulements identiques *a*, *b* et *c*) décalées de $\frac{2\pi}{3}$. Le rotor porte un enroulement d'excitation disposé dans sa périphérie, alimenté par courant continu et produit un champ magnétique tournant ; ce champ tournant engendre des forces électromotrices (f.é.m) dans chacune des phases de l'enroulement du stator. La machine est munie d'un autre type d'enroulements (dit

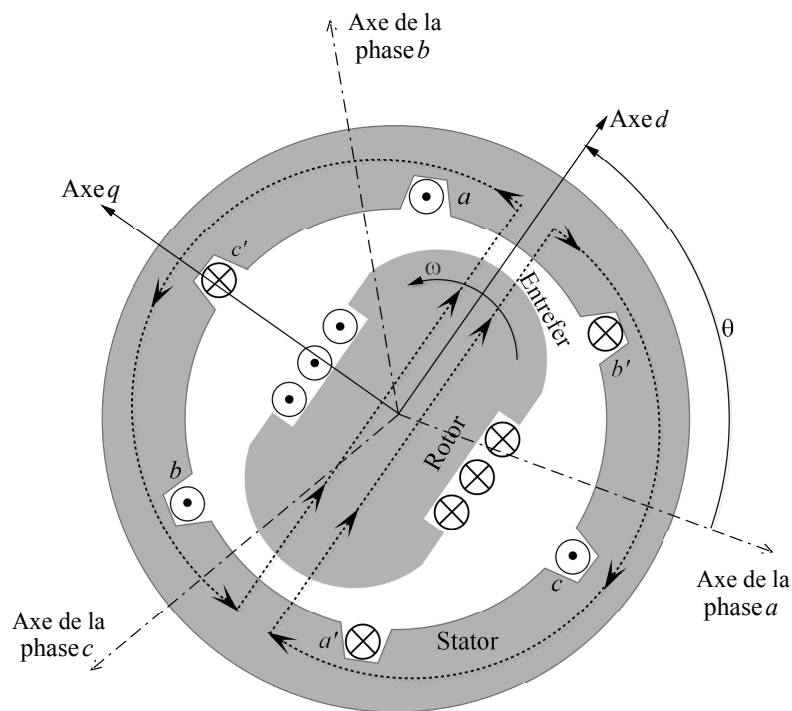


Figure II.1: Schéma en coupe d'une machine synchrone triphasée

amortisseurs). Pour les machines à pôles saillants, nous les trouvons sous formes de barres reliées à deux couronnes en court-circuit. Pour les machines à pôles lisses, c'est la partie massive du fer rotorique qui joue le rôle d'amortisseur[71].

II.2.2 Description mathématique de la machine synchronne

Le modèle de base consiste à considérer une machine synchronne à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé. L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine. La figure II.2 montre une représentation d'une machine synchronne à trois phases avec circuits amortisseurs : d'où:

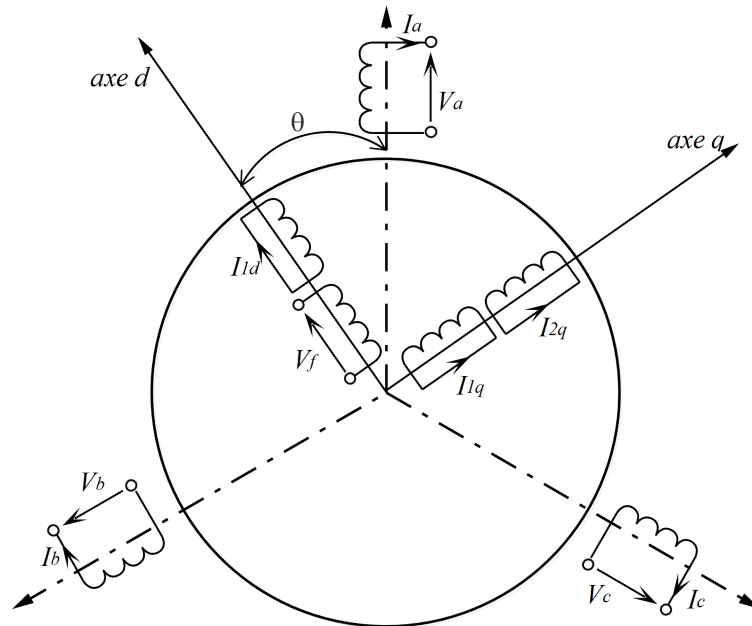


Figure II.2: Représentation schématique de la machine synchronne

- a, b, c : enroulements statoriques;
- f_d : enroulement d'excitation ;
- k_{1d}, k_{1q}, k_{2q} : enroulement amortisseur longitudinal et transversal;
- θ : l'angle entre l'axe d et l'axe magnétique de la phase a ;
- w_r : vitesse de synchronisme du rotor.

Théoriquement nous pouvons représenter une machine synchronne par une infinité de circuits amortisseurs. Cependant l'expérience montre qu'en modélisation et identification il y a sept structures de modèles qui peuvent être utilisées dans la simulation des machines synchrones. Le tableau II.1 montre la matrice des circuits

équivalents avec les structures modèles proposées dans *IEEE Std. 1110* [12].

Il est à noter que, le premier chiffre indique le nombre d'enroulements sur l'axe d tandis que le deuxième chiffre indique le nombre d'enroulements sur l'axe q . (Généralement, représentent le nombre de variables d'état dans l'axe d et l'axe q). Ainsi, le modèle classique qui néglige les circuits amortisseurs et la décroissance du flux de champ, ignore toutes les variables d'état des enroulements du rotor est appelé modèle (0,0).

Le modèle mathématique de la génératrice synchrone s'obtient sur la base de plusieurs

Table II.1: Modèles de la machine synchrone

Axe- d	Axe- q			
	Sans enroulement amortisseur	un enroulement amortisseur	Deux enroulements amortisseurs	Trois enroulements amortisseurs
Circuit d'excitation	Modèle (1.0)	Modèle (1.1)	non utilisé	non utilisé
Circuit d'excitation + un enroulement amortisseur	non utilisé	Modèle (2.1)	Modèle (2.2)	Modèle (2.3)
Circuit d'excitation + deux enroulements amortisseurs	non utilisé	non utilisé	non utilisé	Modèle(3.3)

hypothèses simplificatrices, telles que :

- La saturation du circuit magnétique est négligeable. Ainsi, les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- L'hystérésis, les courants de Foucault et les couplages capacitifs sont négligeables, il en résulte que tous les flux sont exprimés en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles.
- Les forces électromotrices correspondant aux enroulements du stator ont une répartition sinusoïdale dans l'entrefer et les harmoniques sont négligées.
- L'effet de la température sur la valeur des résistances d'enroulements est négligeable, ce qui est admissible pour les machines synchrones.
- L'effet de la variation de la vitesse est négligé.
- Les amortisseurs sont représentés par deux enroulements, en court-circuit sur eux mêmes.

Dans ces conditions, l'application de la loi d'Ohm à chacun des six enroulements de la figure II.2 conduit aux équations suivantes :

- Pour les trois phases du stator

$$v_a = -r_a i_a - \frac{d\varphi_a}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$v_b = -r_b i_b - \frac{d\varphi_b}{dt} \quad (\text{II.2})$$

$$v_c = -r_c i_c - \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (\text{II.3})$$

- Pour les circuits du rotor

$$v_f = r_f i_f - \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (\text{II.4})$$

$$0 = r_{1d} i_{1d} - \frac{d\varphi_{1d}}{dt} \quad (\text{II.5})$$

$$0 = r_{1q} i_{1q} - \frac{d\varphi_{1q}}{dt} \quad (\text{II.6})$$

$$0 = r_{2q} i_{2q} - \frac{d\varphi_{2q}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

où:

v_k est la tension au borne de l'enroulement k ($k = a, b, c, 1d, 1q, 2q$), φ_k est le flux dans l'enroulement k , i_k est le courant dans l'enroulement k , r_k est la résistance de l'enroulement k .

Les relations lient les courants dans les différents enroulements et les flux à travers ces enroulements sont exprimées sous la forme matricielle II.8 d'où, $L_a = L_b = L_c = \text{constante}$, sont les inductances propres statoriques, $M_{ab} = M_{bc} = M_{ac} = \text{constante}$, sont les mutuelles entre phases statoriques. En ce qui concerne le rotor, les inductances propres rotoriques sont constantes ($L_{1d}, L_f, L_{1q}, L_{2q}$). L'inductance mutuelle relative aux enroulements rotoriques de l'axe direct est $M_{f1d} = \text{Cte}$.

Etant donné que les axes d et q sont en quadrature, il vient également que les inductances mutuelles entre eux sont nulles.

De plus, les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont en fonction de l'angle électrique θ et varient dans le temps si le rotor tourne à une vitesse constante. Ainsi, dans la matrice II.8, un certain nombre de coefficients sont en fonction de l'angle θ , cela introduit une complexité considérable dans l'étude des

régimes transitoires. Pour remédier à ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants, flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de variables, appelé transformation de *Park*, est suggéré par les symétries du circuit magnétique de la figure II.2 par rapport aux axes d et q [93].

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_{1d} \\ \varphi_{1q} \\ \varphi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{a1d} & M_{a1q} & M_{a2q} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{b1d} & M_{b1q} & M_{b2q} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cf} & M_{c1d} & M_{c1q} & M_{c2q} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f & M_{f1d} & M_{f1q} & M_{c2q} \\ M_{a1d} & M_{b1d} & M_{c1d} & M_{f1d} & L_{1d} & M_{1d1q} & M_{1d2q} \\ M_{a1q} & M_{b1q} & M_{c1q} & M_{f1q} & M_{1q1d} & L_{1q} & L_{1q2q} \\ M_{a2q} & M_{b2q} & M_{c2q} & M_{f2q} & M_{2q1d} & L_{1q} & L_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.2.3 Transformation de Park

La transformation de *Park* (décomposition selon les deux axes d et q) peut s'interpréter comme la substitution des trois enroulements de phase (a, b, c), immobiles par rapport au stator, par les enroulements d et q tournant à la même vitesse que le rotor, ayant respectivement pour axes magnétiques l'axe direct d et l'axe en quadrature q . Dans la transformation de Park on définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux est écrit :

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

où $\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt$.

Avec la transformation de Park, la représentation schématique de la figure II.2 devient :

En appliquant la transformation de Park aux équations II.1- II.3, nous obtenons :

$$v_d = -r_a i_d - \varphi_q \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\varphi_d}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$v_q = -r_a i_q + \varphi_d \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\varphi_q}{dt} \quad (\text{II.11})$$

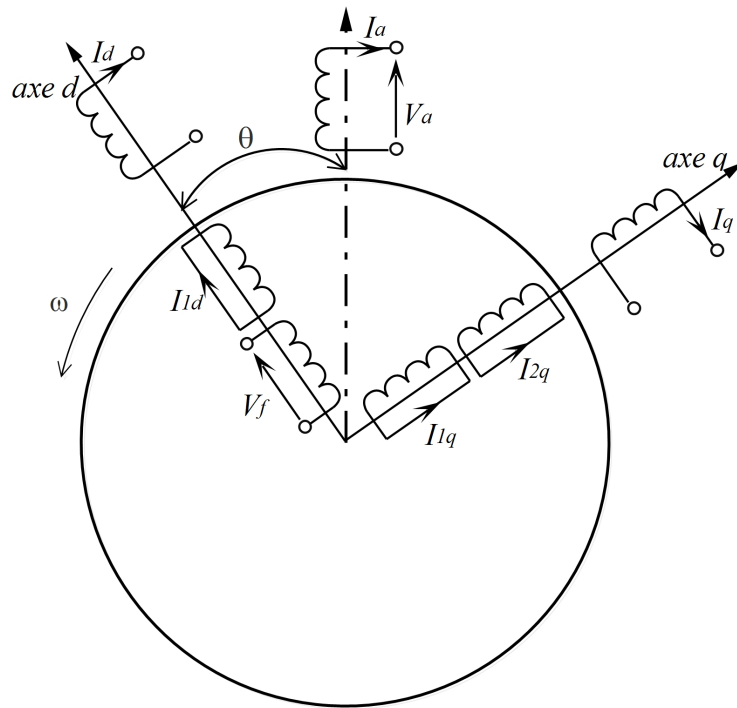


Figure II.3: Représentation de la machine synchrone dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park aux équations II.8, la matrice d'inductances est obtenue en reliant le vecteur des flux au vecteur des courants, équation II.12:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_f \\ \varphi_{1d} \\ \varphi_{1q} \\ \varphi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{afd} & L_{a1d} & 0 & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{a1q} & L_{a2q} \\ -\frac{3}{2}L_{afd} & 0 & L_{fd} & L_{fd1d} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{a1d} & 0 & L_{1df} & L_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{a1q} & 0 & 0 & L_{1q} & L_{1q2q} \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{a2q} & 0 & 0 & L_{2q1q} & L_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

où: L_d, L_q, L_{fd} : sont respectivement, les inductances synchrone longitudinale et transversel et l'inductance propre de l'inducteur.

L_{1d}, L_{1q}, L_{2q} : sont respectivement, les inductances propres des amortisseurs $1d, 1q, 2q$.

$L_{afd}, L_{a1d}, L_{a1q}, L_{a2q}$: sont respectivement, les inductances mutuelles entre l'inducteur, les amortisseurs $1d, 1q, 2q$ et l'induit.

Notons que, toutes les inductances sont considérées comme constantes, c'est-à-dire qu'elles sont indépendantes de la position du rotor.

En outre les inductances mutuelles entre les quantités de stator et de rotor ne sont pas réciproques. Par exemple, l'inductance mutuelle associée au flux reliant l'enroulement d'inducteur dû au courant i_d est $\frac{3}{2}L_{afd}$, alors que l'inductance mutuelle associée au flux reliant l'enroulement de stator d'axe d dû au courant i_{fd} est L_{afd} .

Dans la suite, toutes les inductances seront remplacées par leur équivalent en termes de réactance en nous basant sur la relation.

$$X = \omega L \quad (\text{II.13})$$

X étant la réactance, L l'inductance et ω la pulsation qui dans notre cas correspond à la dérivée première de l'angle électrique de la machine. Ainsi, les relations entre les courants dans les différents enroulements et les flux à travers ces enroulements peuvent être construites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_{fd} \\ \varphi_{1d} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} -X_d & X_{afd} & X_{a1d} \\ -\frac{3}{2}X_{fda} & X_f & X_{f1d} \\ -\frac{3}{2}X_{1da} & X_{1df} & X_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_{fd} \\ i_{1d} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_{1q} \\ \varphi_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} -X_q & X_{a1q} & X_{a2q} \\ -\frac{3}{2}X_{1qa} & X_{1q} & X_{1q2q} \\ -\frac{3}{2}X_{2qa} & X_{2q1q} & X_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.2.4 Système Per-Unit (Unité relative)

La complexité d'analyse des systèmes électriques peut être facilitée en utilisant des grandeurs normalisées par rapport aux grandeurs nominales. Ces grandeurs réduites ou grandeurs relatives sont exprimées en p.u. (per. unit). Ce concept définit une valeur de base pour chaque catégorie afin de normaliser toutes les variables de la même nature, Ainsi :

$$\text{quantité par unité réduite (p.u.)} = \frac{(\text{quantité réelle})}{(\text{Valeur de base de la quantité})} \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas des machines synchrones, le choix de, la puissance nominale, Tension nominale de phase, Courant nominal de phase et pulsation nominale comme grandeurs de base initiale permet de définir toutes les autres grandeurs de bases (tableau II.1), notons que les indices en b désignent les grandeurs de base et celles en n désignent les grandeurs nominales.

Table II.2: Expression des grandeurs de base de la machine synchrone

Puissance de base [VA]	Tension de base [V]	Vitesse de base [rad/s]	Couple de base [N.m]
$S_b = S_n$	$V_b = V_n$	$\omega_b = 2\pi f_b$	$T_b = \frac{S_{3\phi}}{\omega_b}$
Impédance de base [Ω]	Inductance de base [H]	Courant de base au stator [A]	Temps de base [s]
$Z_b = \frac{V_b}{I_b}$	$L_b = \frac{Z_b}{I_b \omega_b}$	$I_b = \frac{S_{3\phi}}{V_b}$	$t_b = \frac{1}{\omega_b}$

Les équations II.4- II.7, II.9 et II.10, exprimées en valeur réduite sont de la forme :

$$V_d = -r_d I_d - \omega \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \quad (\text{II.17})$$

$$V_q = -r_q I_q + \omega \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{fd} = r_{fd} I_{fd} + \frac{d\varphi_{fd}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$0 = r_{1d} I_{1d} + \frac{d\varphi_{1d}}{dt} \quad (\text{II.20})$$

$$0 = r_{1q} I_{1q} + \frac{d\varphi_{1q}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

$$0 = r_{2q} I_{2q} + \frac{d\varphi_{2q}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

Le choix des unités de base doit être approprié pour conduire à des expressions simples et de manière à satisfaire certains critères, notamment [71]:

- Eliminer le facteur 3/2 présent dans les équations du flux du rotor.
- L'inductance mutuelle ,en valeur réduite, entre différents enroulements doit être réciproque ; par exemple, $L_{afd} = L_{fda}$.
- Pour chaque axe, toutes les inductances mutuelles ,en valeur réduite, entre le circuit du stator et du rotor doivent être égales; par exemple, $L_{afd} = L_{a1d}$.

L'équation magnétique matricielle en valeur réduite s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_{fd} \\ \varphi_{1d} \\ \varphi_q \\ \varphi_{1q} \\ \varphi_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} -x_d & x_{md} & x_{md} & 0 & 0 & 0 \\ -x_{md} & x_{fd} & x_{md} & 0 & 0 & 0 \\ -x_{md} & x_{md} & x_{1d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -x_q & x_{mq} & x_{mq} \\ 0 & 0 & 0 & -x_{mq} & x_{1q} & x_{mq} \\ 0 & 0 & 0 & -x_{mq} & x_{mq} & x_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_{fd} \\ I_{1d} \\ I_q \\ I_{1q} \\ I_{2q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

II.2.5 Équations électriques de la machine synchrone

Comme présenté précédemment, les équations de Park expriment le comportement dynamique de la machine synchrone et permet de transformer les enroulements triphasés de la machine en deux enroulements sur les axes direct et en quadrature. Le modèle de Park, dans ce cas, est de grande dimension et, essaye donc de le simplifier le plus possible. Les hypothèses suivantes, généralement adoptées dans l'étude du régime transitoire des machines synchrones, seront faites :

- les f. e. m transformatrices de $\frac{d\varphi_d}{dt}$ et $\frac{d\varphi_q}{dt}$ sont également négligées devant la f. e. m de rotation (les variations du module du flux sont négligeables devant les variations dues à la rotation).
- Le régime sub-transitoire peut être négligé dans l'étude de stabilité transitoire. En conséquence, l'enroulement d'amortissement sur l'axe direct et le second enroulement d'amortissement sur l'axe en quadrature seront négligés.

Dans ces conditions, les équations électriques II.17 et II.18 en valeurs réduites deviennent :

$$V_d = -r_d I_d - \omega \varphi_q \quad (\text{II.24})$$

$$V_q = -r_q I_q + \omega \varphi_d \quad (\text{II.25})$$

Les équations de flux de stator et de rotor en valeurs réduites sont données par :

$$\omega \varphi_d = -x_d I_d + x_{md} I_{fd} \quad (\text{II.26})$$

$$\omega \varphi_{fd} = -x_{md} I_{fd} + x_{fd} I_{fd} \quad (\text{II.27})$$

$$\omega \varphi_q = -x_q I_q + x_{mq} I_{1q} \quad (\text{II.28})$$

$$\omega \varphi_{1q} = -x_{mq} I_q + x_{1q} I_{1q} \quad (\text{II.29})$$

Le système d'équations II.24, II.25 et II.26-II.29 permet d'étudier le régime transitoire électrique de la génératrice synchrone. Après la simplification, le modèle obtenu est appelé modèle à deux axes (model 1.1), ou modèle d'ordre quatre[71],[42].

Paramètres techniques de la génératrice synchrone

L'utilisation de la transformation de Park permet de considérer la machine comme un système composé de deux réseaux électriques caractérisant l'axe direct d et l'axe en

quadrature q . Pour tenir compte des fuites dans les enroulements, on pose :

$$x_q = x_l + x_{mq} \quad (\text{II.30})$$

$$x_{lfd} = x_{fd} - x_{md} \quad (\text{II.31})$$

$$x_d = x_l - x_{mq} \quad (\text{II.32})$$

$$x_{l1q} = x_{1q} - x_{mq} \quad (\text{II.33})$$

Dans les machines tournantes, les résistances peuvent être négligées car leur valeur est généralement très faible par rapport à celle des réactances. Si toutes les résistances sont négligées, le schéma équivalent de la machine synchrone sur les deux axes peut être représenté par la figure II.4.

A partir de ces deux schémas nous pouvons définir les paramètres suivants :

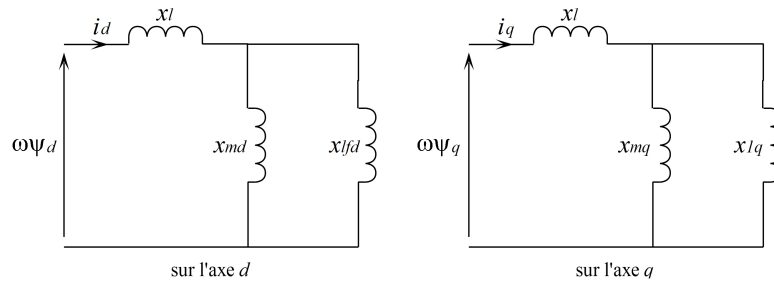


Figure II.4: Représentation magnétique de la machine synchrone

- Les réactances transitoires de l'axe direct et en quadrature notées respectivement x'_d et x'_q .

$$x'_d = x_l + \frac{x_{md}x_{fd}}{x_{fd}} = x_d - \frac{x_{md}^2}{x_{fd}} \quad (\text{II.34})$$

$$x'_q = x_l + \frac{x_{mq}x_{lq}}{x_{lq}} = x_q - \frac{x_{mq}^2}{x_{lq}} \quad (\text{II.35})$$

- La constante de temps transitoire d'axe direct et en quadrature lorsque les enroulements du stator sont ouverts T'_{do} et T'_{qo} respectivement.

$$T'_{do} = \frac{x_{fd}}{\omega r_{fd}} \quad (\text{II.36})$$

$$T'_{qo} = \frac{x_{lq}}{\omega r_{lq}} \quad (\text{II.37})$$

- De plus, afin de déterminer les équations de modèle de la machine, quelques changements de variables sont effectués. On pose :

$$E'_q = \omega \frac{x_{md}}{x_{fd}} \varphi_{fd} \quad (\text{II.38})$$

$$E'_d = \omega \frac{x_{mq}}{x_{1q}} \varphi_{1q} \quad (\text{II.39})$$

$$E_{fd} = \frac{x_{md}}{r_{fd}} v_{fd} \quad (\text{II.40})$$

E'_d : f.e.m transitoire d'axe direct proportionnelle au flux de l'enroulement d'excitation.;

E'_d : f.e.m transitoire d'axe quadratique proportionnelle au flux de l'enroulement d'amortisseur;

E_{fd} : tension d'excitation.

Expression de la tension terminale

Pour les composantes, directe et quadratique, la résolution de II.27 et II.29 pour I_{fd} et I_{1q} , permet d'obtenir :

$$I_{fd} = \frac{\omega \varphi_{fd}}{x_{fd}} + \frac{x_{md}}{x_{fd}} I_d \quad (\text{II.41})$$

$$I_{1q} = \frac{\omega \varphi_{1q}}{x_{1q}} + \frac{x_{mq}}{x_{1q}} I_q \quad (\text{II.42})$$

En remplaçant les équations II.41 et II.42 en II.26 et II.28, nous avons :

$$V_d = -r'_a I_d + x'_q I_q + E'_d \quad (\text{II.43})$$

$$V_q = -r'_a I_q + x'_d I_d + E'_q \quad (\text{II.44})$$

La présentation vectorielle de la machine synchrone en régime transitoire est donnée par la figure II.5. D'après cette figure, la tension terminale V de la machine s'écrit sous la forme suivante :

$$\bar{V} = \bar{V}_q + \bar{V}_d = \bar{E}' - r'_a \bar{I} - j x'_q \bar{I} - j x'_d \bar{I}_d \quad (\text{II.45})$$

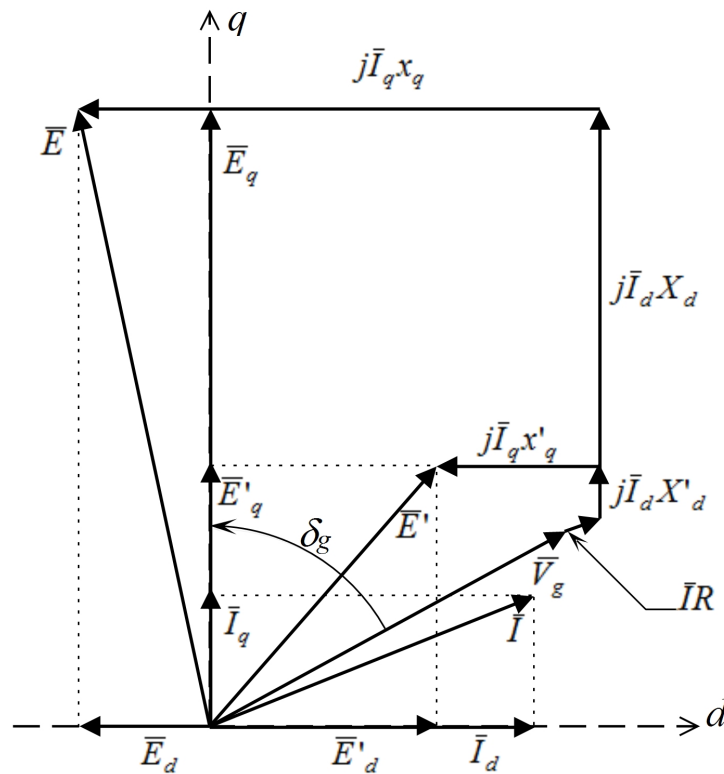


Figure II.5: Diagramme vectoriel de la machine synchrone

Modélisation en état dynamique

Considérons l'équation II.19 relative aux variations du flux dans l'enroulement inducteur, avec substitution des équations II.36, II.38, II.40 et II.41. L'équation de la dynamique de E'_q s'écrit donc :

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} \left(-E'_q - (x_d - x'_d) I_d + E_{fd} \right) \quad (\text{II.46})$$

L'équation régissant les variations du flux dans l'enroulement amortisseur est donnée par l'équation II.21 en utilisant les équations II.37, II.39 et II.42, après quelques manipulations il est possible d'obtenir l'équation relative à E'_d :

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T'_{qo}} \left(-E'_d - (x_q - x'_q) I_q \right) \quad (\text{II.47})$$

Il est à noter que dans le modèle (1.1), il est commode de définir les sources de tension équivalentes E'_d et E'_q qui sont utilisées comme variables d'état au lieu de φ_{fd} et φ_{1q} . Les avantages de ceci seront évidents lorsque nous considérons les équations du stator et du couple.

L'expression du couple électrique T_e est donnée par :

$$T_e = \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \quad (\text{II.48})$$

En remplaçant les équations II.41 et II.42 en II.26 et II.28, nous avons :

$$\varphi_d = x'_d i_d + E'_q \quad (\text{II.49})$$

$$\varphi_q = x'_q i_q - E'_d \quad (\text{II.50})$$

La substitution des équations II.49 et II.50 dans l'équation II.48 donne :

$$T_e = E'_d i_d - E'_q i_q + (x'_d - x'_q) i_d i_q \quad (\text{II.51})$$

II.2.6 Equation du mouvement

Pour une modélisation plus complète de l'alternateur, il faut ajouter l'équation dynamique mécanique (équation du mouvement ou Swing equation). L'équation du mouvement d'une machine synchrone est décrite par le produit du coefficient d'inertie et de l'accélération angulaire du système, qu'on appelle couple d'accélération. En effet :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = c_m^a - c_e^a = c_a^a \quad (\text{II.52})$$

d'où:

J : Moment d'inertie des masses tournantes (turbine et machine) (Kg .m2);

ω_m : Vitesse angulaire du rotor (mech. rad/s);

c_m^a : Couple mécanique (N.m) ;

c_e^a : Couple le couple électromagnétique (N.m) ;

c_a^a : Couple d'accélération (N.m).

L'équation différentielle II.52 peut être normalisée et exprimée en unité réduite (p.u.) comme:

$$\frac{2H}{\omega_{0m}^2} S_b \frac{d\omega_m}{dt} = C_m^a - C_e^a \quad (\text{II.53})$$

où:

ω_{0m} : Vitesse angulaire nominale du rotor (mech. rad/s);

S_b : Puissance apparente nominale du générateur (VA) ;

H : Constante d'inertie (Kg .m2).

La constante d'inertie H , est définie par:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J\omega_{0m}^2}{S_b} \quad (\text{II.54})$$

L'équation II.53 peut s'écrire:

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_m}{\omega_{0m}} \right) = \frac{c_m^a - c_e^a}{S_b/\omega_m} \quad (\text{II.55})$$

Pour le membre de gauche de l'équation II.53, on tient compte du fait que:

$$\frac{\omega_m}{\omega_{0m}} = \frac{\omega_r/P}{\omega_0/P} = \frac{\omega_r}{\omega_0} \quad (\text{II.56})$$

où ω_r est la vitesse angulaire du rotor, en el. rad/s; ω_0 est la vitesse angulaire nominale du rotor, en el. rad/s; et P est le nombre de paires de pôles de la génératrice synchrone. Le membre de droite de l'équation II.53, représente la différence entre les couples mécanique et électromagnétique, exprimée en p.u., est approximativement égale à la différence entre la puissance mécanique d'entrée et la puissance électrique de sortie :

$$\frac{C_m^a - C_e^a}{S_b/\omega_{0m}} = C_a = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.57})$$

où c_m ; c_e sont les couples mécaniques et électromagnétiques, en p.u. ; P_m ; P_e sont la puissance mécanique et la puissance électrique, en p.u., rapportées à S_b ; et c_a est le couple d'accélération, en p.u. Il résulte de l'équation II.55 :

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_0} \right) = C_a = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.58})$$

De plus, on a:

$$\omega = \frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \left(= \frac{\omega_r}{\omega_0} - 1 \right) \quad (\text{II.59})$$

et

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_0} \right) \quad (\text{II.60})$$

De l'équation II.58 il résulte l'équation du mouvement en unité réduit

$$2H \frac{d\omega}{dt} = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.61})$$

L'angle de charge δ est donné par :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_0 = \omega_0 \left(\frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \right) = \omega \omega_0 \quad (\text{II.62})$$

La dérivée de II.62 par rapport au temps, donne:

$$\frac{d^2\delta}{dt^2} = \omega_0 \frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (c_m - c_e) \quad (\text{II.63})$$

Ainsi, nous obtenons une autre forme de l'équation du mouvement :

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta}{dt^2} = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.64})$$

Généralement, l'équation différentielle du mouvement contient également une composante de couple d'amortissement, obtenue en ajoutant un terme proportionnel à l'écart de vitesse ω , dans l'équations II.64:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta}{dt^2} + \frac{D}{\omega_0} \frac{d\delta}{dt} = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.65})$$

où D , le coefficient d'amortissement, est déterminé soit à partir des données de conception soit par essai.

L'équation II.65 est une équation différentielle de deuxième ordre et décrit le mouvement du système. Cette équation peut être exprimée sous forme de deux équations du premier ordre en système per-unit, comme suite :

$$2H \frac{d\omega}{dt} + D\omega = C_m - C_e \approx P_m - P_e \quad (\text{II.66})$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_0 \omega \quad (\text{II.67})$$

II.2.7 Représentation d'état de la machine synchrone

Dans la modélisation des alternateurs, le modèle (3.3) est considéré comme le modèle le plus détaillé applicable aux turbo-alternateurs, tandis que les modèles (2.1) et (1.1)

sont largement utilisés pour les hydro-alternateurs [94]. Il convient de noter que si les modèles d'ordre supérieur fournissent de meilleurs résultats pour des applications spéciales, ils nécessitent également une détermination exacte des paramètres.

Avec des contraintes sur la disponibilité des données et pour l'étude de grands systèmes, il peut être adéquat d'utiliser le modèle (1.1) si les données sont correctement déterminées [95]. Ce modèle est obtenu négligeant certaines dynamiques rapides du modèle complet (le régime sub-transitoire) où la génératrice est représentée par un système de quatre équations différentielles II.66, II.67, II.46, II.47.

Considérons que l'alternateur est connecté à un réseau de taille importante (réseau

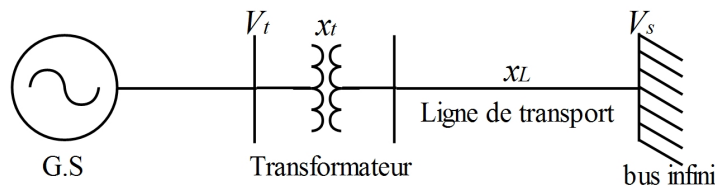


Figure II.6: Représentation schématique d'une machine synchrone connectée à un noeud (bus infini)

infini), (figure II.6) où le reste du réseau électrique a été remplacé par une réactance équivalente x_s et une source de tension équivalente V_s . Si les résistances des enroulements statoriques et celle de la ligne sont négligées, les composantes du courant statorique s'écrivent comme suite :

$$i_d = \frac{V_s \cos \delta - E'_q}{x_e + x'_d} \quad (\text{II.68})$$

$$i_q = \frac{V_s \sin \delta + E'_d}{x_e + x'_q} \quad (\text{II.69})$$

où: x_e est la réactance équivalente du transformateur et de la ligne, V_s est la tension du bus infini.

Les équations II.68, II.69 peuvent être substituées dans les équations : II.46, II.47 et II.51 pour exprimer les équations sous la forme:

$$\dot{x}_m = f_m(x_m, u_m) \quad (\text{II.70})$$

où:

$$x_m^t = [\delta \ \omega \ E'_d \ E'_q] \quad (\text{II.71})$$

$$u_m^t = [E_{fd} \ T_m] \quad (\text{II.72})$$

Ainsi, nous obtenons le système d'équations d'état suivante pour une machine connectée à un réseau infini (SMIB) :

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{dt} = \omega_0\omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2H} (P_m - P_e - D\omega) \\ \frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (-E'_q - (x_d - x'_d) I_d + E_{FD}) \\ \frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T'_{qo}} (-E'_d - (x_q - x'_q) I_q) \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

où:

$$\begin{cases} T_e \simeq P_e = E'_d I_d - E'_q I_q + (x'_d - x'_q) I_d I_q \\ I_d = \frac{V_s \cos \delta - E'_q}{x_e + x'_d} \quad , \quad I_q = \frac{V_s \sin \delta + E'_d}{x_e + x'_q} \\ V_d = E'_d - x'_q I_q \quad , \quad V_q = E'_q - x'_d I_d \\ V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

II.3 Les systèmes d'excitation

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de l'alternateur afin que ce dernier puisse fournir le niveau de puissance demandé ; de plus, en régime permanent, ce système fournit une tension et un courant continu mais en cas de perturbation sur le réseau il doit être capable également de faire varier rapidement la tension d'excitation. D'autre part, le système d'excitation fournit les limitations nécessaires pour assurer la protection de l'excitatrice elle-même, de l'alternateur et des autres équipements (turbine, réseau, ... etc) [96].

II.3.1 Éléments d'un système d'excitation

Le schéma fonctionnel d'un système d'excitation avec ces différentes parties et les éléments est présenté dans la figure II.7. La modélisation des différents composants du système d'excitation est décrite ci-dessous.

Transducteur de tension et compensateur de charge

Ceci est illustré à la figure II.8, le capteur mesure la tension aux bornes de la machine, la filtre et la transforme en un signal continue. Cette mesure sera par la suite comparée à la référence. Le filtre et le transducteur sont modélisés par une fonction de transfert

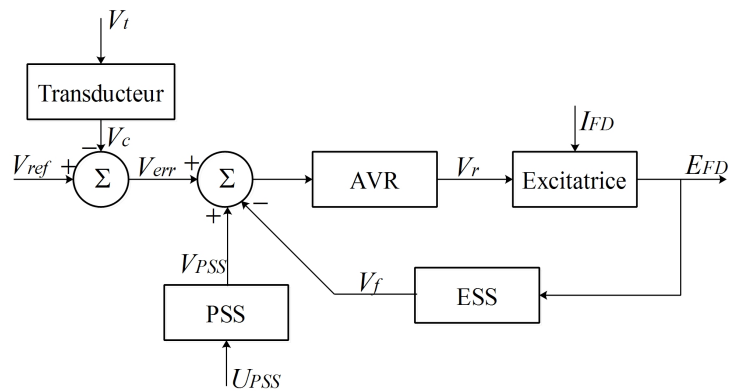


Figure II.7: Schéma fonctionnel d'un système d'excitation

avec une constante de temps T_r et un gain unitaire. Pour la plupart des systèmes, T_r est très petit et peut être considéré comme égal à zéro. De plus, le compensateur de charge

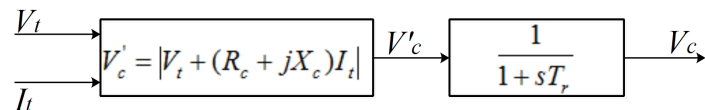


Figure II.8: Schéma fonctionnel d'un transducteur de tension et compensateur de charge.

est un élément additionnel et facultatif qui permet de conserver une tension constante en un point particulier distant des bornes de la machine. Notons que dans le cas où la compensation de charge n'est pas utilisée ($R_C = X_C = 0$), le schéma fonctionnel se réduit à un simple circuit de détection figure II.9.

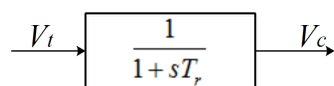


Figure II.9: Schéma block d'une détection simple.

L'excitatrice

Constitue l'élément de puissance du système d'excitation, elle fournit la puissance requise par l'enroulement d'inducteur de l'alternateur principal sous forme de tension et de courant continu.

Le régulateur

Permet de traiter et d'amplifier le signal d'entrée de l'excitatrice à un niveau et à une forme appropriés, cela inclut à la fois la fonction de stabilisation et de régulation. La figure II.10 montre un modèle schématique de partie amplificateur du régulateur, où T_a et K_a sont respectivement la constante de temps et le gain de l'amplificateur.

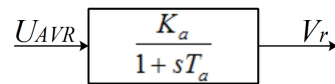


Figure II.10: Shéma block d'un régulateur.

Les limiteurs et les circuits protecteurs

Sont un ensemble de dispositifs de contrôle et de protection qui assurent que les limites du circuit d'excitation et de l'alternateur ne sont pas dépassées. Par exemple, limitation du courant et de la tension d'excitation figure II.11, limiteur de surexcitation, limiteur de tension terminal et limiteur de sous-excitation.

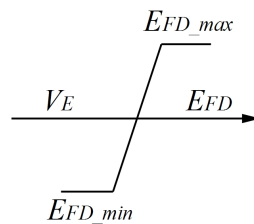


Figure II.11: Shéma block d'un limiteur.

Le stabilisateur de puissance (PSS)

Il fournit un signal d'entrée additionnel au régulateur (AVR) du système d'excitation afin d'amortir les oscillations de puissance à basse fréquence du réseau électrique. Dans la littérature, il existe plusieurs formes des stabilisateurs, la figure II.12 montre la structure d'un PSS conventionnel (ou PSS avance/retard), il utilise la variation de vitesse du rotor comme entrée où :

K_{PSS} est le gain de stabilisateur;

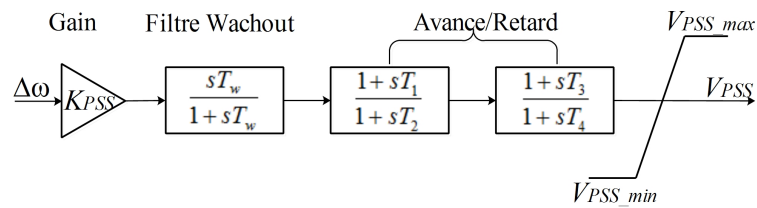


Figure II.12: Schéma block d'un PSS conventionnel.

T_s La constante du filtre [s];

T_1, T_2, T_3, T_4 et T_5 les constantes de temps des correcteurs avance-retard de phase.

On peut trouver un autre type de stabilisateur de puissance, ce type possède deux entrées (dual input), la structure de ce dernier est présentée dans la figure II.13, tels que:

- K_{s1}, K_{s2} sont les gains du stabilisateur;
- T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} et T_{d4} sont les constantes de temps des blocs correcteurs.

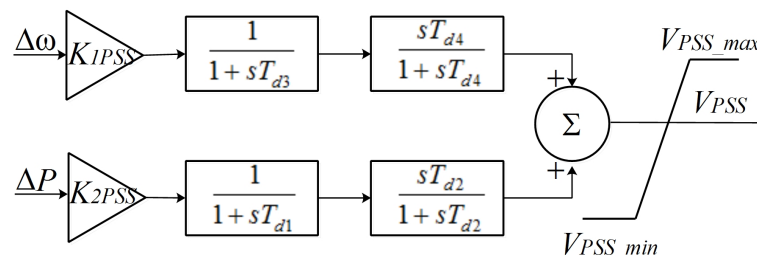


Figure II.13: Schéma block d'un PSS à deux entrées.

Stabilisateur de système d'excitation(ESS)

Les systèmes d'excitation comportent des circuits de stabilisation, qui interviendraient souvent en cas d'instabilité causée par un important temps de réponse (dans le cas d'un système d'excitation de type DC ou AC) ou dans le cas où le gain du régulateur de tension au stator est très faible. Les circuits stabilisateurs (sont introduits soit en série, soit en tant que rétroaction) apportent une compensation additionnelle à la boucle de régulation pour améliorer les performances dynamiques du système d'excitation.

La Figure II.14 montre un modèle schématique d'une compensation par rétroaction (ESS). Pratiquement ce type de stabilisateur peut être réalisé par un transformateur (supposé idéal) dont le secondaire est relié à une haute impédance. Par ailleurs, au lieu

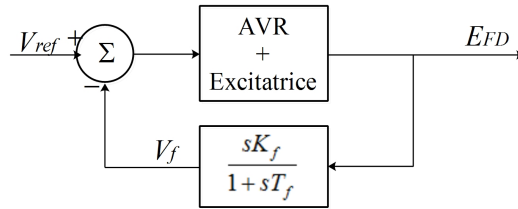


Figure II.14: Stabilisateur de système d'excitation (ESS).

d'une compensation de rétroaction pour l'ESS, un circuit d'avance/retard connecté en série avec le régulateur AVR peut être également utilisé, on parle d'une compensation série comme illustré à la figure II.15. Ce moyen de stabilisation est appelé réduction du gain transitoire (TGR). L'objectif du TGR est de réduire le gain transitoire ou le gain à des fréquences élevées. Une valeur typique du facteur de réduction de gain transitoire (T_b/T_c) est de 10 (T_c est généralement inférieur à T_b). Notons que si le stabilisateur du

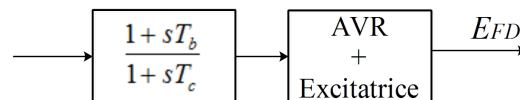


Figure II.15: Compensation série (TGR).

système de puissance (PSS) est spécifiquement utilisé pour améliorer l'amortissement du système, le TGR peut ne pas être requis.

II.3.2 Types de systèmes d'excitation

Dépendamment de la source d'alimentation (type d'excitatrice), les systèmes d'excitations pour les alternateurs sont principalement classés en trois types essentiels [42].

- Systèmes d'excitation à courant continu (DC).
- Systèmes d'excitation à courant alternatif (AC).
- Systèmes d'excitation statiques (ST).

Cette section donne une description des types des systèmes d'excitation ci-dessus, les différentes formes qu'ils prennent et leur structure générale.

Systèmes d'excitation à courant continu (DC)

L'excitation à courant continu est la première utilisée depuis l'année 1920 jusqu'au 1960 où elle a été remplacée par les deux autres types. Cette catégorie d'excitation utilise une machine à courant continu comme source d'excitation et alimentait directement l'enroulement d'excitation de l'alternateur principal par l'intermédiaire de bagues collectrices. La machine à courant continu peut être entraînée par un moteur ou par l'arbre de l'alternateur. De plus, elle peut être auto-excitée ou excitée séparément [71].

La figure II.16 représente un schéma simplifié d'un système d'excitation DC typique. L'amplificateur rotatif (amplidyne) est utilisé pour contrôler le courant d'excitation dans l'excitatrice. Si le régulateur amplidyne est hors service, le champ d'excitation sera en "commande manuelle" par réglage du rhéostat de champ.

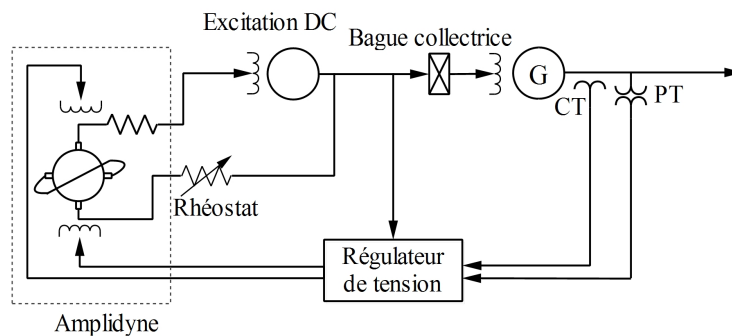


Figure II.16: Système d'excitation de type DC.

Systèmes d'excitation à courant alternatif

Dans un système d'excitation à courant alternatif, l'excitatrice est un alternateur. Généralement, l'excitatrice est sur le même arbre que l'alternateur principal. Afin de produire un courant d'excitation continu, l'excitatrice est associée à un redresseur stationnaire ou tournant. De plus, le redresseur utilisé peut être soit commandé ou non. Dans le cas d'un redresseur stationnaire, la sortie redressée alimente l'enroulement de l'inducteur du générateur principal à travers des bagues collectrices. Lorsque des redresseurs non commandés sont utilisés, le régulateur contrôle le champ de l'excitatrice de sorte à contrôler la tension de sortie de l'excitatrice. Un schéma simplifié d'un tel système d'excitation est illustré dans la figure II.17. Par ailleurs, si les redresseurs commandés sont utilisés, le régulateur contrôle directement la tension

de sortie de l'excitatrice comme le montre la figure II.18.

Les deux types d'excitation AC précédents présentent des inconvénients tel que l'usure

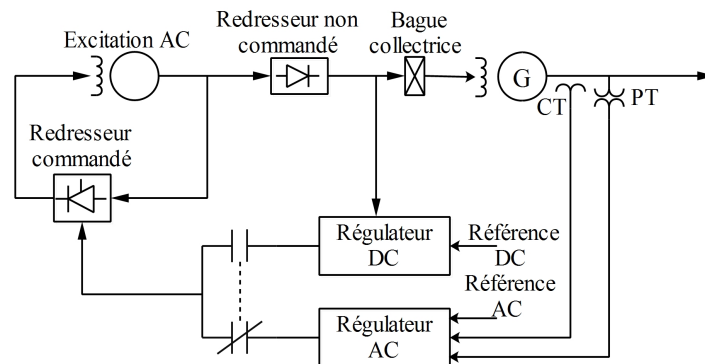


Figure II.17: Excitation de type AC avec redresseur non commandé.

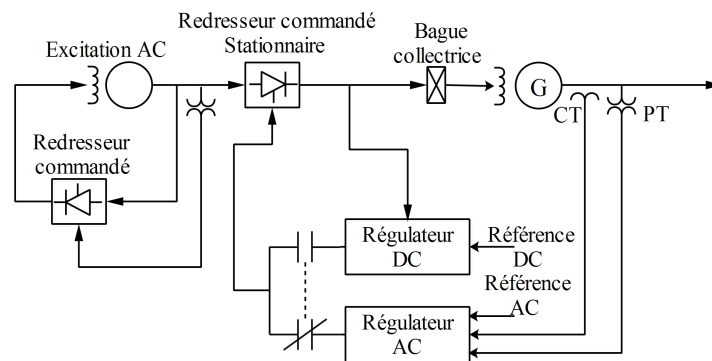


Figure II.18: Excitation type AC avec redresseur commandé.

des balais et de la poussière conductrice qu'ils dégagent (risque des courts-circuits) donc une maintenance périodique des bagues et du collecteur est nécessaire. Pour éviter ce problème, on utilise de nos jours les systèmes d'excitation sans balais (Brushless) dans lesquels l'alternateur-excitateur et les redresseurs sont montés en bout d'arbre et tournent ensemble avec l'alternateur principal. Les enroulements d'excitation de ce dernier sont reliés directement à la sortie de redresseur. La figure II.19 illustre l'excitation AC de type Brushless.

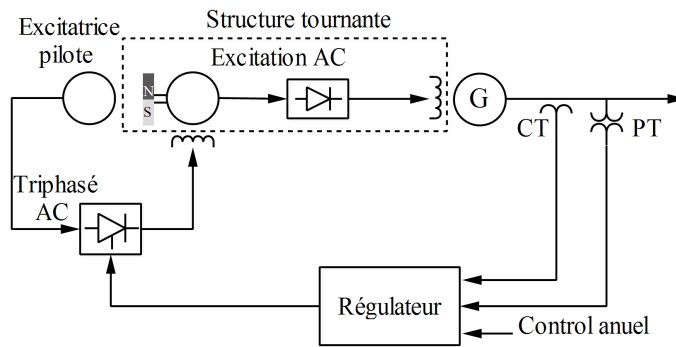


Figure II.19: Système d'excitation de type Brushless.

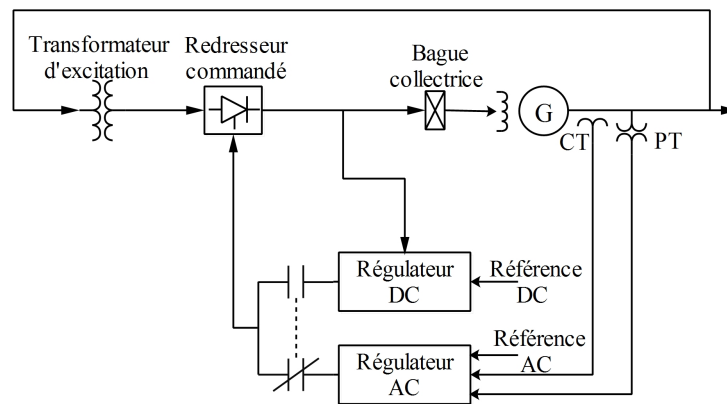


Figure II.20: Système d'excitation statique par redresseur commandé à source de tension

Systèmes d'excitation statique

Dans ces systèmes, des transformateurs sont utilisés pour convertir la tension (et également le courant dans les systèmes composés) au niveau requis de la tension d'excitation. Des redresseurs contrôlés ou non contrôlés sont ensuite utilisés pour fournir la tension continue pour l'inducteur de l'alternateur principal. Notons que l'alimentation électrique des transformateurs peut être provenir de l'alternateur principal, d'un réseau axillaire ou dans certains cas à partir des enroulements auxiliaires de l'alternateur. On distingue trois formes d'excitation statique :

- Système statique avec redresseur commandé à source de tension.
- Système statique avec redresseur non commandé à source combinée.

- Système statique avec redresseur commandé à source combinée.

La plus répandue en pratique est le système statique avec redresseur commandé à source de tension, (voir figure II.20). Dans ce système, la tension d'excitation est fournie par un transformateur à partir de la borne de l'alternateur ou d'un réseau auxiliaire et régulée par un redresseur contrôlé. Ce type de système d'excitation est également communément appelé système statique alimenté par réseau ou par transformateur.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation d'un alternateur connecté à un réseau infini, dans le but d'identifier ces paramètres.

Dans un premier temps nous avons donné une description matérielle de la machine synchrone et présenté les équations mathématiques qui permettent de la modéliser. Ainsi, un modèle du quatrième ordre ou modèle (1.1) a été élaboré et mis sous forme d'équations d'état. Nous avons également donné une description des systèmes d'excitation, de leurs différents composants et de leurs types.

Chapitre III

Identification des paramètres d'un alternateur connecté à un réseau infini

III.1 Introduction

La connaissance des paramètres des alternateurs des centrales électriques est un sujet d'intérêt croissant dans le but d'améliorer le contrôle, de surveiller et de diagnostiquer. Il existe différentes manières suggérées dans la littérature pour déterminer les paramètres des modèles dynamique des alternateurs. Dans cette section, nous donnons un bref aperçu sur la méthode du modèle (ou méthode à erreur de sortie). Après analyse de cette méthode, nous présentons l'algorithme que nous allons utiliser pour la minimisation du critère quadratique qui est la recherche fractale stochastique. Dans la suite du chapitre nous proposons une procédure d'identification basée sur la méthode à erreur de sortie et la recherche fractale stochastique (OE-SFS) pour identifier les paramètres du modèle dynamique d'ordre quatre d'un alternateur connecté à un réseau infini.

Pour démontrer l'efficacité de l'approche d'identification proposée dans ce chapitre, les résultats seront comparés à ceux obtenus lorsqu'on remplace l'algorithme SFS par l'algorithme PSO (OE-PSO).

III.2 Technique d'identification

La méthode à erreur de sortie (connue aussi sous le nom la méthode du modèle) permet d'une part de déterminer les paramètres du modèle quelque soient les entrées-sorties, d'autre part, elle tolère des structures variées du modèle mathématique, lui-même. De ce fait, cette méthode est extrêmement utilisée pour déterminer les paramètres des

machines électriques dont le modèle est sous forme d'équations d'état.

III.2.1 Principe de la méthodes à erreur de sortie (l'approche hors-ligne)

La méthode à erreur de sortie (OE) repose sur la définition d'un modèle mathématique, issu des lois de la connaissance, fonction d'un ensemble de paramètres auxquels on peut attribuer une signification plus ou moins physique que l'on compare au système réel.

Cette méthode essentiellement caractérisée par la simulation de la sortie à partir de la seule connaissance du modèle et de l'excitation (l'entrée). Grâce à cette procédure, la sortie simulée est indépendante de la perturbation affectant le système (dans le cas d'absence de bouclage). Deux différentes approches sont possibles. La première, consiste à minimiser un critère quadratique par programmation non linéaire, donnant des algorithmes hors-ligne. La deuxième approche proposée dans [97], utilise la théorie de la passivité pour obtenir un algorithme d'adaptation récursif qui ne minimise aucun critère quadratique. La figure III.1 montre le schéma de principe de la méthode à

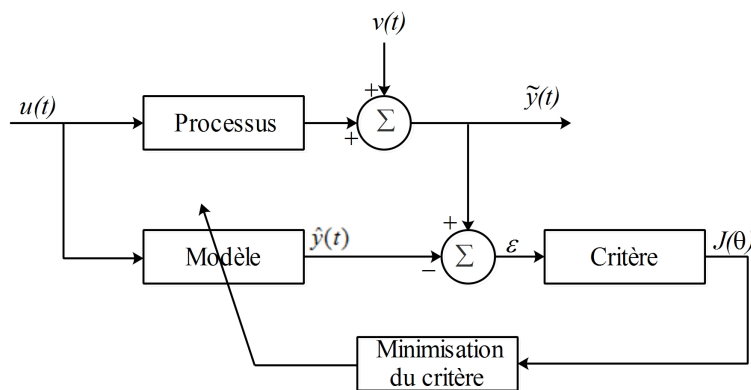


Figure III.1: schéma de principe de la méthode à erreur de sortie

erreur de sortie appliquée à l'identification utilisant l'approche hors-ligne.

Afin de simplifier la présentation, nous considérons un système MIMO ($y(t)$ et $u(t)$ sont considérés mono dimensionnels). Supposons un système défini par un modèle d'état général décrivant la réponse $y(t)$ à l'excitation $u(t)$, dépendant du vecteur de paramètres θ :

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x, \theta, u) \\ y = f(x, \theta, u) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où: g et f sont des fonctions, généralement non linéaires, issues des lois de la connaissance.

De plus, considérons un ensemble K de données expérimentales $\{u_k, \tilde{y}_k\}$ acquises pendant une période de temps $[0 \ t]$ avec une période d'échantillonnage T_e , telle que $t = kT_e$. Le problème d'identification consiste à déterminer un modèle qui explique au mieux ces données, donc de déterminer une estimation $\hat{\theta}$ de θ de telle sorte que la sortie simulée \hat{y} approche au mieux la sortie accessible à la mesure y .

Considérons $\hat{\theta}$ une estimation de θ . Alors, grâce à $u(t)$, connue aux instants d'échantillonnage, on obtient une simulation \hat{y}_k de la sortie réelle, soit:

$$\begin{cases} \hat{x} = g(\hat{x}, \hat{\theta}, u) \\ \hat{y} = f(\hat{x}, \hat{\theta}, u) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Alors, on définit l'erreur de prédiction (résidu) notée ε_k entre la sortie réelle et la sortie simulée comme:

$$\varepsilon_k = \tilde{y}_k - \hat{y}(u_k, \hat{\theta}) \quad (\text{III.3})$$

où:

$\tilde{y}_k = y_k + v_k$: mesure de la sortie y_k perturbée;

y_k : valeur exacte de la sortie;

v_k : perturbation aléatoire;

ε_k : résidu.

La valeur optimale du vecteur paramètre θ est obtenue par minimisation du critère quadratique J , où:

$$J(\hat{\theta}) = \sum_{k=1}^K \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^K \left(\tilde{y}_k - \hat{f}_k(u, \hat{\theta}) \right)^2 \quad (\text{III.4})$$

Ainsi, le problème d'identification est transformé à un problème d'optimisation d'une fonction à plusieurs variables et s'effectue d'une manière itérative à l'aide des méthodes de programmation non linéaire (PNL). Les étapes décrites ci-après, résument le principe de cette méthode.

- **Étape 1** : un vecteur $\hat{\theta}_0$ de paramètres initiaux du modèle est donné par une méthode d'identification.

- **Etape 2** : on crée un modèle du système à partir des paramètres estimés.
- **Etape 3** : la sortie réelle $y(t_k)$ et la sortie simulée $\hat{y}(t_k)$ sont comparées afin de créer un critère quadratique J à minimiser.
- **Etape 4** : le critère quadratique est minimisé à l'aide d'un algorithme d'optimisation de type PNL.
- **Etape 5** : La minimisation du critère fournit un nouveau jeu de paramètres $\hat{\theta}$.
- **Etape 6** : On recommence ainsi de l'étape 2 jusqu'à la satisfaction du critère d'arrêt.

Notons que, le critère d'arrêt peut être défini soit, par un nombre prédéfini d'itérations, par une valeur minimale pour la fonction objective, par le temps de recherche maximal, ou la combinaison de ceux-ci.

III.2.2 L'optimisation par la Recherche Fractale Stochastique

Dans le cas où le modèle à identifier est linéaire et simple l'optimisation s'effectue par des méthodes numériques classiques, telles que la méthode du gradient, méthode de Gauss –Newton, méthode de Levenberg-Marquardt [59]. Puisque ces méthodes nécessitent la connaissance des dérivées premières ou secondes du critère par rapport aux paramètres, l'application de ces méthodes dans l'identification des modèles non linéaires complexes présente des difficultés analytiques et informatiques [45]. Contrairement aux algorithmes d'optimisation classique dont les applications sont limitées par la structure du modèle, les techniques d'optimisation modernes, basées sur l'intelligence artificielle et les techniques de recherche métaheuristique, n'ont pas d'exigences particulières sur la structure du modèle. Ces techniques ne dépendent que de la fonction objectif, d'où ils sont très utilisés dans le cas des modèles complexes.

Nous trouvons dans la littérature technique plusieurs méthodes d'optimisation métaheuristique l'une des plus récentes est la recherche fractale stochastique (*SFS* pour *Stochastic Fractal Search*). *SFS* est une technique d'optimisation globale à base de population proposée pour la première fois par Salimi en 2015 [98], elle appartient à la famille d'algorithmes évolutionnaires. elle est basée sur un concept mathématique de base appelé " fractale". La fractale est une propriété d'un objet qui provoque l'autosimilarité[99].

L'auteur d'abord a proposé la recherche fractale (FS) qui utilise l'agrégation limitée par diffusion (DLA). DLA est l'une des méthodes les plus couramment utilisées pour

généraliser des objets en forme de fractale. Pour simuler la croissance de DLA, la recherche fractale utilise le processus de Lévy et les marches gaussiennes. La figure III.2 montre une fractale aléatoire générée par la méthode DLA.

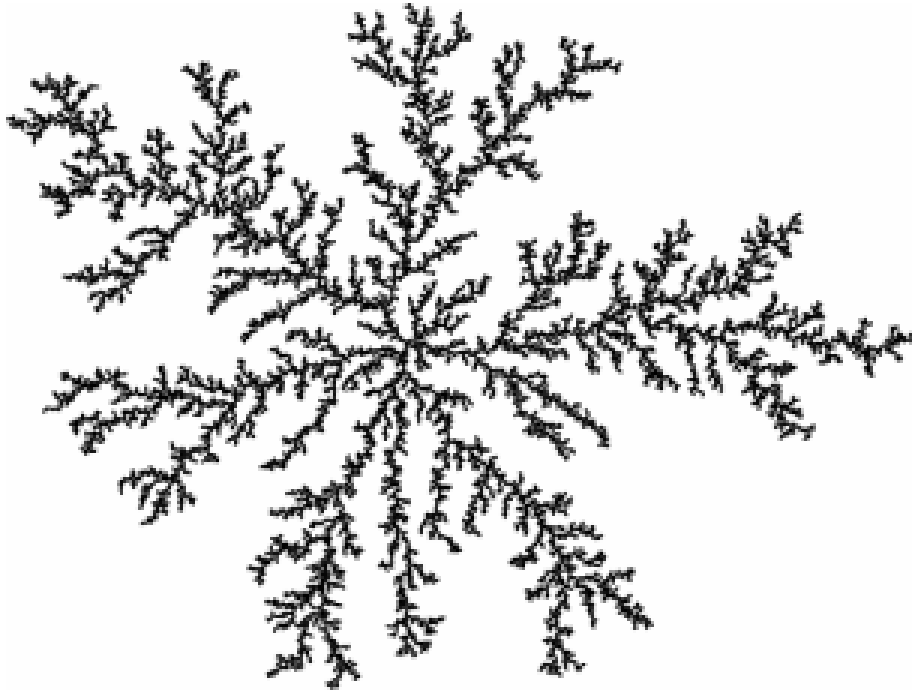


Figure III.2: Une structure fractale générée par la méthode DLA

Malgré l'efficacité de l'algorithme FS, il présente quelques inconvénients. Le premier inconvénient est lié au grand nombre de paramètres d'entrée (Les paramètres de control de l'algorithme) qui rendent trop difficile le réglage de l'algorithme. L'autre inconvénient est que l'information de la meilleure solution à chaque itération n'est pas partagée entre les autres points [98]. Ce sont les motivations derrière la proposition de l'algorithme SFS par l'auteur.

Au départ, l'algorithme SFS commence par une initialisation aléatoire d'un nombre N_p de points initiaux (solutions candidates, solution potentielle) dans l'espace de recherche en prenant en considération les contraintes. Ensuite, une fonction fitness (fonction objectif) évalue chaque point pour mesurer leur qualité et déterminer la meilleure solution. Après, l'algorithme utilise deux processus principaux, un processus de diffusion et un processus de mise à jour, pour converger de manière itérative vers la

meilleure solution.

Le processus de diffusion

C'est une étape d'exploitation, basée sur le concept de fractales mentionné ci-dessus. Le processus de diffusion essaie d'augmenter la possibilité de trouver des meilleures solutions. Ainsi, chaque solution candidate est diffusée et génère d'autres solutions candidates. Pour réaliser ce processus, SFS utilise deux démarches gaussiennes aléatoires, définies par les équations III.5 et III.6 en faisant une permutation aléatoire entre les deux, avec une probabilité appropriée. La figure III.3 illustre un exemple de diffusion d'une solution x_i .

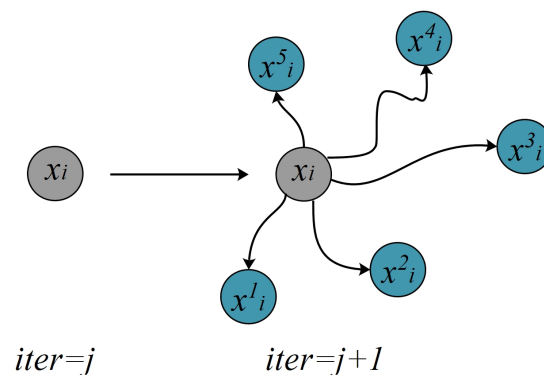


Figure III.3: Principe du processus de diffusion

$$x_i^g = \text{Gaussian}(\mu, \sigma) + (r_1 G_{best} - r_2 x_i) \quad (\text{III.5})$$

$$x_i^g = \text{Gaussian}(\mu, \sigma) \quad (\text{III.6})$$

Où: x_i est une solution candidate, G_{best} est la meilleure solution trouvée jusqu'à l'itération actuelle. r_1, r_2 sont deux nombres tirés uniformément dans l'intervalle $[0, 1]$. μ et σ représentent la moyenne et l'écart type des équations gaussiennes, respectivement.

La moyenne μ dans l'équation III.5 est la meilleure solution globale G_{best} , mais dans l'équation III.6 est la solution candidate x_i . L'écart type σ pour les deux gaussiennes

est calculé à partir de l'équation suivante III.7 .

$$\sigma = \frac{\log(iter)}{iter} (x_i - G_{best}) \quad (III.7)$$

Notons que, l'équation III.5 permet de générer une nouvelle solution autour de la meilleure solution globale G_{best} . Alors que, l'équation III.6 génère une solution autour de la solution potentielle. La permutation aléatoire entre ces deux équations (selon une probabilité appropriée) permet d'exploiter d'une part la zone de la meilleure solution G_{best} et d'autre part la zone de la solution candidate x_i .

De plus, le terme $\log(iter)/iter$ dans l'équation III.7 permet à l'écart type σ au début de prendre une valeur croissante pour que la taille des sauts gaussiens soit large, donc les solutions générées sont loin des solutions initiales, afin d'explorer les différentes régions dans l'espace de recherche. A partir de certain nombre de génération, σ prend une valeur décroissante, cela permet de concentrer la recherche dans les zones prometteuses.

Le processus de mise à jour

C'est une étape d'exploration, le processus de mise à jour est le processus de génération d'une nouvelle solution en mélangeant avec d'autres solutions de manière aléatoire, cela se fait en deux étapes, la première étape implique des mises à jour par élément, tandis que la deuxième étape est juste une somme pondérée de plusieurs vecteurs dans la population.

Au départ, chaque point x_i est classé selon la valeur de leur fonction objectif et reçoit une valeur de probabilité P_{ai} selon l'équation suivante:

$$P_{ai} = \frac{rank(x_i)}{N} \quad (III.8)$$

où N est le nombre de points dans le groupe, P_{ai} est la probabilité calculée pour un point x_i et $rank(x_i)$ est le rang du point x_i dans le groupe.

Puis, dans le premier processus de mise à jour chaque point qui satisfait la condition suivante : $P_{ai} < \epsilon$, où ϵ est un nombre tirés uniformément dans l'intervalle $[0, 1]$, sa position est mise à jour suivant l'équation suivante:

$$x'_i(j) = x_r(j) - r(x_t(j) - x_i(j)) \quad (III.9)$$

où x_r et x_t sont deux solutions candidates sélectionnées aléatoirement du groupe, r est un nombre tirés uniformément dans l'intervalle $[0 1]$.

À la fin du premier processus de mise à jour, le second commence en évaluant à nouveau tous les points résultants de même manière que dans le premier processus. Puis, chaque solution qui satisfait la condition $P_{ai} < \epsilon$, sa position est mise à jour suivant les équations III.10 et III.11 en faisant une permutation aléatoire entre eux.

$$x_i'' = x_i' - r(x_t' - G_{best}) \quad \text{si } r' \leq 0.5 \quad (\text{III.10})$$

$$x_i'' = x_i' - r(x_t' - x_r') \quad \text{si } r' > 0.5 \quad (\text{III.11})$$

où x_t' , x_r' sont deux solutions candidates sélectionnées aléatoirement du groupe et obtenus à partir de la première étape de mise à jour, r et r' sont deux nombres tirés uniformément dans l'intervalle $[0 1]$.

Notez que la position d'un point est mise à jour à l'aide des équations III.10 et III.11 si et seulement si la valeur de la fonction objectif de sa nouvelle position est meilleure que la valeur de la fonction objectif de sa position précédente. Le pseudocode décrit ci-après, résume le fonctionnement de l'algorithme SFS.

III.3 Mise en oeuvre de la methode OE-SFS

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que sous certaines conditions un alternateur connecté à un réseau infini peut être décrit par un modèle du quatrième ordre ou modèle (1.1) sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{dt} = \omega_0\omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2H} (P_m - P_e - D\omega) \\ \frac{dE_q'}{dt} = \frac{1}{T_{do}'} (-E_q' - (x_d - x_d') I_d + E_{FD}) \\ \frac{dE_d'}{dt} = \frac{1}{T_{qo}'} (-E_d' - (x_q - x_q') I_q) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

où:

$$\begin{cases} T_e \simeq P_e = E_d' I_d - E_q' I_q + (x_d' - x_q') I_d I_q \\ I_d = \frac{V_s \cos \delta - E_q'}{x_e + x_d'} \quad , \quad I_q = \frac{V_s \sin \delta + E_d'}{x_e + x_q'} \\ V_d = E_d' - x_q' I_q \quad , \quad V_q = E_q' - x_d' I_d \\ V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

D'après l'équation III.12, nous définissons $\theta = [x_d \ x_d' \ T_{do}' \ x_q \ x_q' \ T_{qo}' \ J \ D]$ comme

Algorithme 1 : SFS Algorithm

Input : Convergence criterion, Population size PZ , Maximum Diffusion Process MDN ;

Output : The best point in all generation;

Initialization;

Set the Stochastic Fractal Search parameters;

Set the lower bound lb and the upper bound ub ;

Generation an initial population P randomly;

while *The convergence criterion is not satisfied* **do**

 Call Diffusion Process;

for $i \leftarrow 1$ to PZ **do**

for $j \leftarrow 1$ to MDN **do**

 Create a new points P' ;

$P \leftarrow P'$;

end

end

 Call the Firest Updating Process;

 Rank all points P obtiend by the Diffusion Process;

for $i \leftarrow 1$ to PZ **do**

if $rand [0, 1] \geq Pai$ **then**

 Update the component j of point P_i ;

else

 Do nothing;

end

end

 Call the second Updating Process;

 Rank all points P obtained by the first Update Process;

for $i \leftarrow 1$ to PZ **do**

if $rand [0, 1] \geq P'_{ai}$ **then**

 Update the component j of point P_i ;

else

 Do nothing;

end

end

end

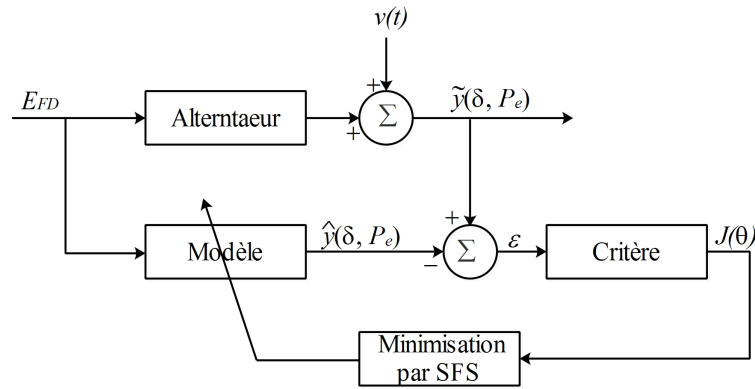


Figure III.4: Shéma block de la méthode OE-SFS

le vecteur qui combine tous les paramètres à estimer. En appliquant la méthodologie présentée aux paragraphes précédents, on procède à déterminer les paramètres du vecteur θ .

Premièrement, l'alternateur et le modèle (simulé avec des paramètres préliminaires $\hat{\theta}_0$) sont excités avec la même excitation (entrée) E_{FD} dans les mêmes conditions initiales. Ensuite, les sorties du système et du modèle sont comparées au sein du bloc d'évaluation des performances selon une fonction objectif donnée par:

$$J = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon^T \varepsilon \quad (\text{III.14})$$

où:

$\varepsilon = y_i - \hat{y}_i$, y et \hat{y} sont les vecteurs des mesures des sorties du système et du modèle respectivement;

N représente la longueur du vecteur de sortie mesuré.

Le vecteur de mesure utilisé dans ce travail est l'angle du rotor δ et la puissance électrique P_e , c'est-à-dire $y = [\delta \ P_e]^T$. Alors, l'équation III.14 s'écrit :

$$J = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N (\delta_i - \hat{\delta}_i)^2 + \sum_{i=1}^N (P_{e_i} - \hat{P}_{e_i})^2 \right) \quad (\text{III.15})$$

Une fois que toutes les solutions candidates ont été évaluées, la méthode d'identification peut mettre à jour le vecteur de solutions candidates. Les nouvelles solutions candidates seront utilisées pour mettre à jour le modèle pour la prochaine itération. Le processus

est répété jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait.

III.4 Identification des paramètres d'un SMBI

Dans cette partie, la méthode d'identification basée sur l'algorithme SFS (OE-SFS) décrite dans le paragraphe précédent va être utilisée pour identifier les paramètres du modèle dynamique d'ordre quatre d'un alternateur connectée à un réseau infini (SMBI). Nous procédons à des simulations de la machine avec des valeurs de paramètres que nous connaissons d'avance. C'est-à-dire nous considérons les données de simulation comme des données issues d'essais pratiques. La méthode OE-SFS doit permettre d'obtenir les mêmes paramètres de cette machine.

Les résultats d'identification seront présentés dans deux cas : cas nominal (sans bruit de mesure) et dans le cas de présence de bruit de mesure. En outre, pour évaluer l'efficacité de la méthode d'identification proposée, les résultats seront comparés à ceux obtenus lorsque on remplace l'algorithme SFS par l'algorithme PSO (OE-PSO).

III.4.1 Cas nominal (sans bruit de mesure)

Des tests numériques sont présentés dans cette section pour illustrer les performances de l'approche proposée dans le cas d'absence de bruit de mesure. Revenons au modèle dynamique de l'alternateur III.12, puisque la tension d'excitation E_{FD} est un signal électrique et peut être perturbée et mesurée plus facilement que le couple mécanique T_m , nous considérons seule la tension d'excitation comme entrée du système et l'entrée mécanique T_m est considérée comme constante [29]. Le vecteur des sorties mesurées du système est défini comme $y = [\delta \ Pe]$.

Pour simuler le comportement du système, un signal de type séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA), représenté sur la figure III.5, est appliqué à la tension d'excitation E_{FD} dans un intervalle de temps $[0 \ t_f]$ avec un temps d'échantillonnage $T_s = 5ms$.

Le signal SBPA est un signal formé d'impulsions rectangulaires modulées aléatoirement en largeur, qui approxime un bruit blanc discret, donc riche en fréquences et de valeur moyenne nulle, ne modifiant pas le point de fonctionnement du système. La réponse du système correspondante est illustrée aux figures III.6.a, b.

Après avoir récolté les informations, l'angle du rotor δ et la puissance électrique Pe , nous fixerons l'objectif principal pour identifier le vecteur inconnu des huit paramètres suivants : $\theta = [x_d \ x'_d \ T'_{do} \ x_q \ x'_q \ T'_{qo} \ J, \ D]$.

Notons que le point de fonctionnement a été choisi pour être $P_e = 0.8 \ P.U$, $Q_e =$

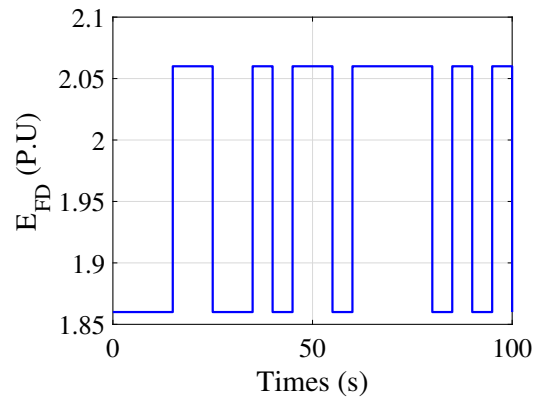


Figure III.5: La tension d'excitation

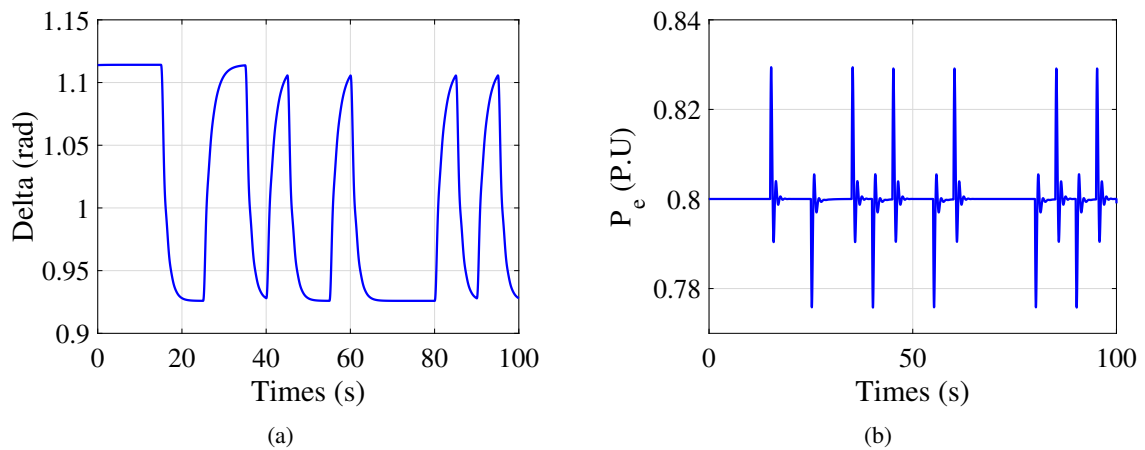


Figure III.6: Données collectées à partir du modèle du quatrième ordre

$0.3 P.U$, $V = 1 P.U$. Les conditions initiales utilisés pour la simulation sont : $\delta_0 = 1.042 \text{ rad}$, $E'_{q0} = 0.967 P.U$ et $E'_{d0} = -0.52 P.U$.

De plus, pour rendre la comparaison plus équitable dans l'évaluation de la fonction objectif, la taille de la population pour les deux algorithmes (PSO et SFS) est fixée à $PZ = 20$ et le nombre d'itérations est défini à $N_{iter} = 300$, tableau III.1. Aussi, les intervalles de recherche sont identiques dans les deux algorithmes (de 10% à 1000% de la valeur réelle pour chaque paramètre). Par ailleurs, afin de surmonter le caractère aléatoire des méthodes d'optimisation métaheuristiques, on effectue 50 simulations (50 exécutions indépendantes). Ensuite, les critères suivants sont retenus pour évaluer les deux approches :

Table III.1: Les paramètres de control pour les deux algorithmes (PSO et SFS)

Paramètres de control	PSO	SFS
Taille de la population PZ	20	20
Nombre d'itération N_{iter}	300	300
Nombre de diffusion maximale MDN	-	5
Coefficient d'apprentissage des particules C_1	2	-
Coefficient d'apprentissage de la population C_2	2.01	-
Coefficient d'inertie w_{max}	0.9	-
Coefficient d'inertie w_{min}	0.2	-

- L'erreur relative (l'erreur en pourcentage) qui est définie comme :

$$err = \frac{|x - \bar{x}|}{x} \times 100 \quad (\text{III.16})$$

où:

err est l'erreur relative, x est la valeur réelle d'un paramètre, \bar{x} sa valeur moyenne estimée.

- L'écart type Std est donné par :

$$Std = \sqrt{\frac{1}{50} \sum_{i=1}^{50} (x_i - \bar{x})^2} \quad (\text{III.17})$$

où : \bar{x} est la moyenne de la variable x , x_i est le i^{me} échantillon.

Le but du calcul de l'écart-type réside dans le fait qu'il permet de mesurer la dispersion autour de la moyenne, c'est-à-dire qu'il permet de mesurer la stabilité de la méthode proposée, ainsi plus l'indice Std est petit, plus les résultats obtenus au cours de 50 essais sont proches l'une de l'autre. Autrement dit, la méthode, même si elle est stochastique, elle converge toujours vers les mêmes paramètres. Le tableau III.2 illustre les résultats obtenus utilisant les deux approches OE-SFS et OE-PSO.

Ces résultats mettent en évidence le niveau élevé des performances sous l'approche OE-SFS par rapport à OE-PSO. On constate que, dans le pire des cas l'erreur relative pour OE-SFS est: $1.4 \times 10^{-4}\%$, par contre, elle est supérieure à 0,012% en utilisant OE-PSO. Cela implique que la précision de l'algorithme SFS est meilleure que celle du PSO.

On peut noter également une grande erreur relative qui caractérise les valeurs identifiées des paramètres x'_d et T'_{do} par l'approche OE-PSO, cela peut être interprété

Table III.2: Résultats d'identification dans le cas nonbruité.

paramètre	J	D	x_d	x'_d	
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	
valeur réelle	0.052	0.05	2.072	0.568	
OE-PSO	Valeur moyenne	0.0453	0.15	2.0694	0.1136
	Erreur relative (%)	14.77	66.66	0.12	400
	Ecart type Std	0.0329	0.025	0.1293	1.9969
OE-SFS	Valeur moyenne	0.05200009	0.049999	2.0719999	0.568001
	Erreur relative (%)	1.8×10^{-4}	1.4×10^{-3}	1.8×10^{-6}	2×10^{-4}
	Ecart type Std	1.1×10^{-6}	7×10^{-6}	8.7×10^{-6}	6.1×10^{-5}
paramètre	x_q	x'_q	T'_{do}	T'_{qo}	
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	
valeur réelle	1.595	0.2	1.14	1.08	
OE-PSO	Valeur moyenne	1.6066	0.5096	0.2280	5.4000
	Erreur relative (%)	0.72	60	400	80
	Ecart type Std	0.0685	0.3761	1.79	3.36
OE-SFS	Valeur moyenne	1.59500002	0.199998	1.1400014	1.080002
	Erreur relative (%)	1.6×10^{-6}	5.6×10^{-4}	1.3×10^{-4}	2.4×10^{-4}
	Ecart type Std	1.6×10^{-5}	3.9×10^{-5}	01.3×10^{-4}	2.9×10^{-4}

avec le principal inconvénient de l'algorithme PSO qui se converge facilement vers les optimums locaux [21].

De plus, le tableau montre que la valeur maximale de l'écart type Std est inférieure à 10^{-4} pour tous les paramètres identifiés par l'approche OE-SFS, par contre elle est supérieure à 0,02 pour l'approch OE-PSO ce qui signifie que les paramètres obtenus par OE-SFS dans les cinquante tests sont plus proches de la moyenne. On peut conclure que la méthode OE-SFS est plus stable que la méthodes OE-PSO.

La capacité de recherche et la stabilité des deux approches sont évaluées par la valeur moyenne (**MFV**) et l'écart type (**SDFV**) de la fonction objectif définis comme dans les équations III.16 et III.17 respectivement. Le tableau III.3 présente les résultats obtenus pour les cinquante essais.

Nous constatons que le MFV de la méthode OE- SFS est plus petit que celui de OE-PSO. Cela signifie que OE-SFS a une forte capacité de recherche et peut converger vers une solution optimale. En revanche, le SDFV de OE-SFS est plus petit que celui de OE-PSO, ça veut dire que les cinquante valeurs de la fonction objective sont moins dispersées autour de la moyenne, ce qui confirme la stabilité de la méthode OE-SFS. Les figures III.7.a, b illustrent la réponse du système ainsi que la réponse du modèle simulé utilisant les paramètres identifiés (valeurs moyennes pour les cinquante essais) par les deux méthodes OE-PSO et OE-SFS. La distance des courbes de réponse des deux approches à celles du système sont tracées sur les figures III.8.a, b. Par rapport au

Table III.3: Comparaison de **MFV** et de **SDFV** de la fonction objectif dans le cas nominal.

	la valeur moyenne (MFV)	l'écart type (SDFV)
OE-PSO	0.039	0.0012
OE-SFS	1.2×10^{-6}	9.1×10^{-7}

OE-PSO, les sorties du modèle utilisant les paramètres identifiés par OE-SFS sont très proches de celles du système, ce qui confirme que les paramètres identifiés par la méthode OE-SFS sont plus précis et efficaces que ceux fournis par la méthode OE-PSO. Les figures III.9, III.10 illustrent respectivement l'évolution de la fonctions

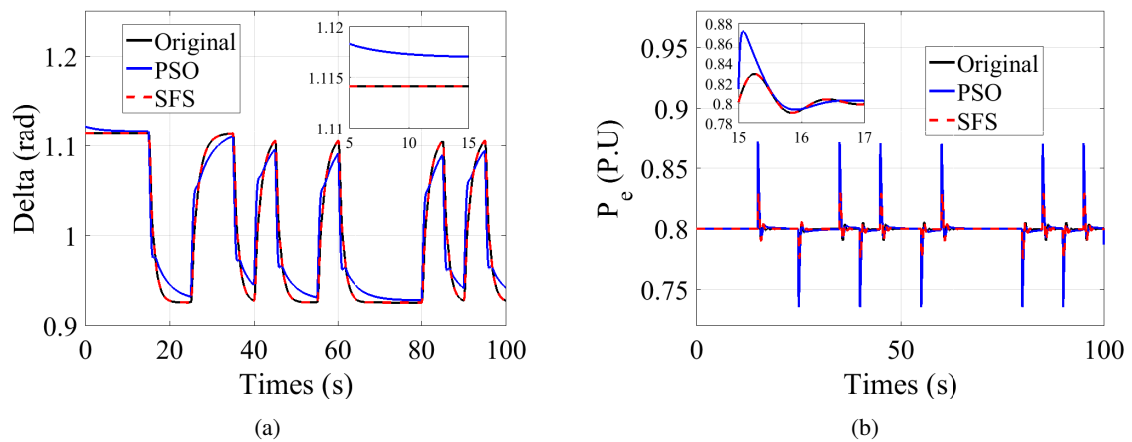


Figure III.7: Sorties simulées

objectif et des paramètres estimés. On peut clairement noter les performances supérieures de la méthode OE-SFS en termes de précision et de vitesse de convergence, où seulement 100 itérations sont nécessaires pour que l'approche proposée atteigne les valeurs exactes des paramètres et zéro fitness par rapport à plus de 300 itérations pour la méthode OE-PSO sans atteindre de telles performances. Les résultats présentés dans la figure III.10 confirment l'efficacité de la méthode OE-SFS à identifier les paramètres réels du modèle considéré et à éviter le problème des minima locaux auquel est clairement confrontée la méthode OE-PSO.

L'évolution du minimum de la fonction objectif pendant 50 essais pour les deux méthodes est illustrée sur la figure III.11. En plus de sa grande précision, on peut clairement noter la stabilité qui caractérise la méthode OE-SFS par rapport à la méthode OE-PSO. La méthode proposée donne une fonction de coût quasi nulle avec une précision de l'ordre de 10^{-6} .

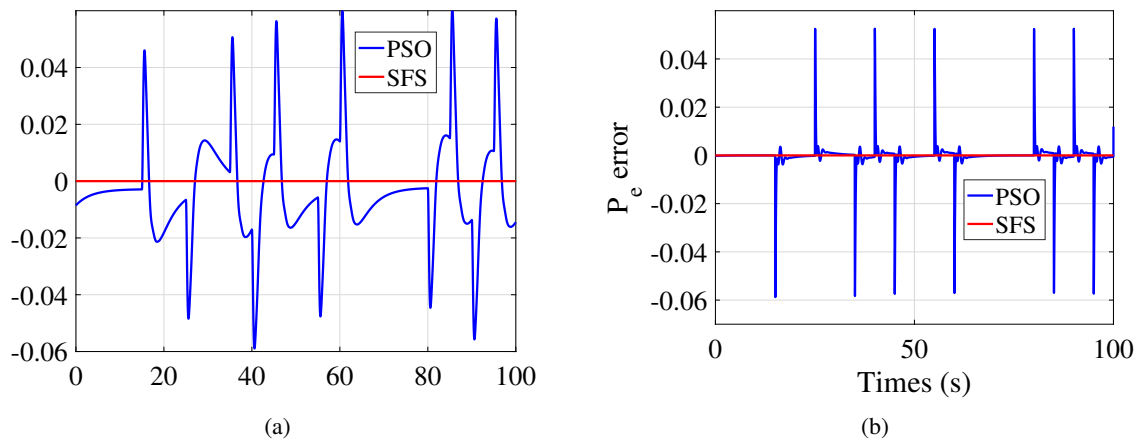


Figure III.8: Erreur d'estimation

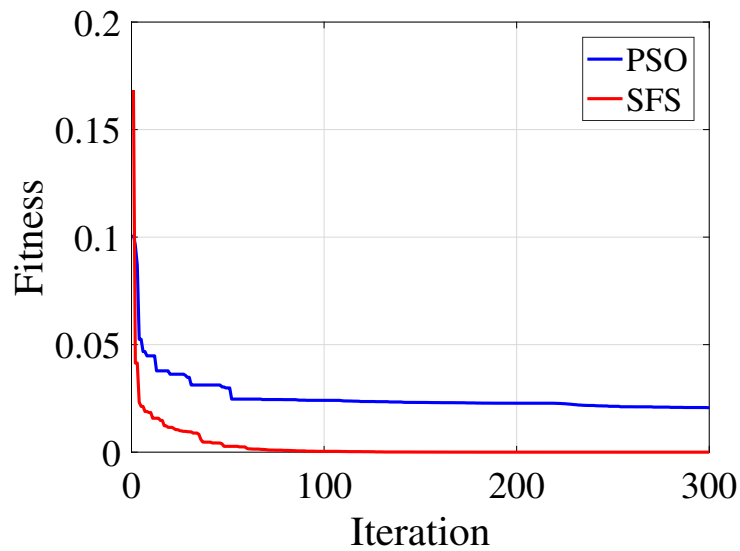


Figure III.9: Evolution de la fonction objectif.

Afin d'étudier l'influence de la taille de l'espace de recherche sur les performances de la méthode proposée, un indice de précision (Accuracy) est défini comme :

$$Acc = \left(1 - \frac{x - \bar{x}}{x_{max} - x_{min}}\right) \times 100 \quad (\text{III.18})$$

où :

Acc est l'indice de précision, x est la valeur réelle d'un paramètre, \bar{x} sa valeur moyenne

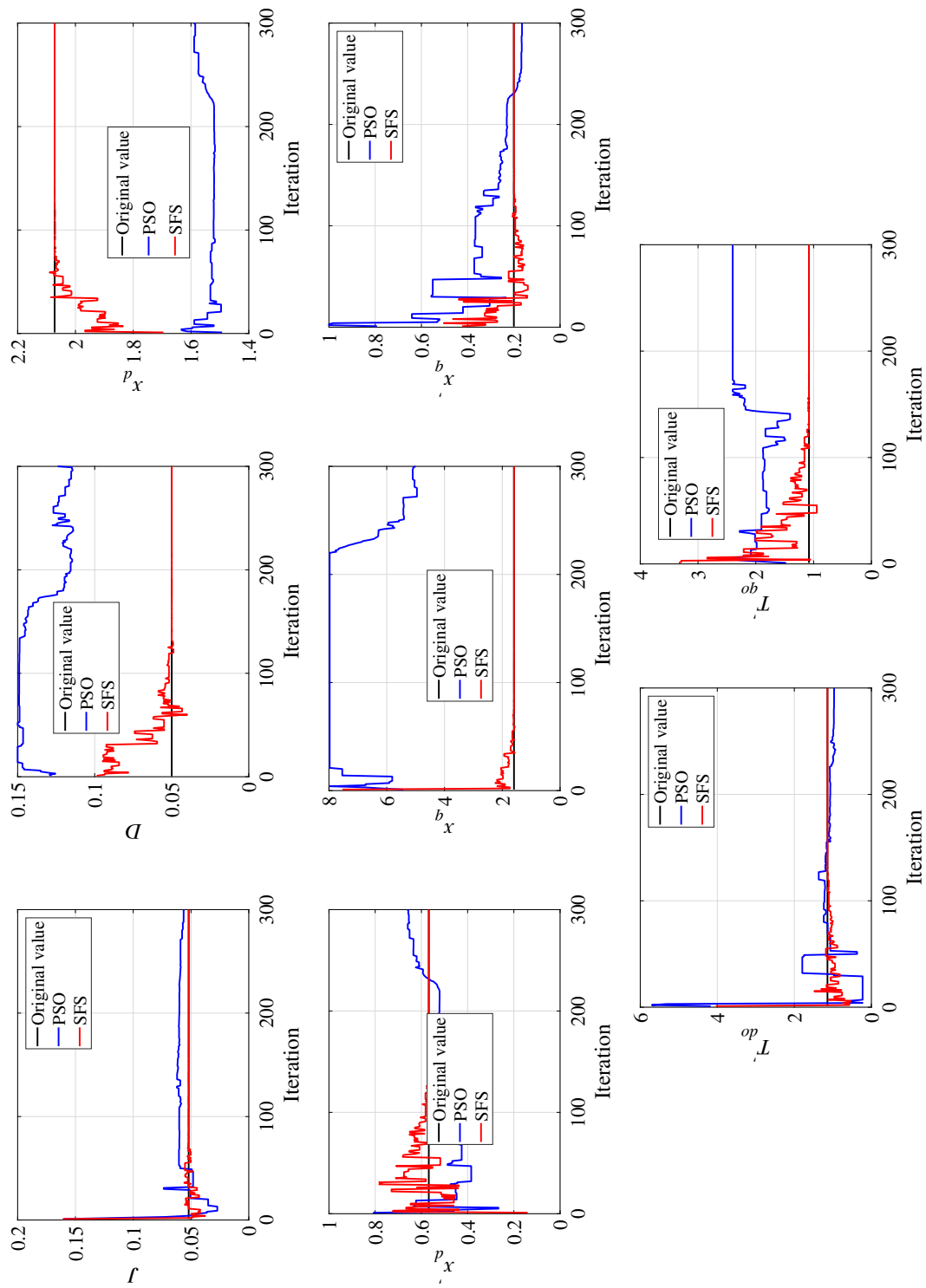


Figure III.10: Evolution des paramètres identifiés

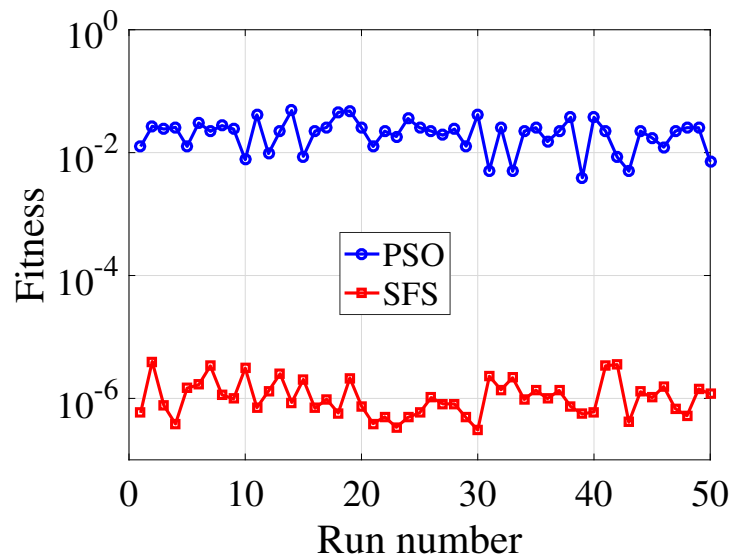


Figure III.11: Evolution du minimum de la fonction objectif pendant 50 tests.

estimée, x_{max} et x_{min} sont les bornes supérieures et inférieures de l'espace de recherche du paramètre x .

Puis, trois simulations sont effectuées avec un intervalle de recherche de 10% – 1000%, 5% – 2000% et enfin 1% – 10000% pour chaque paramètre. Les résultats obtenus sont illustrés par les trois histogrammes de la figure III.12. D'après cette figure, et contrairement à la méthode OE-PSO qui est très sensible à la taille de l'espace de recherche, la méthode OE-SFS préserve une précision totale pour les petits comme pour les très grands intervalles de recherche pour tous les paramètres estimés. Ainsi, on peut conclure à la robustesse et au haut niveau de précision de la méthode proposée.

III.4.2 Présence de bruit de mesure

Le but de ce test est d'évaluer les performances de l'approche proposée dans des conditions d'incertitudes. Les mêmes tests effectués ci-dessus seront répétés en considérant que les sorties du système sont perturbées avec un bruit gaussien important. Dans les cas pratiques, ces incertitudes sont causées par de nombreuses sources telles que les dynamiques non modélisées et les perturbations externes.

Les entrées et les sorties correspondantes du système sont illustrées à la figure III.13, où un bruit additif blanc gaussien (AWGN), avec un rapport signal/bruit (RSB) de 20 dB, est ajouté aux signaux de sortie à l'aide de la commande MATLAB (AWGN).

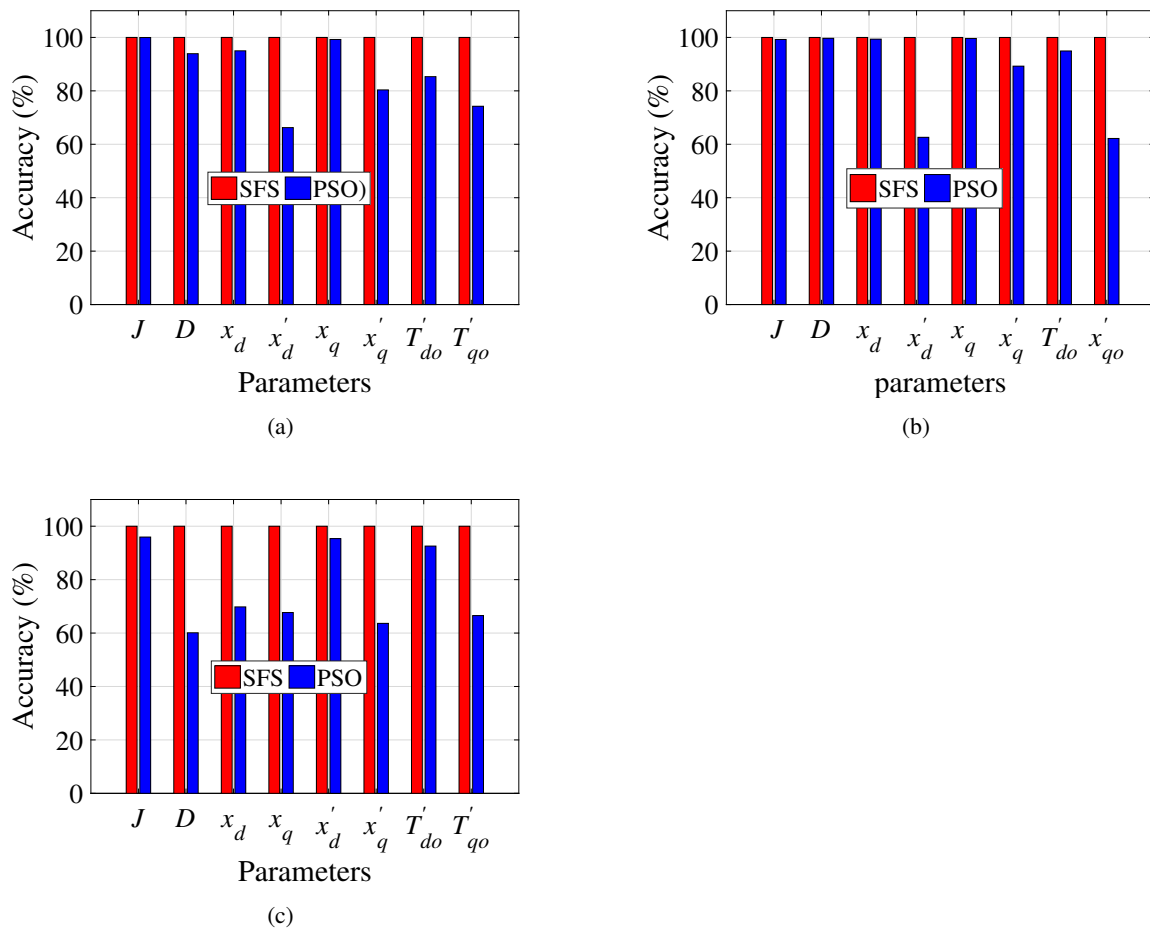


Figure III.12: Variation de précision par rapport aux tailles de gammes

La sortie du système est définie dans ce cas comme suit :

$$\tilde{y} = y + N_{AWGN} \quad (\text{III.19})$$

où :

y, \tilde{y} : sont les signaux de sortie purs et bruités respectivement;

N_{AWGN} : est un bruit additif blanc gaussien (AWGN).

Les résultats d'identification sont résumés dans les tableaux III.4 et III.5. On peut noter le comportement satisfaisant de la méthode OE-SFS en termes de capacité de recherche et de la stabilité par rapport à la méthode OE-PSO. Un tel résultat prouve l'insensibilité relative de l'approche proposée au bruit de mesure.

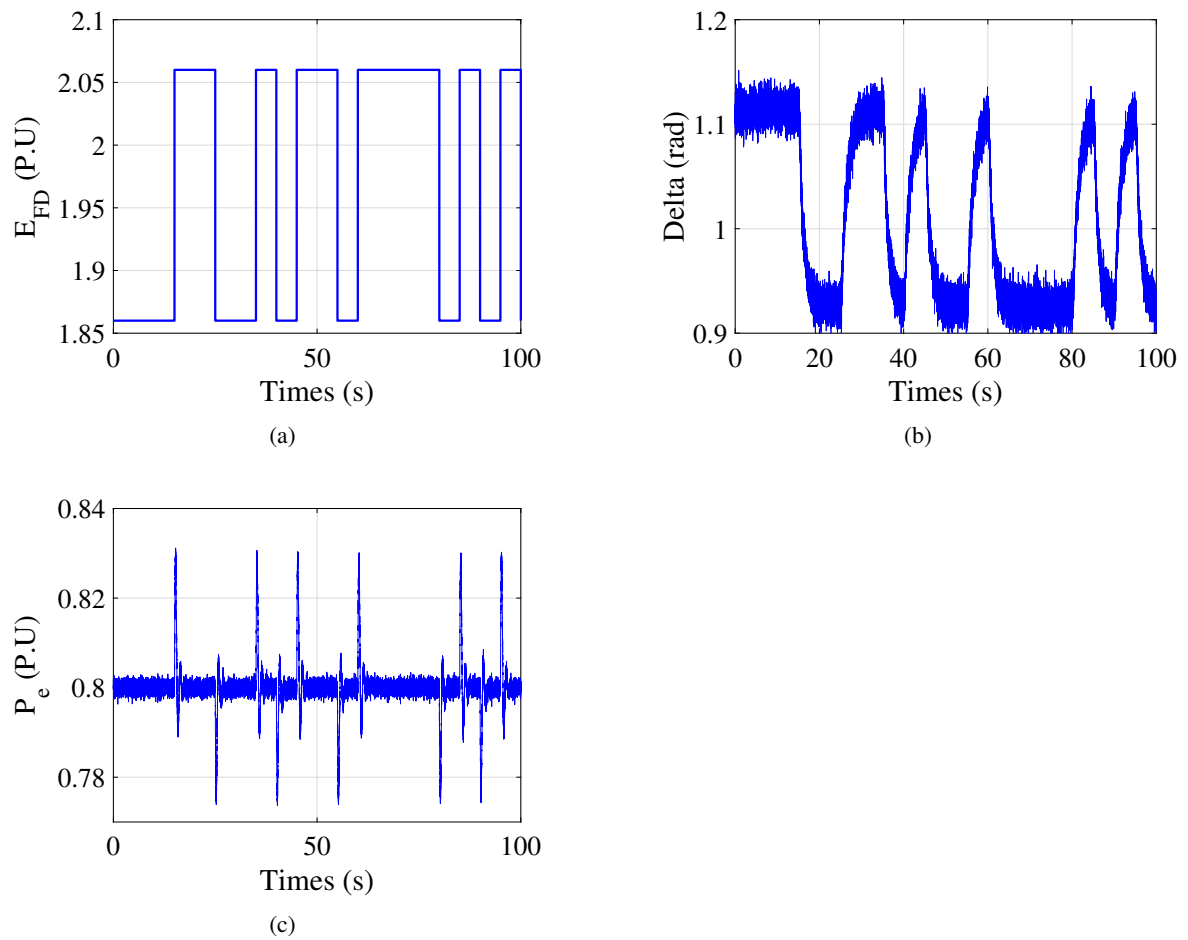


Figure III.13: Données collectées du modèle

Afin d'avoir une comparaison visuelle, la figure III.14 présente une comparaison entre la réponse du système et la réponse du modèle simulées à l'aide des paramètres identifiés dans des conditions bruitées, où $RSB = 20 \text{ dB}$. Cette comparaison indique une très bonne concordance, tandis que les sorties simulées avec les paramètres obtenus par la méthode OE-PSO montrent un décalage considérable. Donc, les paramètres obtenus par OE-SFS sont plus précises que celles de OE-PSO, ce qui prouve l'insensibilité relative de la méthode proposée au bruit.

Table III.4: Résultats d'identification dans le cas bruité

paramètre	J	D	x_d	x'_d
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
valeur réelle	0.052	0.05	2.072	0.568
OE-PSO	Valeur moyenne	0.0479	0.2455	2.1271
	Erreur relative(%)	8.62	79.64	2.59
	Ecart type <i>Std</i>	0.018	0.087	0.34
OE-SFS	valeur moyenne	0.02526	0.04997	2.07196
	Erreur relative(%)	4.8×10^{-3}	6×10^{-2}	1.9×10^{-3}
	Ecart type <i>Std</i>	6.6×10^{-7}	2.8×10^{-8}	3.4×10^{-8}
paramètre	x_q	x'_q	T'_{do}	T'_{qo}
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
valeur réelle	1.595	0.2	1.14	1.08
OE-PSO	Valeur moyenne	1.4998	0.4804	0.228
	Erreur relative(%)	6.34	58.37	400
	Ecart type <i>Std</i>	4.15	0.58	1.79
OE-SFS	valeur moyenne	1.59507	0.2002	1.141
	Erreur relative(%)	5.6×10^{-2}	1×10^{-1}	4.4×10^{-3}
	Ecart type <i>Std</i>	1.1×10^{-7}	4.7×10^{-4}	7.3×10^{-6}

 Table III.5: Comparaison de **MFV** et de **SDFV** de la fonction objectif dans le cas bruité

	la valeur moyenne (MFV)	l'écart type (SDFV)
OE-PSO	0.26	0.085
OE-SFS	6.2×10^{-3}	2.48×10^{-4}

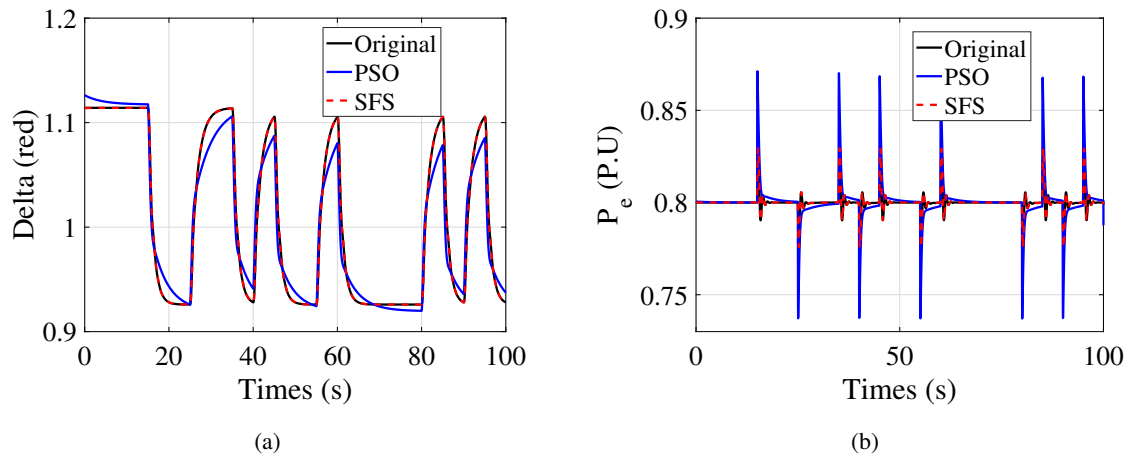


Figure III.14: Sorties simulées dans le cas bruité

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème d'identification des paramètres du modèle d'un alternateur. Ce dernier est supposé connecté à un réseau infini et modulisé par un modèle d'état non linéaire du quatrième ordre. L'approche d'identification proposée est classée comme une méthode d'identification boîte grise basée sur la méthode d'identification à erreur de sortie est l'algorithme d'optimisation SFS. L'objectif principal de la participation de l'algorithme SFS dans l'approche d'identification (OE-SFS) est d'atteindre les meilleurs réglages possibles des paramètres du modèle dans un nombre d'itérations minimal en minimisant l'erreur entre les sorties du modèle simulé et les sorties du système. En plus de sa précision, de sa capacité et de sa stabilité, cette approche montre sa grande efficacité même en présence de données bruitées.

Chapitre IV

Identification des paramètres du groupe alternateur-excitation

IV.1 Introduction

Au chapitre précédent, nous avons proposé une approche pour identifier les paramètres d'un alternateur connecté à un réseau infini. Ainsi, le système d'excitation n'a pas été pris en compte et la tension d'excitation est considérée comme une entrée, donc, l'alternateur fonctionne en boucle ouverte. Cependant, pour le bon fonctionnement du système, l'alternateur nécessite d'être utilisé en boucle fermée. Dans ce cas l'identification devient une tâche difficile en raison du grand nombre de paramètres inconnus (les paramètres de l'alternateur et du système d'excitation) d'un part. D'autre part, le bouclage conduit à une corrélation entre l'entrée et le bruit de mesure, engendrant une estimation biaisée. Pour ces raisons, nous nous sommes intéressés au développement d'une méthode permettant d'identifier un alternateur qui fonctionne en boucle fermée.

Dans ce chapitre, on va appliquer la méthode OE-SFS, proposée précédemment, pour identifier simultanément les paramètres du groupe alternateur-excitation sans mesurer la tension d'excitation. Ainsi, la tension de référence considérée comme entrée, tandis que, la tension aux bornes de l'alternateur et la puissance active sont considérées comme des signaux de sortie.

D'abord, l'identification a été effectuée dans des conditions sans bruit, pour estimer les paramètres du groupe alternateur-excitation. L'alternateur est supposé connecter à un réseau infini et représenté par le modèle (1.1). Le système d'excitation est de type IEEE AC4A. Ensuite, afin d'évaluer l'efficacité de la méthode, deux tests ont été

proposés, le premier, étudie l'influence de la taille de l'espace de recherche et le second, étudie l'influence du bruit de mesure.

IV.2 Alternateur et système d'excitation

Dans ce chapitre, le système considéré est représenté sur la figure IV.1. Il est constitué d'un alternateur avec un système d'excitation. L'alternateur est connecté à un réseau infini par deux lignes de transmission, où V_{ref} , V_s et V_t sont les tensions de consigne,

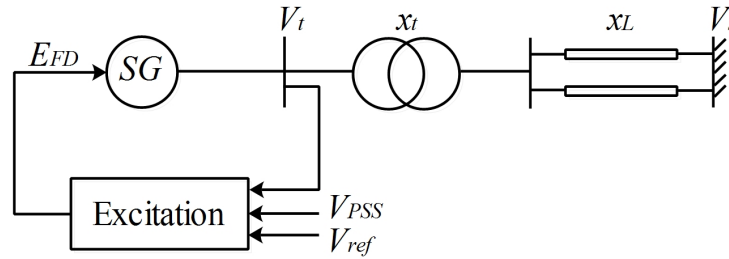


Figure IV.1: Structure du système d'études

du nœud infini et mesurée à la sortie de l'alternateur respectivement. V_{pss} est un signal complémentaire issu de certains dispositifs spécifiques de commande comme les stabilisateurs de puissance (PSS). E_{FD} est la tension d'excitation. x_L , x_T sont les réactances équivalentes des lignes de transport et du transformateur. L'alternateur est représenté par le même modèle décrit dans le chapitre précédent. Il s'agit du modèle (1.1) ou modèle du quatrième ordre (système d'équation IV.1), le modèle du système d'excitation sera discuté dans la section suivante.

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{dt} = \omega_0\omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2H} (P_m - P_e - D\omega) \\ \frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (-E'_q - (x_d - x'_d) I_d + E_{FD}) \\ \frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T'_{qo}} (-E'_d - (x_q - x'_q) I_q) \end{cases} \quad (IV.1)$$

où:

$$\begin{cases} T_e \simeq P_e = E'_d I_d - E'_q I_q + (x'_d - x'_q) I_d I_q \\ I_d = \frac{V_s \cos \delta - E'_q}{x_e + x'_d}, \quad I_q = \frac{V_s \sin \delta + E'_d}{x_e + x'_q} \\ V_d = E'_d - x'_q I_q, \quad V_q = E'_q - x'_d I_d \\ V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \end{cases} \quad (IV.2)$$

IV.2.1 System d'excitation de type AC4A

Dans notre travail, nous considérons le système d'excitation de type IEEE AC4A, qui est un excitateur à courant alternatif. Ce type d'excitation utilise un alternateur auxiliaire associé à un pont redresseur tout thyristors contrôlé par un régulateur de tension (*AVR*), un autre régulateur de tension indépendant est utilisé pour contrôler l'excitatrice de l'alternateur auxiliaire. La stabilisation du système d'excitation est réalisée par un compensateur série avance-retard (*TGR*).

La figure IV.2 montre le schéma fonctionnel de cette excitation, où K_a et T_a sont respectivement le gain équivalent global et la constante de temps associés au régulateur et au control du redresseur commandé. T_b et T_c sont des constantes de temps de retard

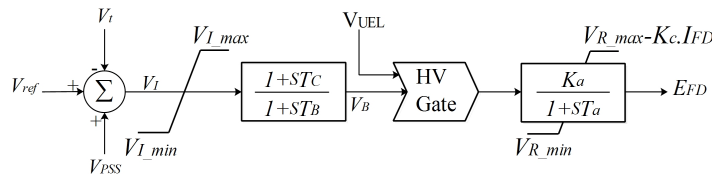


Figure IV.2: Schéma block du système d'excitation IEEE AC4A

et d'avance du réducteur de gain transitoire (*TGR*), respectivement. K_c est le facteur de charge du redresseur. Notons que pour la stabilité, le système d'excitation AC4A utilise un *TGR* au lieu d'un *ESS*.

A partir du schéma de la figure IV.2, négligeant le facteur de charge K_c et les limites internes, les équations décrivent le fonctionnement dynamique du système peuvent s'écrire comme :

$$V_I = V_{ERR} + V_{PSS} \quad (IV.3)$$

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{1}{T_B} \left[-V_1 + \frac{T_B - T_C}{T_B} V_I \right] \quad (IV.4)$$

$$V_B = V_1 + \frac{T_C}{T_B} V_I \quad (IV.5)$$

$$\frac{dV_A}{dt} = \frac{1}{T_A} [-V_A + K_A V_B] \quad (IV.6)$$

$$E_{FD} = \begin{cases} V_A & \text{si } V_T V_{RMIN} \leq V_A \leq V_T V_{RMAX} \\ V_T V_{RMAX} & \text{si } V_A > V_T V_{RMAX} \\ V_T V_{RMIN} & \text{si } V_A < V_T V_{RMIN} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Lorsque la boucle de régulation de la tension V_t est connectée, les équations du système IV.1 sont augmentées des équations IV.3- IV.7. Donc le vecteur θ qui combine les paramètres à identifier devient:

$$\theta = [\theta_{Al} \ \theta_{Ex}]$$

où:

$$\theta_{Al} = [x_d \ x'_d \ T'_{do} \ x_q \ x'_q \ T'_{qo} \ H \ D]$$

$$\theta_{Ex} = [K_a \ T_a \ T_b \ T_c]$$

On constate que le nombre de paramètres qu'il faut estimer a augmenté de quatre, ce qui est considéré comme un défi auquel fait face la méthode proposée.

IV.3.1 Cas nominal (sans bruit de mesure)

Pour illustrer les performances de l'approche proposée, des tests numériques sont présentés. Les paramètres de la simulation sont les suivants :

- Le signal d'entrée V_{ref} est perturbé à l'aide d'un SBPA avec un domaine de 5% de la valeur nominale figure, IV.4.a.
- Le point de fonctionnement est considéré comme étant : $P = 0,9 \text{ P.U.}$, $Q = 0,1 \text{ P.U.}$, $V_t = 0,98 \text{ P.U.}$
- Les conditions de fonctionnement initiales sont : $\delta_0 = 1.042 \text{ rad}$, $E'_{q0} = 0.976 \text{ P.U}$ et $E'_{d0} = -0.52 \text{ P.U.}$

Les sorties du système correspondantes sont illustrées dans les figures IV.4.b, c. Ensuite, notre objectif est d'identifier le vecteur inconnu des douze paramètres suivant :

$$\theta = [x_d \ x'_d \ T'_{do} \ x_q \ x'_q \ T'_{qo} \ H \ D \ K_a \ T_a \ T_b \ T_c]$$

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau IV.1. L'analyse du tableau révèle l'efficacité de l'approche proposée. On remarque que tous les paramètres ont été estimés avec une grande précision malgré la grande taille du vecteur des inconnus, où le maximum erreur relative est de $1.7 \times 10^{-2}\%$, dans le cas du coefficient d'amortissement D .

Afin d'avoir une comparaison visuelle, les figures IV.5.a et b illustrent le résultat estimé et simulé pour la tension terminale V_t et la puissance active P_e en utilisant les

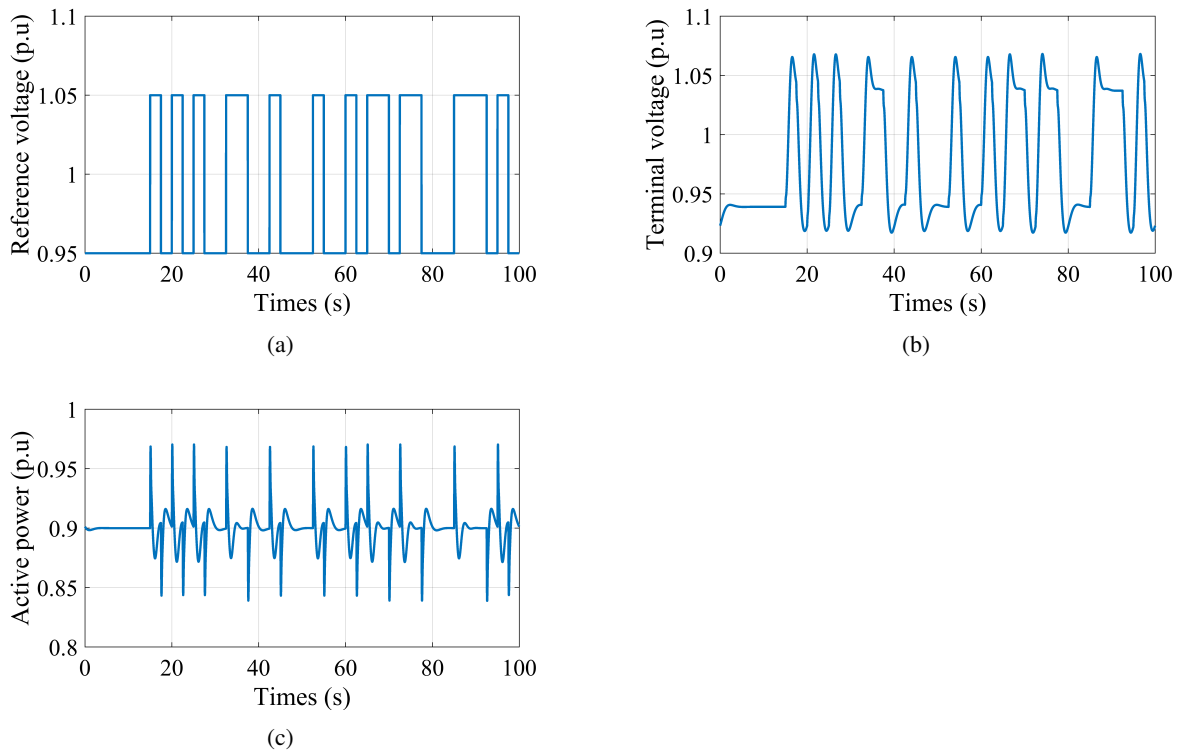


Figure IV.4: Données collectées pour l'identification

paramètres réels et identifiés, respectivement. La distance des courbes de sortie estimées à celles du système réel (l'erreur absolue) est tracée sur les figures IV.6.a, b. D'après la figure IV.5, il y a une forte concordance entre les sorties simulées et

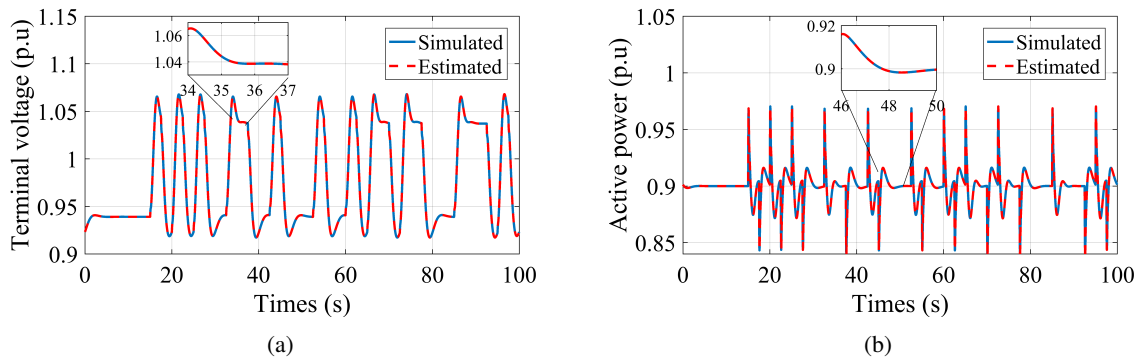


Figure IV.5: Comparaison des sorties simulées et estimées

Table IV.1: Résultat d'identification dans le cas non bruité

Parametre	H	D	x_d	x'_d
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle	6	0.02	2.19	0.18
Valeur identifiée	5.99999	0.01999	2.190001	0.1800001
Erreur relative (%)	1.2×10^{-5}	1.7×10^{-2}	5.7×10^{-5}	6.7×10^{-5}
Parametre	x_q	x'_q	T'_{do}	T'_{qo}
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle	1.01	0.2	4.14	1.08
Valeur identifiée	1.0100003	0.2000003	4.140001	1.0799966
Erreur relative (%)	3.4×10^{-5}	1.5×10^{-6}	4.7×10^{-5}	3.14×10^{-6}
Parametre	K_a	T_a	T_b	T_c
Espace de recherche	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle	200	0.015	10	1
Valeur identifiée	200	0.014999	9.99999	1
Erreur relative (%)	4.3×10^{-5}	1.8×10^{-4}	6.3×10^{-6}	1.6×10^{-5}

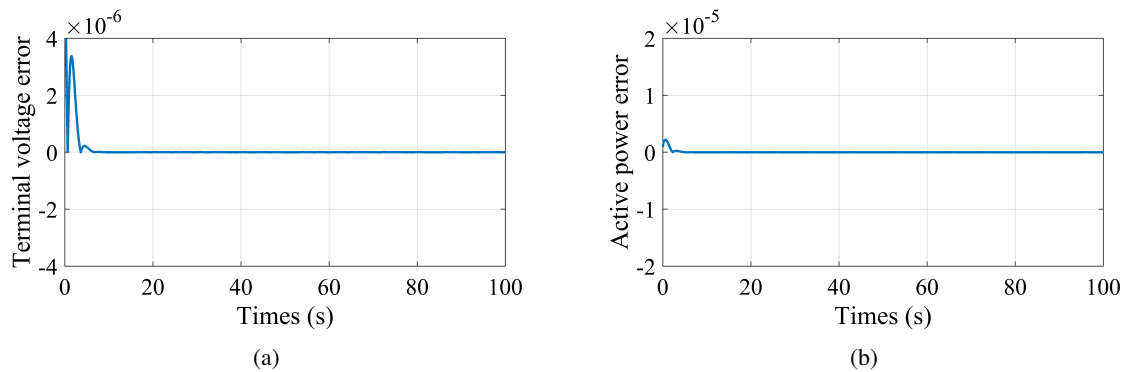


Figure IV.6: Erreur d'estimation

estimées. De plus, la figure IV.6 montre évidemment que l'écart entre les sorties estimées à celles simulées est presque nul. Ce qui prouve la précision et l'efficacité de l'approche proposée. D'autre part, l'évolution de la fonction objectif et des paramètres estimés en fonction d'itérations est illustrée respectivement dans les figures IV.7 et IV.8. On peut clairement noter les performances supérieures de la méthode OE-SFS en termes de précision et de vitesse de convergence, où seulement 150 itérations sont nécessaires pour que l'approche proposée atteigne les valeurs exactes des paramètres.

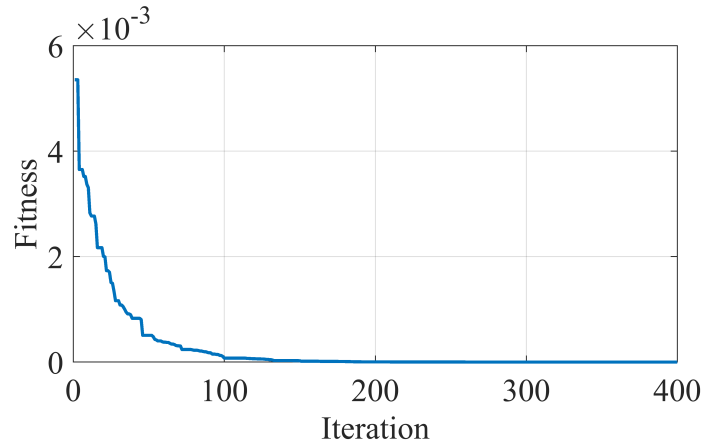


Figure IV.7: Evolution de la fonction objectif

IV.3.2 L'influence de la taille d'espace de recherche

Pour évaluer la sensibilité de la méthode proposée à la taille de l'espace de recherche, l'indice de précision est défini comme suit :

$$Acc = \left(1 - \frac{x - \bar{x}}{x_{max} - x_{min}} \right) \times 100 \quad (IV.9)$$

où:

Acc est l'indice de précision, x est la valeur réelle d'un paramètre, \bar{x} sa valeur moyenne estimée, x_{max} et x_{min} sont les bornes supérieure et inférieure de l'espace de recherche du paramètre x .

Trois simulations sont effectuées avec différentes tailles de l'espace de recherche. L'historique de la figure IV.9 représente la variation de précision par dans les trois essais. D'après la figure IV.9 on constate que la méthode proposée conserve une précision totale, 100%, pour les petits comme pour les très grands intervalles de recherche avec tous les paramètres estimés. Ainsi, on peut conclure à la robustesse et au haut niveau de précision de la méthode proposée.

La convergence de la fonction objectif pour chaque essai est illustrée sur la figure IV.9. À partir de cette figure, on peut voir que la valeur de la fonction objectif dans le premier et le deuxième essai converge plus rapide que celle du troisième. De plus, il est clair dans l'agrandissement local joint à la figure que la valeur de la fonction objectif dans le premier et le deuxième essai atteint la valeur 5×10^{-3} en 50 itérations seulement, par contre plus de 280 itérations pour le troisième essai.

Une comparaison des minimums de la fonction objective dans les trois essais est

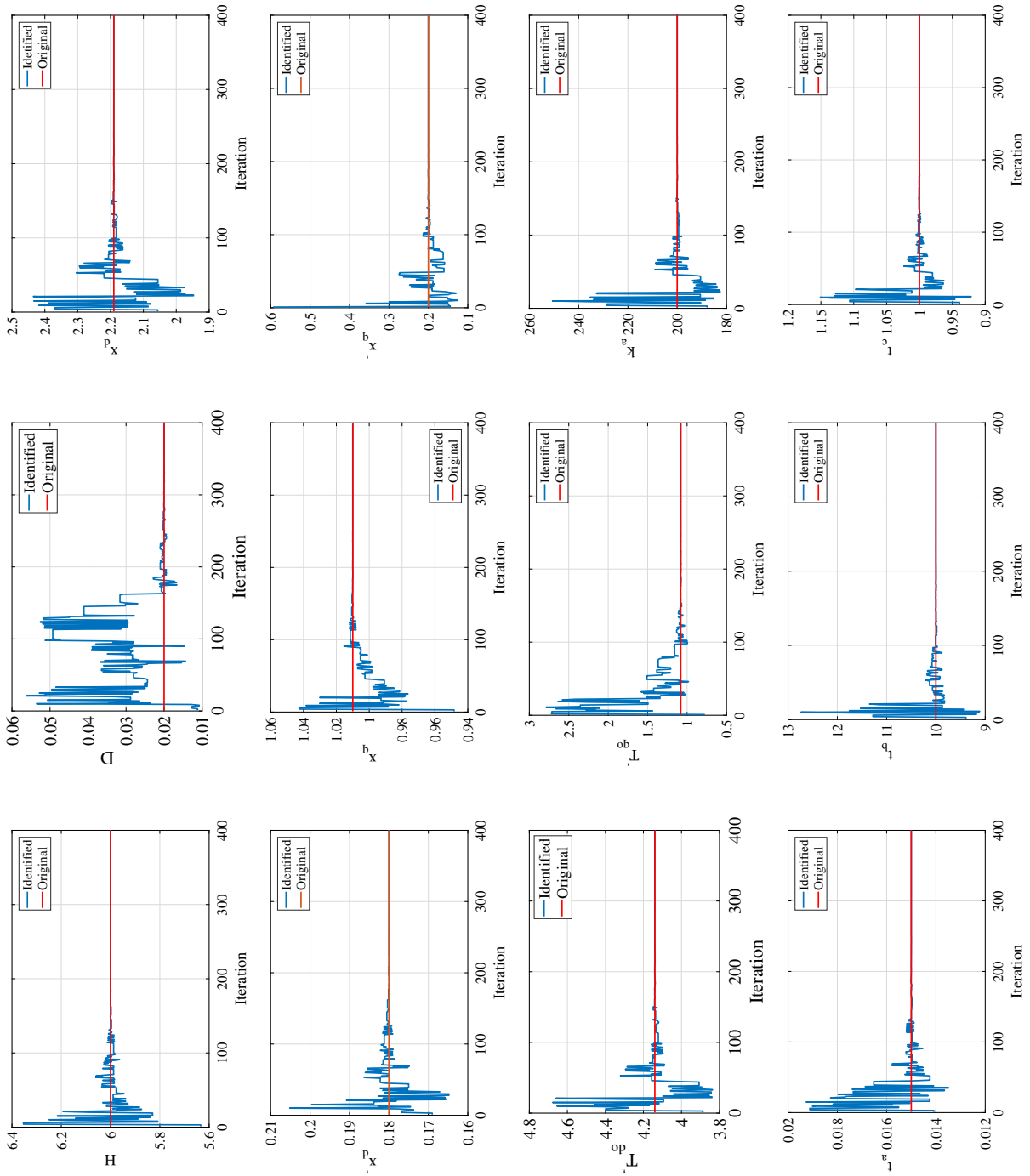


Figure IV.8: Evolution des paramètres identifiés

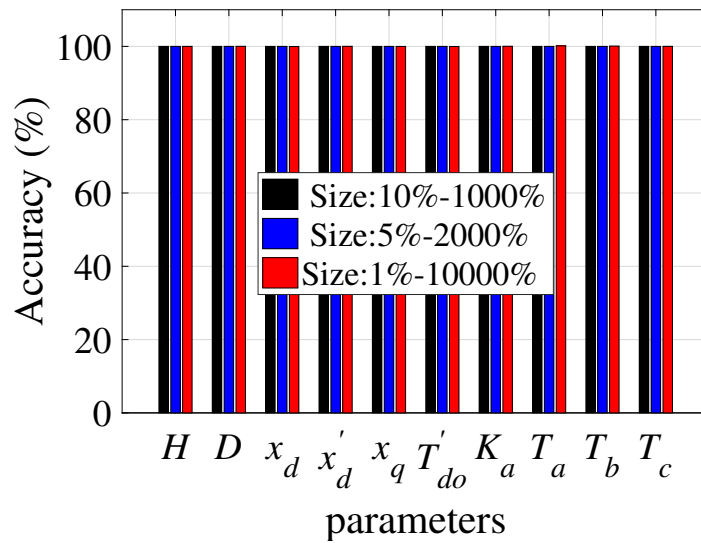


Figure IV.9: Evolution de la précision.

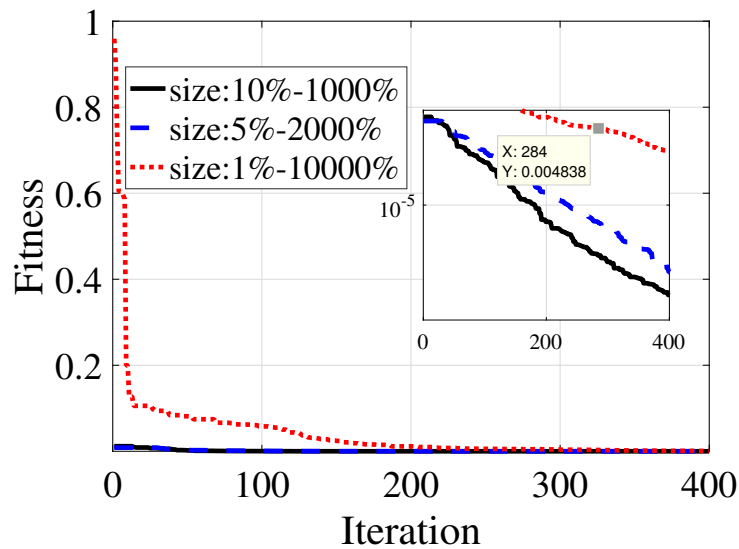


Figure IV.10: Evolution de la fonction objective dans les trois essais

présentée dans le tableau IV.2. Bien qu'une grande espace de recherche affecte la capacité de la méthode proposée, elle donne toujours de bons résultats, où le minimum de la fonction objective dans le troisième essai est de $1,7 \times 10^{-4}$.

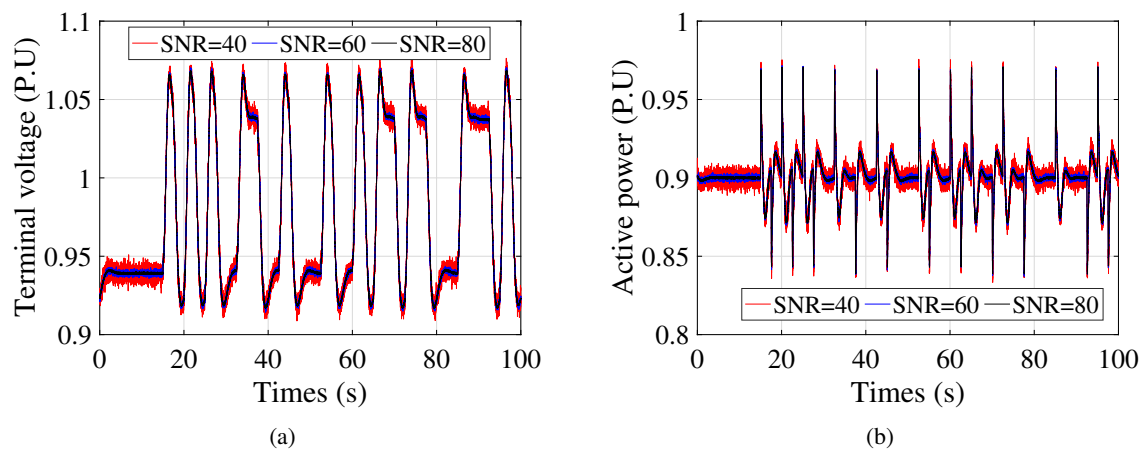
Table IV.2: Comparaison des minimums de la fonction objective dans les trois essais .

Taille de l'espace de recherche	10% – 1000%	5% – 2000%	1% – 10000%
Minimum de la fonction objective	1.09×10^{-8}	5.5×10^{-8}	1.7×10^{-4}

IV.3.3 L'influence du bruit de mesure

Ce test vise à étudier l'influence des incertitudes sur la méthode proposée. Pour ce faire, nous supposons que les sorties du système sont perturbées par un bruit blanc gaussien avec différentes valeurs du SNR. Les données d'entrée-sortie collectées à partir du modèle du système, en condition de bruit lorsque $RSB = 80 \text{ dB}$, $RSB = 60 \text{ dB}$ et $RSB = 40 \text{ dB}$, sont montrées dans la figure IV.11. Les mêmes investigations discutées ci-dessus, ont été répétées et les résultats sont rapportés dans le tableau IV.3.

On constate que, même dans des conditions de bruit élevé, l'approche proposée donne

Figure IV.11: Les sorties simulées pour différentes valeurs du RSB

toujours des résultats satisfaisants puisque tous les paramètres ont été estimés avec une bonne précision, quelle que soit la valeur du RSB . Des comparaisons entre les sorties simulées utilisant les paramètres identifiés et les paramètres réels sont illustrées sur les figures IV.12.a, b. En outre, les distance des courbes des sorties estimées à celles des sorties simulées sont tracées sur les Figures IV.13.a, b. On peut voir que les sorties simulées et les sorties estimées, dans les trois tests, ne sont pas distinguables. De plus, l'erreur dans la figure IV.13 est presque nulle ; ceci confirme la précision et l'efficacité de l'approche proposée. Les évolutions de la fonction objectif dans le cas bruité, avec

Table IV.3: Résultats d'identification dans le cas bruité

Paramètre		H	D	x_d	x'_d
Espace de recherche		10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle		6	0.02	2.19	0.18
Test1 $RSB = 80 \text{ dB}$	Valeur identifiée	6.00002	0.020001	2.18998	0.17999
	Erreur relative(%)	3.3×10^{-4}	5×10^{-3}	1.4×10^{-3}	1.7×10^{-3}
Test2 $RSB = 60 \text{ dB}$	Valeur identifiée	6.0001	0.01971	2.18998	0.17998
	Erreur relative(%)	1.6×10^{-3}	1.45	9.1×10^{-4}	5.5×10^{-3}
Test3 $RSB = 40 \text{ dB}$	Valeur identifiée	6.0006	0.0212	2.1897	0.179
	Erreur relative(%)	1×10^{-2}	5.7581	1.5×10^{-2}	2.5×10^{-2}
Paramètre		x_q	x'_q	T'_{do}	T'_{qo}
Espace de recherche		10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle		1.01	0.2	4.14	1.08
Test1 $RSB = 80 \text{ dB}$	Valeur identifiée	1.00999	0.0002	4.1399	1.07948
	Erreur relative(%)	9.9×10^{-4}	5×10^{-4}	2.4×10^{-3}	4.8×10^{-3}
Test2 $RSB = 60 \text{ dB}$	Valeur identifiée	1.00999	0.1989	4.14003	1.0879
	Erreur relative(%)	9.9×10^{-4}	5.5×10^{-3}	7.2×10^{-4}	7.3×10^{-3}
Test3 $RSB = 40 \text{ dB}$	Valeur identifiée	1.009	0.19	4.1397	1.1829
	Erreur relative(%)	1.3×10^{-2}	5×10^{-2}	6.7×10^{-3}	9.2×10^{-42}
Paramètre		K_a	T_a	T_b	T_c
Espace de recherche		10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%	10% – 1000%
Valeur réelle		200	0.015	10	1
Test1 $RSB = 80 \text{ dB}$	Valeur identifiée	199.998	0.0150003	9.99995	0.99999
	Erreur relative(%)	1.1×10^{-3}	2×10^{-3}	5×10^{-4}	1×10^{-4}
Test2 $RSB = 60 \text{ dB}$	Valeur identifiée	199.9999	0.0150002	9.99986	0.99997
	Erreur relative(%)	3×10^{-5}	1.3×10^{-3}	1.3×10^{-4}	1×10^{-3}
Test3 $RSB = 40 \text{ dB}$	Valeur identifiée	200.001	0.01502	10.0006	0.998
	Erreur relative(%)	5×10^{-4}	3.7×10^{-2}	6.1×10^{-3}	2.2×10^{-2}

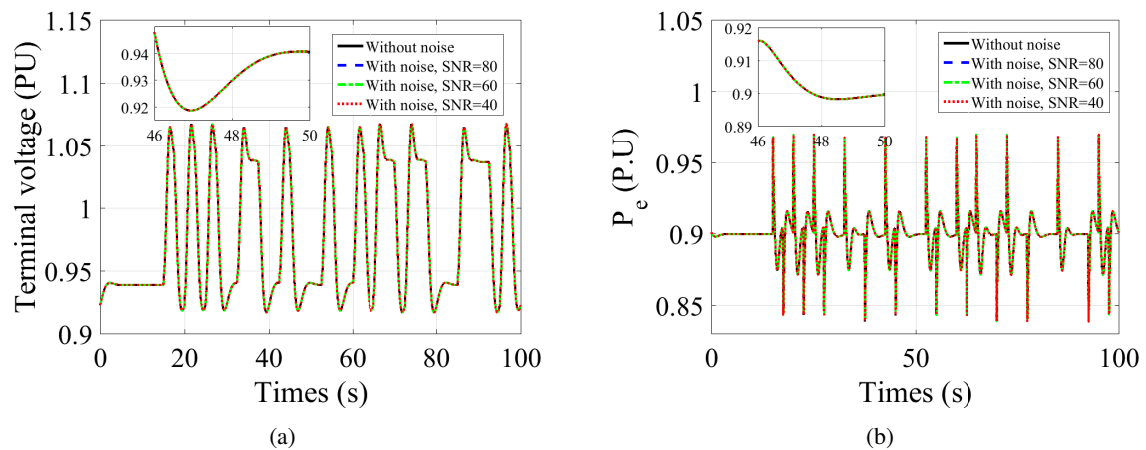


Figure IV.12: Les sorties simulées utilisant les paramètres identifiés

différentes valeurs de SNR , et dans le cas non bruité sont comparées dans la figure IV.14. On constate que les performances, la vitesse de convergence et la précision, de

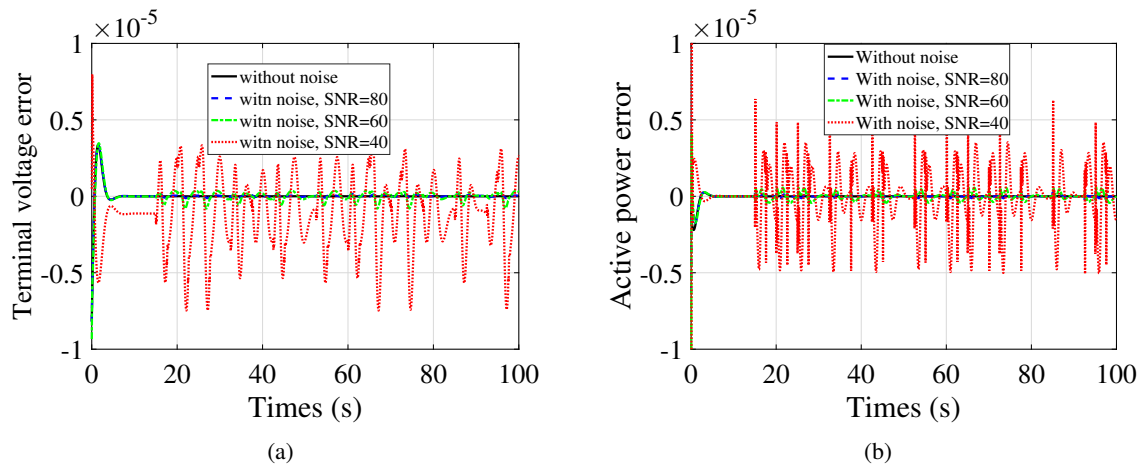


Figure IV.13: Comparaison de l'erreur d'estimation pour différentes valeurs du RSB

l'approche proposée peuvent être affectées par un bruit important, mais, elle montre toujours une précision acceptable. Ceci est confirmé dans le tableau IV.4 où le minimum de la fonction objective lorsque $SNR = 40 \text{ dB}$ est de 1.9×10^{-4} .

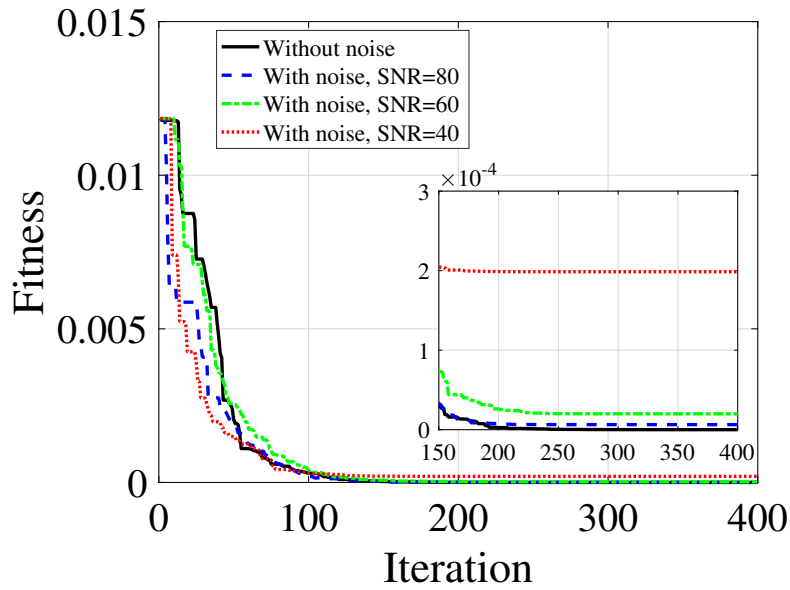


Figure IV.14: Evolutions de la fonction objectif

À des fins de validation, un échelon est appliqué à la puissance mécanique d'entrée

Table IV.4: Comparaison des minimums dans le cas non bruité et dans le cas bruité

Test	Cas non bruité	Cas bruité		
		Test1: $RSB = 80 \text{ dB}$	Test2: $RSB = 60 \text{ dB}$	Test3: $RSB = 40 \text{ dB}$
Min (J)	1.09×10^{-8}	6.3×10^{-6}	2×10^{-5}	1.9×10^{-4}

pour modifier le point de fonctionnement. La simulation a été effectuée en utilisant les paramètres réels et les paramètres identifiés. Les résultats montrent la bonne précision des paramètres identifiés pour le nouveau point de fonctionnement comme le montre la figure IV.15.

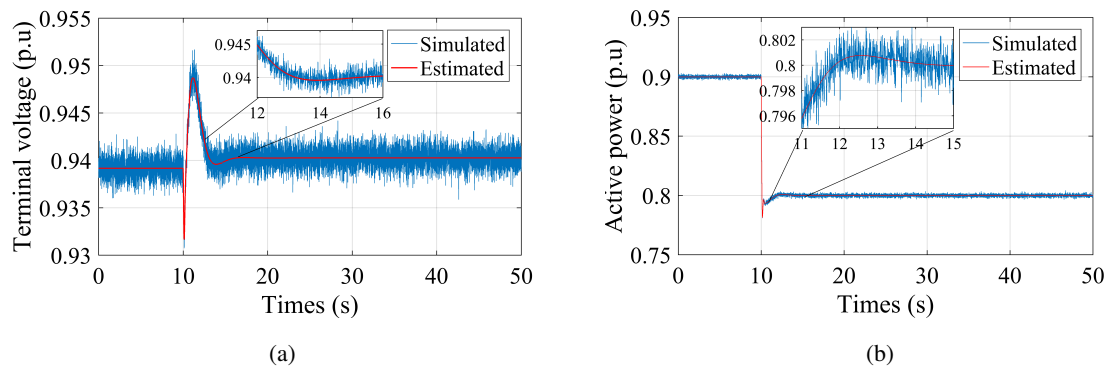


Figure IV.15: Comparaison des sorties pour le nouveau point de fonctionnement

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche d'identification en boucle fermée basée sur la méthode OE-SFS a été proposée pour identifier simultanément les paramètres du groupe alternateur-système d'excitation. L'alternateur est supposé connecter à un réseau infini et modélisé par le model (1.1) sous forme d'un modèle d'état non linéaire, le système d'excitation considéré est de type IEEE AC4A. Dans ce cas, la méthode proposée fait face à deux défis principaux, le premier est le grand nombre de paramètres à estimer, le second réside dans l'obtention de paramètres non biaisés. En effet, Lorsque le système est en boucle fermée, les estimateurs sont biaisés en raison de la corrélation entre l'entrée et le bruit.

Après un bref aperçu sur le système à identifier, Nous avons commencé notre procédure, par l'identification simultanée des paramètres de l'alternateur et du système d'excitation sans tenir compte le bruit de mesure (cas nominal). Par la suite deux essais

sont présentés pour examiner l'efficacité de l'approche proposée. Le premier essai a pour objet d'étudier l'influence de la taille de l'espace de recherche, tandis que le deuxième traité l'effet du bruit de mesure. Les résultats obtenus montrent que les performances (la vitesse de convergence et la précision) de l'approche proposée peuvent être légèrement affectées par la grande taille de l'espace de recherche ou par un bruit de mesure important. On peut conclure que l'approche est robuste face aux niveaux de bruits élevés et aux grandes tailles d'espaces de recherche.

Conclusion Générale

Le travail mené tout au long de cette thèse a permis d'apporter un certain nombre de solutions aux problèmes de modélisation et d'identification des alternateurs des centrales électriques.

Nous avons commencé ce travail par la représentation des différentes techniques de modélisation et d'identification des systèmes dynamiques, en particulier, l'identification paramétrique qui est la plus appropriée dans le cas d'identification des modèles destinés au diagnostic, à la surveillance et à l'étude de la stabilité. De plus, nous avons donné un aperçu général sur les développements dans le domaine d'identification des machines synchrones, notamment les alternateurs des centrales électriques.

Sous certaines hypothèses et en vue d'élaborer un modèle de type boîte grise, nous arrivons à représenter un alternateur connecté à un réseau infini par un modèle du quatrième ordre (modèle à deux axes) qui permet un bon équilibre entre la complexité et la bonne description de la dynamique de l'alternateur. Ainsi, ce modèle est souvent utilisé pour l'étude de la stabilité dynamique et transitoire et dans la surveillance par estimation paramétrique.

La première partie considère le problème d'identification d'un alternateur connecté à un réseau infini et fonctionne en boucle ouverte. L'alternateur est représenté par un modèle d'état non linéaire du quatrième ordre. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons proposé une approche d'identification basée sur la méthode dite à erreur de sortie, dans ce cas, le problème d'identification est traité comme un problème d'optimisation qui consiste à minimiser un critère quadratique entre la sortie simulée et la sortie estimée. Ainsi, dans la procédure d'identification, nous considérons comme entrée la tension d'excitation, tandis que, l'angle de puissance et la puissance active sont considérées comme des sorties. Un algorithme d'optimisation métaheuristique dit la recherche fractale stochastique (*SFS*) est adopté dans notre travail afin d'améliorer les performances de l'approche proposée (OE-SFS) en terme de la robustesse, de la précision et de la vitesse de convergence.

Pour démontrer l'efficacité de l'approche d'identification OE-SFS, nous avons procédé à une comparaison des résultats obtenus par l'approche OE-SFS et celle de OE-PSO.

Cette comparaison montre l'efficacité de la méthode OE-SFS en termes de la précision et de la robustesse.

Dans la deuxième partie de la thèse, nous considérons le problème d'identification simultanée des paramètres du groupe alternateur-système d'excitation, en utilisant l'approche OE-SFS proposée précédemment. Dans ce but, nous considérons que l'alternateur est décrit par le modèle du quatrième ordre, et le système d'excitation de type *IEEE AC4A* qui correspond à un excitateur à courant alternatif. Contrairement au travail précédent, dans ce cas, on tien compte la boucle de régulation de la tension donc, l'alternateur fonctionne en boucle fermée. Ainsi, les données d'entrées/sorties utilisées dans l'identification sont la tension de consigne comme entrée, la puissance active et la tension aux bornes de l'alternateur comme sortie. Il est à noter que l'augmentation du nombre de paramètres à identifier (les paramètres de l'alternateur et du système d'excitation) rend le processus d'identification plus complexe, cela est l'un des défis auxquels est confrontée l'approche OE-SFS.

Nous avons proposé deux tests pour analyser l'approche d'identification OE-SFS: le premier étudie l'effet de la taille de l'espace de recherche et le second étudie l'effet du bruit de mesure sur la précision. Les résultats obtenus montrent que l'approche est robuste face aux niveaux de bruits élevés et aux grandes tailles d'espaces de recherche.

Comme perspectives il serait intéressant;

- d'appliquer l'approche d'identification proposée à d'autres modèles d'ordre supérieur de l'alternateur, notamment, le modèle d'ordre complet (modèle 3.3).
- de considérer l'identification simultanément du groupe alternateur-excitation-turbine.
- d'implémenter l'approche pour la détection de la variation des paramètres de l'alternateur en vue de la surveillance en temps réel.

Annexe A

Calcul des conditions initiales

Dans le premier chapitre, les équations du système I.70 sont non linéaires et doivent être résolues numériquement. Lors de la résolution de ces équations, on suppose que le système est à un point d'équilibre stable jusqu'à l'instant $t = 0$, et qu'une perturbation se produit à $t = 0$ ou plus tard. Il est nécessaire de calculer les conditions initiales x_0 à l'instant $t = 0$ en fonction du point de fonctionnement du système déterminé à partir du flux de charge (puissance).

A partir des calculs de flux de puissance en régime permanent, nous obtenons la puissance réelle et réactive (P_e et Q_e), l'amplitude de la tension (V_t) et l'angle (θ) aux bornes d'alternateur. Ici θ est l'angle par rapport au bus infini.

En régime permanent, les dérivées de toutes les variables d'état, $\dot{x} = 0$. A partir de cette condition, on obtient :

$$E'_{qo} = E_{fdo} + (x_d - x'_d) I_{do} \quad (\text{A.1})$$

$$E'_{do} = - (x_q - x'_q) I_{qo} \quad (\text{A.2})$$

$$T_{mo} = T_{eo} = E'_{qo} I_{qo} + E'_{do} I_{do} + (x'_d - x'_q) I_{do} I_{qo} \quad (\text{A.3})$$

on substitue les équations A.1 et A.2 dans les équations I.43 et I.44, on obtient:

$$E_{FD0} + x_d I_{do} - r_a I_{qo} = v_{qo} \quad (\text{A.4})$$

$$-x_q I_{qo} - r_a I_{do} = v_{do} \quad (\text{A.5})$$

De ce qui précède, on peut obtenir :

$$E_{fdo} + (x_d - x_q) I_{do} = (v_{qo} + jv_{do}) + (R_a + jx_q) (I_{qo} + jI_{do}) \quad (\text{A.6})$$

$$E_{fd0} + (x_d - x_q) I_{d0} = V_t \angle -\delta + (r_a + jx_q) I_t \angle -\delta \quad (\text{A.7})$$

on defini

$$E_q \angle \delta = \bar{V}_t + (r_a + jx_q) \bar{I}_t \quad (\text{A.8})$$

Nous pouvons exprimer

$$E_{FD0} = E_{q0} (x_d - x_q) I_{d0} \quad (\text{A.9})$$

L'équation A.8 peut être utilisé pour fixer la position de l'axe q . Le diagramme de phaseur illustré à la figure A.1 représente les équations A.8 et A.9. Les composantes d et q du courant d'induit (i_d, i_q) et de la tension aux bornes (v_d, v_q) sont également représentées dans le diagramme.

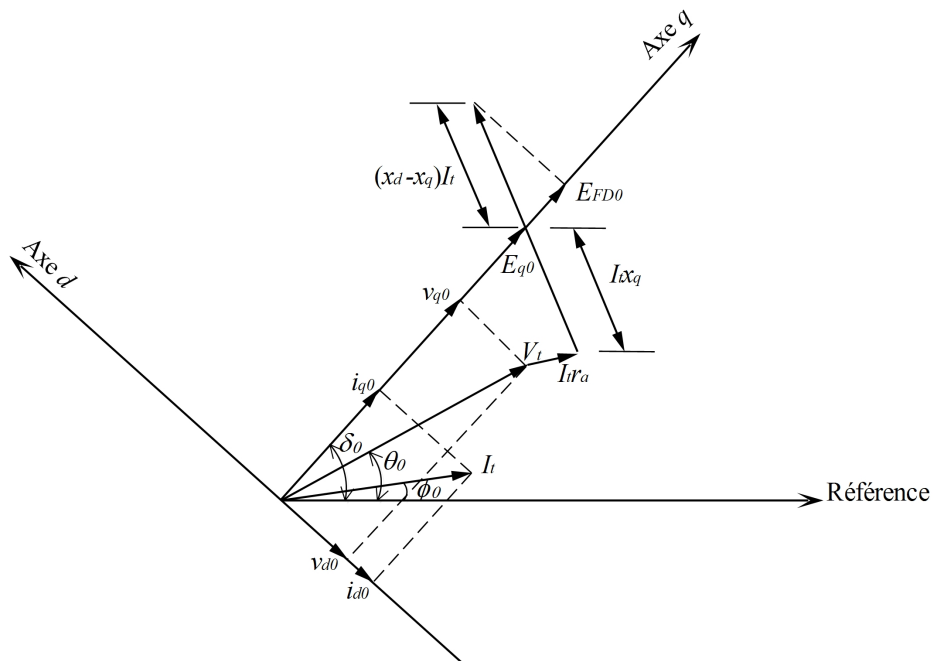


Figure A.1: Diagramme de phase en régime permanent

La procédure pour le calcul des conditions initiales est donnée ci-dessous.

1. Calculer de \bar{I}_{t0} à partir de:

$$\bar{I}_{t0} = I_{t0} \angle \phi_0 = \frac{P_t - jQ_t}{V_t \angle -\theta_0} \quad (\text{A.10})$$

2. Calculer de E_{q0} et δ_0 à partir de:

$$E_{q0} \angle \delta_0 = V_t \angle \theta_0 + (r_a + jx_q) I_{t0} \angle \phi_0 \quad (\text{A.11})$$

3. Calculer de

$$I_{d0} = -I_{t0} \sin(\delta_0 - \phi_0) \quad (\text{A.12})$$

$$I_{q0} = I_{t0} \cos(\delta_0 - \phi_0) \quad (\text{A.13})$$

$$v_{d0} = -V_{t0} \sin(\delta_0 - \theta_0) \quad (\text{A.14})$$

$$v_{q0} = V_{t0} \cos(\delta_0 - \theta_0) \quad (\text{A.15})$$

4. Calculer de

$$E_{FD0} = E_{q0} - (x_d - x_q) I_{d0} \quad (\text{A.16})$$

$$E'_{q0} = E_{FD0} + (x_d - x'_d) I_{d0} \quad (\text{A.17})$$

$$E'_{d0} = - (x_q - x'_q) I_{q0} \quad (\text{A.18})$$

$$T_{e0} = T_{m0} = E'_{q0} I_{q0} + E'_{d0} I_{d0} + (x'_d - x'_q) I_{d0} I_{q0} \quad (\text{A.19})$$

Bibliographie

- [1] Y. Boutalis, D. Theodoridis, T. Kottas, and M. A. Christodoulou, “System identification and adaptive control,” *Theory and Applications of the Neurofuzzy and Fuzzy Cognitive Network Models*, 2014.
- [2] S. M. Hosseini, “The operation and model of upqc in voltage sag mitigation using emtp by direct method,” *Emerging Science Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 148–156, 2018.
- [3] S. Khosravi, M. Zamanifar, and P. Derakhshan-Barjoei, “Analysis of bifurcations in a wind turbine system based on dfig,” *Emerging Science Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 39–52, 2018.
- [4] P. Kundur, “Power system stability,” *Power system stability and control*, vol. 10, 2007.
- [5] M. A. Arjona, M. Cisneros-Gonzalez, and C. Hernandez, “Parameter estimation of a synchronous generator using a sine cardinal perturbation and mixed stochastic–deterministic algorithms,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 486–493, 2010.
- [6] M. Arjona, C. Hernandez, M. Cisneros-Gonzalez, and R. Escarela-Perez, “Estimation of synchronous generator parameters using the standstill step-voltage test and a hybrid genetic algorithm,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 105–111, 2012.
- [7] M. Hasni, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, and S. Caux, “Estimation of synchronous machine parameters by standstill tests,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 81, no. 2, pp. 277–289, 2010.

-
- [8] J. Lidenholm and U. Lundin, "Estimation of hydropower generator parameters through field simulations of standard tests," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 931–939, 2010.
- [9] E. Mouni, S. Tnani, and G. Champenois, "Synchronous generator modelling and parameters estimation using least squares method," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 16, no. 6, pp. 678–689, 2008.
- [10] T. L. Vandoorn, M. Frederik, T. J. Vyncke, J. A. Melkebeek, and P. Lataire, "Generation of multisinusoidal test signals for the identification of synchronous-machine parameters by using a voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 430–439, 2009.
- [11] R. Wamkeue, C. Jolette, A. B. M. Mabwe, and I. Kamwa, "Cross-identification of synchronous generator parameters from rtdr test time-domain analytical responses," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 776–786, 2011.
- [12] I. Guide, "Test procedures for synchronous machines part i—acceptance and performance testing part ii—test procedures and parameter determination for dynamic analysis.," *IEEE Std*, vol. 115, 2010.
- [13] B. Elrachid, R. Hammoud, and B. Oussama, "Parameters identification of synchronous machine based on particale swarm optimization," in *E3S Web of Conferences*, vol. 336. EDP Sciences, 2022, p. 00052.
- [14] A. Belqorchi, U. Karaagac, J. Mahseredjian, and I. Kamwa, "Standstill frequency response test and validation of a large hydrogenerator," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, no. 3, pp. 2261–2269, 2018.
- [15] F. de Mello and L. Hannett, "Determination of synchronous machine stability study constants. final report," Power Technologies, Inc., Schenectady, NY (USA), Tech. Rep., 1980.
- [16] M. Hasni, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, and S. Caux, "Synchronous machine parameter identification by various excitation signals," *Electrical Engineering*, vol. 90, no. 3, pp. 219–228, 2008.
- [17] R. D. Fard, M. Karrari, and O. Malik, "Synchronous generator model identification for control application using volterra series," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 852–858, 2005.

-
- [18] M. Karrari and O. Malik, "Identification of synchronous generators using adaptive wavelet networks," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 27, no. 2, pp. 113–120, 2005.
- [19] M. Karrari, W. Rosehart, O. Malik, and A. Givehchi, "Identification of synchronous generators using "4sid" identification method and neural networks," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 39, no. 7, pp. 71–76, 2006.
- [20] M. Dehghani and M. Karrari, "Nonlinear robust modeling of synchronous generators," *Iranian Journal of Science and Technology, Transaction B: Engineering*, vol. 31, no. 6, pp. 629–640, 2007.
- [21] P. Kou, J. Zhou, C. Wang, H. Xiao, H. Zhang, and C. Li, "Parameters identification of nonlinear state space model of synchronous generator," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 24, no. 7, pp. 1227–1237, 2011.
- [22] M. Dehghani and S. K. Y. Nikravesh, "State-space model parameter identification in large-scale power systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 1449–1457, 2008.
- [23] Z. Gallehdari, M. Dehghani, and K. Nikravesh, "Online state space model parameter estimation in synchronous machines," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 10, no. 2, pp. 124–132, 2014.
- [24] E. Ghahremani, M. Karrari, and O. Malik, "Synchronous generator third-order model parameter estimation using online experimental data," *IET generation, transmission & distribution*, vol. 2, no. 5, pp. 708–719, 2008.
- [25] B. Zaker, G. B. Gharehpetian, M. Karrari, and N. Moaddabi, "Simultaneous parameter identification of synchronous generator and excitation system using online measurements," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1230–1238, 2015.
- [26] B. Zaker, A. Khodadadi, and M. Karrari, "A new approach to parameter identification of generation unit equipped with brushless exciter using estimated field voltage," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 141, p. 108122, 2022.

-
- [27] P. Shamsollahi and O. Malik, "On-line identification of synchronous generator using neural networks," in *Proceedings of 1996 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 2. IEEE, 1996, pp. 595–598.
- [28] M. Rahimpour, M. Talebi, H. Shayanfar, and M. A. Hosseini, "On line synchronous generator parameters estimation based on applying small disturbance on excitation system using ann," in *2009 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*. IEEE, 2009, pp. 1–4.
- [29] M. KARARI and O. Malik, "Nonlinear modeling of synchronous generators using wavelet transform-experimental results," 2004.
- [30] R. Fard, M. Karrari, and O. Malik, "Synchronous generator model identification using volterra series," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, 2004, pp. 1344–1349 Vol.2.
- [31] M. Dehghani, M. Karrari, and O. Malik, "Synchronous generator model identification using linear h_∞ identification method," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 40, no. 8, pp. 105–110, 2007.
- [32] M. Dehghani and M. Karari, "Nonlinear robust modeling of synchronous generators," 2007.
- [33] J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin, "Synchronous machine parameter estimation using the hartley series," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 16, no. 1, pp. 49–54, 2001.
- [34] M. Dehghani, M. Karrari, W. Rosehart, and O. Malik, "Synchronous machine model parameters estimation by a time-domain identification method," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 32, no. 5, pp. 524–529, 2010.
- [35] O. Shariati, A. Mohd Zin, A. Khairuddin, and M. Aghamohammadi, "Development and implementation of neural network observers to estimate synchronous generators' dynamic parameters using on-line operating data," *Electrical Engineering*, vol. 96, no. 1, pp. 45–54, 2014.
- [36] A.-R. Meghnous, M. T. Pham, and X. Lin-Shi, "Dynamic identification of a synchronous machine using an extended sliding mode observer," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 90, pp. 45–59, 2013.

-
- [37] J. Ma and Q. Wu, “Generator parameter identification using evolutionary programming,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 17, no. 6, pp. 417–423, 1995.
- [38] L. Lai and J. Ma, “Application of evolutionary programming to transient and subtransient parameter estimation,” *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 523–530, 1996.
- [39] B. Zaker, G. Gharehpetian, and M. Karrari, “Small signal equivalent model of synchronous generator-based grid-connected microgrid using improved heffron-Phillips model,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 108, pp. 263–270, 2019.
- [40] 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, no. 11, pp. 1129–1136, 2015.
- [41] L. Sun, P. Qu, Q. Huang, and P. Ju, “Parameter identification of synchronous generator by using ant colony optimization algorithm,” in *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. IEEE, 2007, pp. 2834–2838.
- [42] M. Eremia and M. Shahidehpour, *Handbook of electrical power system dynamics: modeling, stability, and control*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 92.
- [43] M. Soliman, D. Westwick, and O. Malik, “Identification of heffron–Phillips model parameters for synchronous generators operating in closed loop,” *IET generation, transmission & distribution*, vol. 2, no. 4, pp. 530–541, 2008.
- [44] M. Hasni, “Identification paramétrique et structurale des machines synchrones par application de divers signaux d’excitation,” Ph.D. dissertation, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [45] E. Bendaoud, H. Radjeai, and O. Boutalbi, “Identification of nonlinear synchronous generator parameters using stochastic fractal search algorithm,” *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 32, no. 6, pp. 1639–1651, 2021.
- [46] R. B. Abdenmour, *Identification et commande numérique des procédés industriels*. Editions Technip, 2001, vol. 11.

- [47] Y. Zhu, *Multivariable system identification for process control*. Elsevier, 2001.
- [48] K. Colin, L. Bako, and X. Bombois, “Data informativity for the closed-loop identification of miso arx systems,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 54, no. 7, pp. 779–784, 2021.
- [49] M.-B. Hossain, J. Moon, and K. H. Chon, “Estimation of arma model order via artificial neural network for modeling physiological systems,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 186 813–186 820, 2020.
- [50] L.-Y. Chiu, D. J. A. Rustia, C.-Y. Lu, and T.-T. Lin, “Modelling and forecasting of greenhouse whitefly incidence using time-series and arimax analysis,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 52, no. 30, pp. 196–201, 2019.
- [51] Y. Al-Dunainawi, M. F. Abbod, and A. Jizany, “A new mimo anfis-pso based narma-l2 controller for nonlinear dynamic systems,” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 62, pp. 265–275, 2017.
- [52] Y. Wang, S. Tang, and X. Gu, “Parameter estimation for nonlinear volterra systems by using the multi-innovation identification theory and tensor decomposition,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 359, no. 2, pp. 1782–1802, 2022.
- [53] V. P. Tran, M. A. Mabrok, M. A. Garratt, and I. R. Petersen, “Hybrid adaptive negative imaginary-neural-fuzzy control with model identification for a quadrotor,” *IFAC Journal of Systems and Control*, vol. 16, p. 100156, 2021.
- [54] N. Ghaffarian, R. Eslamloueyan, and B. Vaferi, “Model identification for gas condensate reservoirs by using ann method based on well test data,” *Journal of Petroleum Science and Engineering*, vol. 123, pp. 20–29, 2014.
- [55] E. Laroche, “Identification et commande robuste de systèmes électromécaniques,” Ph.D. dissertation, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2007.
- [56] L. A. Zadeh, “From circuit theory to system theory,” *Proceedings of the IRE*, vol. 50, no. 5, pp. 856–865, 1962.
- [57] A. K. Tangirala, *Principles of system identification: theory and practice*. Crc Press, 2018.
- [58] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, ser. Prentice Hall information and system sciences series. Prentice Hall PTR, 1999. [Online]. Available: <https://books.google.dz/books?id=nHFoQgAACAAJ>

-
- [59] E. Tohme, "Initialization of output error identification algorithms," *Université de Poitiers*, 2008.
- [60] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani, and G. Champenois, "Identification of synchronous machine by standstill frequency response (ssfr) method-influence of the stator resistance," in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*. IEEE, 2010, pp. 1–5.
- [61] A. M. Oteafy, J. N. Chiasson, and S. Ahmed-Zaid, "Development and application of a standstill parameter identification technique for the synchronous generator," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 81, pp. 222–231, 2016.
- [62] P. Dandeno, P. Kundur, A. Poray, and M. Coultres, "Validation of turbogenerator stability models by comparisons with power system tests," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 4, pp. 1637–1645, 1981.
- [63] "Ieee guide for test procedures for synchronous machines including acceptance and performance testing and parameter determination for dynamic analysis," *IEEE Std 115-2019 (Revision of IEEE Std 115-2009)*, pp. 1–246, 2020.
- [64] E. da Costa Bortoni and J. A. Jardini, "Identification of synchronous machine parameters using load rejection test data," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 242–247, 2002.
- [65] R. Wamkeue, I. Kamwa, F. Baetscher, and J. El Hayek, "A new and efficient approach for analysis of a saturated synchronous generator under the load rejection test," *Electric Power Components and Systems*, vol. 34, no. 5, pp. 539–563, 2006.
- [66] F. Maurer, M. T. Xuan, and J.-J. Simond, "Two full parameter identification methods for synchronous machine applying dc-decay tests for a rotor in arbitrary position," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3505–3518, 2017.
- [67] F. Sellschopp and M. Arjona, "Dc decay test for estimating d-axis synchronous machine parameters: a two-transfer-function approach," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 1, pp. 123–128, 2006.
- [68] F. Leguebedj, D. Boukhetala, and M. Tadjine, "An optimization analytical method for synchronous machine model design from operational inductance l_d (s)."

-
- [69] E. C. Bortoni and J. A. Jardini, "A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 19, no. 4, pp. 687–691, 2004.
- [70] F. Dalton and A. Cameron, "Simplified measurement of subtransient reactances in synchronous machines," *Electrical Engineering*, vol. 71, no. 2, pp. 167–170, 1952.
- [71] P. Kundur, *Power system stability and control*, mcgraw-hil ed., jan 1993.
- [72] H. Al-Hamadi and K. EL-Naggar, "Measurement of synchronous machine parameters using kalman filter based fuzzy logic estimator," *Measurement*, vol. 43, no. 10, pp. 1327–1335, 2010.
- [73] C. Han, X. Wu, and P. Ma, "Identification of synchronous generator parameters based on 3-phase sudden short-circuit current," in *2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*. IEEE, 2011, pp. 959–962.
- [74] M. Micev, M. Čalasan, and M. Radulović, "Full synchronous machine parameters identification based on field and armature current during the short-circuit," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 6, pp. 5959–5968, 2021.
- [75] M. Micev, M. Čalasan, D. S. Petrović, Z. M. Ali, N. V. Quynh, and S. H. E. Abdel Aleem, "Field current waveform-based method for estimation of synchronous generator parameters using adaptive black widow optimization algorithm," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 207 537–207 550, 2020.
- [76] M. Micev, M. P. Calasan, S. H. E. A. Aleem, H. M. Hasanien, and D. Petrovic, "Two novel approaches for identification of synchronous machine parameters from short-circuit current waveform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021.
- [77] R. Wamkeue, C. Jolette, and I. Kamwa, "Advanced modeling of a synchronous generator under line-switching and load-rejection tests for isolated grid applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 3, pp. 680–689, 2010.
- [78] G. G. Rodriguez, A. S. e Silva, and N. Zeni, "Identification of synchronous machine parameters from field flashing and load rejection tests with field voltage variations," *Electric Power Systems Research*, vol. 143, pp. 813–824, 2017.

- [79] A. Arastou, M. Karrari, and B. Zaker, "New method for synchronous generator parameters estimation using load rejection tests data considering operational limitations," *Electric Power Systems Research*, vol. 192, p. 106999, 2021.
- [80] Q. Y. Wang and S. Wang, "Practical improvements to generator parameter validation using stator-decrement test," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2021.
- [81] Y. Ma, L. Zhou, and J. Wang, "Standstill time-domain response parameter estimation of the large synchronous condenser in arbitrary rotor position," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 166 047–166 059, 2020.
- [82] M. H. Amralahi, S. M. Azimi, Y. N. Sarem, and J. Poshtan, "Nonlinear model identification for synchronous machine," in *2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, vol. 01, 2009, pp. 416–421.
- [83] M. Ravan, R. Dallirooy-Fard, and M. Karrari, "Synchronous generator black-box identification using continuous wavelet networks," in *Bulk Power System Dynamics and Control conference*, 2004, pp. 22–27.
- [84] M. Ravan, R. Amineh, M. Karrari, W. Rosehart, and O. Malik, "Synchronous machine model identification using continuous wavelet narx network," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 223, no. 4, pp. 467–477, 2009.
- [85] C. Cheng, Z. Peng, W. Zhang, and G. Meng, "Volterra-series-based nonlinear system modeling and its engineering applications: A state-of-the-art review," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 87, pp. 340–364, 2017.
- [86] B. Rupasinghe and U. Annakkage, "A procedure to identify an accurate linear model of a synchronous machine," in *2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*. IEEE, 2017, pp. 1–7.
- [87] V. Zimmer, I. Decker, and A. 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.
- [88] Y. Xu, Y. Li, and Z. Miao, "Nonlinear least-square estimation (lse)-based parameter identification of a synchronous generator," in *2017 North American Power Symposium (NAPS)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.

-
- [89] H. G. Aghamolki, Z. Miao, L. Fan, W. Jiang, and D. Manjure, "Identification of synchronous generator model with frequency control using unscented kalman filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 126, pp. 45–55, 2015.
- [90] E. L. Geraldi, T. C. Fernandes, and R. A. Ramos, "A ukf-based approach to estimate parameters of a three-phase synchronous generator model," *Energy Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 573–603, 2018.
- [91] M. Huang, W. Li, and W. Yan, "Estimating parameters of synchronous generators using square-root unscented kalman filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 9, pp. 1137–1144, 2010.
- [92] L. Fan and Y. Wehbe, "Extended kalman filtering based real-time dynamic state and parameter estimation using pmu data," *Electric Power Systems Research*, vol. 103, pp. 168–177, 2013.
- [93] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [94] P. Dandeno, "Current usage & suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, no. 1, pp. 77–93, 1986.
- [95] P. L. Dandeno, R. L. Hauth, and R. P. Schulz, "Effects of synchronous machine modeling in large scale system studies," *IEEE Transactions on Power Apparatus and systems*, no. 2, pp. 574–582, 1973.
- [96] "Ieee recommended practice for excitation system models for power system stability studies," *IEEE Std 421.5-2016 (Revision of IEEE Std 421.5-2005)*, pp. 1–207, 2016.
- [97] I. D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, and A. Karimi, *Adaptive control: algorithms, analysis and applications*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [98] H. Salimi, "Stochastic Fractal Search: A powerful metaheuristic algorithm," *Knowledge-Based Systems*, vol. 75, pp. 1–18, 2015. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.knosys.2014.07.025>

- [99] S. Khalilpourazari, B. Naderi, and S. Khalilpourazary, “Multi-objective stochastic fractal search: A powerful algorithm for solving complex multi-objective optimization problems,” *Soft Computing*, vol. 24, no. 4, pp. 3037–3066, 2020.

المخلص: تتناول هذه الأطروحة مشكلة النمذجة وتحديد وسائط المولدات الكهربائية. تركز دراستنا في المقام الأول على إدراج بعض المفاهيم المهمة حول النمذجة وتحديد الأنظمة الديناميكية، علاوة على ذلك، تم إعطاء دراسة خاصة بنمذجة المولد المتزامن، أي النموذج من الرتبة الرابعة وأنظمة الإثارة الخاصة بها. ثانيًا، قمنا بتطوير نهج فعال لتحديد وسائط المولد ونظام الإثارة. نظرًا لأن المولد المتزامن له بنية نموذجية معروفة ولكن وسائط غير معروفة، يمكن التعامل مع عملية التحديد على أنها مشكلة تحسين. بناءً على هذه الفكرة يستغل النهج المقترح (OE-SFS) ما يسمى بطريقة تحديد "خطأ الإخراج" وخوارزمية "البحث الفركتلي العشوائي (SFS)" كخوارزمية تحسين. في البداية تم استخدام نهج OE-SFS لتحديد وسائط نموذج من الرتبة الرابعة للمولد المتزامن. ثانيًا، تم استخدام هذا النهج لتحديد وسائط المولد المتزامن ونظام الإثارة الخاص به في نفس الوقت. بالإضافة إلى دقتها وقدرتها واستقرارها، أثبتت الطريقة المقترحة كفاءتها العالية حتى في وجود ضوضاء القياس.

الكلمات المفتاحية: مولدات متزامنة، أنظمة الإثارة IEEE AC4A، تقدير وسائط، نموذج بارك، نموذج الفضاء غير الخطي للحالة، البحث الفركتلي العشوائي.

Résumé : Cette thèse aborde le problème de modélisation et d'identification des alternateurs électriques. Notre étude se focalise en premier lieu, sur l'introduction de plusieurs notions sur la modélisation et l'identification des systèmes dynamique, de plus, un aperçu sur la modélisation de l'alternateur, à savoir le modèle de quatrième ordre, et des systèmes d'excitation a été effectué. En second lieu, nous avons élaboré une approche efficace pour identifier les paramètres de l'alternateur et du système d'excitation. Puisque l'alternateur a une structure du modèle connue mais des paramètres inconnus, le processus d'identification peut être traité comme un problème d'optimisation. Basant sur cette idée l'approche proposée OE-SFS exploite la méthode d'identification dite « à erreur de sortie » et l'algorithme « recherche fractale stochastique (SFS) » comme un algorithme d'optimisation.

L'approche OE-SFS a été utilisée en premier lieu, pour identifier les paramètres du modèle du quatrième ordre de l'alternateur. En second lieu, cette approche a été utilisée pour une identification simultanément des paramètres de l'alternateur et son système d'excitation. En plus de sa précision, sa capacité et sa stabilité, la méthode proposée a prouvé sa grande efficacité même en présence de données bruitées.

Mots clés : Alternateur synchrones, Système d'excitation IEEE AC4A, Identification paramétrique, Modèle de Park, Modèle d'état non linéaire, recherche fractale stochastique.

Abstract: This thesis addresses the problem of modeling and identification of electrical alternators. Our study focuses in the first place, on the introduction of several notions on the modeling and the identification of the dynamic systems, moreover, a brief outline of the modeling of the synchronous generator, namely the model the fourth order model, and of the excitation systems was performed. Secondly, we set as an objective the development of an effective approach to identify the parameters of the generator and the excitation system. Since the synchronous generator has a known model structure but unknown parameters, the identification process can be treated as an optimization problem. Based on this idea, the proposed OE-SFS approach exploits the so-called "output error" identification method and the "stochastic fractal search (SFS)" algorithm as an optimization algorithm.

The OE-SFS approach was first used to identify the parameters of the model fourth order of the synchronous generator. Secondly, this approach was used for simultaneous identification of the parameters of the synchronous generator and its excitation system.

In addition to its accuracy, ability, and stability, this approach proved a high efficiency even in the presence of noisy data

Key words: synchronous generator, IEEE AC4A excitation system, Parametric identification, Park model, Nonlinear state space model, Stochastic fractal search.

