



Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Identification paramétrique d'une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance par la méthode fréquentielle avec tests à l'arrêt (SSFR)

Réalisé par :

Mr. GHERIB Issam
Mr. LIMAM Amerouche

Encadré par :

Dr. LEGUEBEDJ Farid
(ENP)

Soutenu le 25 Juin 2024, Devant le jury composé de :

Pr. TAHMI REDOUANE : ENP - Président
Pr. SEBAA KARIM : ENP - Examineur
Pr. TOUHAMI OMAR : ENP - Examineur



Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Identification paramétrique d'une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance par la méthode fréquentielle avec tests à l'arrêt (SSFR)

Réalisé par :

Mr. GHERIB Issam
Mr. LIMAM Amerouche

Encadré par :

Dr. LEGUEBEDJ Farid
(ENP)

Soutenu le 25 Juin 2024, Devant le jury composé de :

Pr. TAHMI REDOUANE : ENP - Président
Pr. SEBAA KARIM : ENP - Examineur
Pr. TOUHAMI OMAR : ENP - Examineur

ملخص

يركز موضوع المشروع النهائي للدراسة على التعرف على المعلمات باستخدام طريقة الاستجابة الترددية لآلة متزامنة ذات أقطاب بارزة بقوة 277.8 ميجا فولت أمبير وجهد 16.5 كيلو فولت. وقد نُشرت نتائج الاستجابة الترددية للحالة الثابتة (SSFR) لهذه الآلة في تقرير صادر عن معهد أبحاث الطاقة الكهربائية (EPRI). يتضمن هذا المشروع ادخال معاوقات المحورين d و q لتحديد نماذج SSFR2 (الدرجة الثانية) و SSFR3 (الدرجة الثالثة). تشمل عملية التعرف استخراج الثوابت الزمنية من استجابة التردد للآلة وتحديد معلمات الدائرة المكافئة باستخدام الأساليب العددية. تم استخدام طريقة التحسين عبر سرب الجسيمات (PSO) لتحديد معلمات الآلة، مستوحية من السلوك الجماعي للأسراب الطبيعية لتحسين النتائج. تختتم الدراسة بتحليل متعمق لتأثير نماذج SSFR1 و SSFR2 و SSFR3 على النظام العابر، مع التركيز بشكل خاص على الاستقرار الديناميكي والبدء غير المتزامن. يصف نموذج SSFR3 بشكل أفضل الخصائص الديناميكية للآلة.

كلمات مفتاحية :

آلة متزامنة ذات أقطاب بارزة، اختبارات استجابة التردد الساكنة (SSFR)، دائرة مكافئة، PSO، تحديد المعلمات.

Abstract

The project focuses on parametric identification using the frequency response method for a 277.8 MVA, 16.5 kV salient-pole synchronous machine. The stationary state frequency response (SSFR) results, published by the Electric Power Research Institute (EPRI), were used. The process involves introducing d - and q -axis impedances to determine SSFR1, SSFR2 and SSFR3 models. The identification includes extracting time constants from the machine's frequency response and determining equivalent circuit parameters using numerical methods. The meta-heuristic PSO method is employed to identify the machine's parameters, simulating the collective behavior of natural swarms to optimize results. The study concludes with an in-depth analysis of the three models on the transient regime, focusing on dynamic stability and asynchronous starting. The SSFR3 model best describes the machine's dynamic characteristics.

Keywords : Salient pole synchronous machine, standstill frequency responses tests (SSFR), equivalent circuit, PSO, parameter identification.

Résumé

Le projet de fin d'étude se concentre sur l'identification paramétrique par la méthode fréquentielle d'une machine synchrone à pôles saillants de 277.8 MVA et de 16.5 kV. Les résultats de la réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR), publiés par l'Electric Power Research Institute (EPRI), ont été utilisés. Le processus introduit les impédances des axes d et q pour déterminer les modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3. L'identification inclut l'extraction des constantes de temps de la réponse en fréquence et la détermination des paramètres du circuit équivalent à l'aide de méthodes numériques. La méthode méta-heuristique PSO est employée pour identifier les paramètres de la machine, simulant le comportement collectif des essaims naturels pour optimiser les résultats. L'étude se termine par une analyse approfondie des trois modèles sur le régime transitoire, en mettant l'accent sur la stabilité dynamique et le démarrage en asynchrone. Le modèle SSFR3 décrit le mieux les caractéristiques dynamiques de la machine.

Mots clés : Machine synchrone à pôles saillants, méthode fréquentielle à l'arrêt (SSFR), circuit équivalent, PSO, identification des paramètres.

Dédicace

“

À Maman, papa, Youcef, Brahim , Riyad, Serine vous que j'aime tant, vous mes chers, vous, ma boussole, vous, mon abri, je vous dédie ce travail,

Je voudrais exprimer ma reconnaissance profonde envers mon précieux ami, Abderrazak Lemia,

Je suis infiniment reconnaissant envers mon ange gardien, la précieuse Ferial larek,

Je ne saurais omettre mes chers amis Wanis, Anis, Ayoub, Mohamed, Nassim, Houcine, Ramy, Yacine, Bilel ,Naili Ilyes et Fateh,

Je tiens à remercier mon binôme Issam pour ces trois années d'études ensemble. Ta collaboration et notre travail commun sur ce mémoire ont été inestimables. Tu es le meilleur, Issam !

À tous ceux qui me sont chers, à vous tous

Merci.

”

- Amerouche

“

*À la mémoire de mon ami Hachem, que Dieu l'accueille
dans ses vastes paradis,*

*À mes chers parents, Razane, Hadil et Shirine qui ont
éclairé mon chemin et qui m'ont encouragé et soutenu tout
au long de mes études,*

*Je suis infiniment reconnaissant envers mon ange gardien,
le précieux Abdelmalek HIGOUN,*

*Je ne saurais omettre Ahmed, Akram, Melissa, Ouanis,
Chakib, Imed, Abdelhadi, Massinissa, Zamouchi et mon
Village,*

*Je tiens à remercier mon binôme Amerouche pour tous les
moments de joie, de stress et de soutien que nous avons
partagés,*

À tous ceux qui me sont chers, à vous tous

Merci.

”

- Issam

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Allah le tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience nécessaires à mener ce travail à son terme.

Nous tenons à remercier tout particulièrement notre encadrant Dr. **LEGUEBEDJ Farid**, qui nous a encadrés tout au long de ce projet de fin d'études ; qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il nous a prodigués.

Nous remercions également Pr. **TAHMI Redouane** pour nous avoir honoré en acceptant de présider le jury, Pr. **SEBAA Karim** et Pr. **TOUHAMI Omar** d'avoir accepté de juger notre humble travail.

Nous remercions également, Monsieur **Youcef BENMAHAMED**, Docteur à l'ENP, pour leur aide et leur entière disponibilité dans le coté numérique et ses encouragements.

Nous ne saurions oublier ici de remercier les enseignants du département d'Électrotechnique à l'École Nationale Polytechnique pour nous avoir offert, une bonne formation au bout des trois années qu'on a passé ensemble sous le toit de notre département d'Électrotechnique.

Nous voudrions exprimer notre reconnaissance envers les amis et collègues qui nous ont apporté leur support moral et intellectuel tout au long de notre démarche, pour tous les moments agréables partagés durant cette formation ainsi que pour la bonne ambiance de travail qui a régné pendant la période de préparation de nos PFE.

Table des matières

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Liste des sigles et acronymes	
Liste des symboles	
Introduction générale	14
1 Modélisation et Description des Machines Synchrones	17
1.1 Introduction	18
1.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation	18
1.3 Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs	19
1.3.1 Modèle mathématique de la machine réelle	19
1.3.2 Calcul des coefficients de la matrice constitutive	20
1.3.3 Équations de tensions dans les variables de la machine	25
1.3.4 Changement de variables	26
1.4 Transformation de Park	27
1.4.1 Équations de tension dans les variables du référentiel rotorique	28
1.4.2 Équations du flux dans les variables du référentiel rotorique	30
1.4.3 Équations de tension et du flux en termes de réactances	31
1.4.4 Équation du puissance dans les variables du référentiel rotorique	31
1.4.5 Équation du couple dans les variables du référentiel rotorique	32
1.5 Système per-unit	32
1.5.1 Grandeurs de base	32
1.5.2 Équations de tension en per-unit	34
1.5.3 Équations du flux en per-unit	35
1.5.4 Équation de puissance en per-unit	36
1.5.5 Équation du couple en per-unit	36
1.5.6 Équation du mouvement en per-unit	36
1.6 Schémas équivalents des machines synchrones	37
1.6.1 Schéma équivalent selon l'axe d	37
1.6.2 Schéma équivalent selon l'axe q	37
1.7 Conclusion	38
2 Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle 39	
2.1 Introduction	40
2.2 Paramètres Opérationnels	40
2.3 Tests de la méthode fréquentielle (SSFR)	41
2.3.1 Grandeurs mesurables	42
2.3.2 Procédure de test	42

2.4	Protocole expérimental	43
2.5	Positionnement du rotor	44
2.5.1	Alignement de l'axe d	44
2.5.2	Alignement de l'axe q	44
2.6	Présentation de la machine sous test	45
2.6.1	Description de la machine	45
2.6.2	Caractéristiques électriques	45
2.7	Analyse de la structure paramétrique des modèles de la machine synchrone	46
2.7.1	Modèle de premier ordre	47
2.7.2	Modèle de deuxième ordre	47
2.7.3	Modèle de troisième ordre	48
2.8	L'inductance opérationnelle	50
2.8.1	La réponse en fréquence	50
2.8.2	Calcul des inductances synchrones L_d et L_q en p.u.	53
2.8.3	Calcul de la résistance statorique (d'armature) en p.u.	53
2.9	Détermination des constantes de temps	53
2.9.1	Méthodes numériques d'ajustement de courbe	53
2.9.2	Estimation de la fonction de transfert et les constantes de temps	53
2.10	Estimation des paramètres des circuits équivalents	54
2.10.1	Méthode standard (classique)	54
2.10.2	Méthode numérique	56
2.11	Discussion des résultats obtenus et validations	57
2.12	Sensibilité de la résistance de l'induit R_a	58
2.13	Conclusion	59
3	Identification des modèles des machines synchrones par Essaim Particulaire (PSO)	61
3.1	Introduction	62
3.2	Caractéristiques de l'OEP	62
3.3	Problème d'optimisation	62
3.4	Principe du fonctionnement de PSO	63
3.5	Mécanisme de confinement	65
3.6	Critère d'arrêt	65
3.7	Organigramme général de l'OEP	66
3.8	Application de l'OEP sur l'identification de la machine synchrone	67
3.8.1	Diagramme de blocs de l'approche d'identification basée sur PSO	68
3.8.2	Détermination les paramètres de la machine synchrone par PSO	68
3.9	Application et validation sur l'identification selon l'axe d	70
3.9.1	Estimation des constantes de temps	70
3.9.2	Les erreurs des itérations (L'effet de nombre d'itérations)	71
3.9.3	Estimation des paramètres du circuit équivalent	72
3.9.4	Comparaison entre l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) selon et la Méthode Numérique selon l'axe d	73
3.10	Application et validation sur l'identification selon l'axe q	75
3.10.1	Estimation des constantes de temps	75
3.10.2	Estimation des paramètres du circuit équivalent	75
3.10.3	Comparaison entre l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) selon et la Méthode Numérique selon l'axe q	76
3.10.4	Interprétation	78
3.11	Conclusion	78

4	Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire	79
4.1	Introduction	80
4.2	Caractéristiques fréquentielles	80
4.3	L'influence des modèles sur le comportement de la machine synchrone	81
4.3.1	Court-circuit brusque	81
4.3.2	Stabilité dynamique (Simulation des transitoires en variation de tension)	84
4.3.3	Démarrage en asynchrone	88
4.4	Conclusion	92
	Conclusion Générale	93
	Bibliographie	95
	Annexes	99

Liste des tableaux

2.1	Caractéristiques électriques	45
2.2	Estimation de l'inductance synchrone et les constantes de temps selon l'axe direct et l'ordre du modèle	54
2.3	Estimation de l'inductance synchrone et les constantes de temps selon l'axe en quadrature et l'ordre du modèle	54
2.4	Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode classique selon l'axe direct	55
2.5	Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode classique selon l'axe en quadrature	55
2.6	Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique selon l'axe direct	57
2.7	Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique selon l'axe en quadrature	57
3.1	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe direct pour le modèle SSFR1	70
3.2	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe direct pour le modèle SSFR2	71
3.3	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe direct pour le modèle SSFR3	71
3.4	Estimation des paramètres des circuits équivalents par l'OEP selon l'axe direct .	72
3.5	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR1 . . .	73
3.6	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR2 . . .	74
3.7	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR3 . . .	74
3.8	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe <i>q</i> pour le modèle SSFR1	75
3.9	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe <i>q</i> pour le modèle SSFR2	75
3.10	Estimation des constantes de temps par l'OEP et <i>freqs</i> selon l'axe <i>q</i> pour le modèle SSFR3	75
3.11	Estimation des paramètres des circuits équivalents par l'OEP selon l'axe <i>q</i> . . .	76
3.12	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR1 . . .	77
3.13	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR2 . . .	77
3.14	Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR3 . . .	77
1	Les mesures de tests SSFR de l'impédance selon l'axe direct Z_d	100
2	Les mesures de tests SSFR de l'impédance selon l'axe direct Z_q	102

Table des figures

1.1	Machine Synchronne	18
1.2	Une machine synchronne à pôle saillant, triphasée, à une paire de pôles, connectée en étoile [1]	19
1.3	Représentation de la transformation de Park de la machine à pôles saillants avec amortisseurs [2]	28
1.4	Circuit équivalent d'axe direct d'une machine synchronne triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor [1][page 153]	37
1.5	Circuit équivalent d'axe quadratique d'une machine synchronne triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor [1][page 153]	38
2.1	Quadripôle de l'axe- d et le dipôle de l'axe- q	40
2.2	Approximation asymptotique du diagramme d'amplitude de $L_d(s)$	41
2.3	Schéma de configuration de test pour l'impédance opérationnelle axe- d , $Z_d(s)$	43
2.4	Schéma de configuration de test pour l'impédance opérationnelle axe- q , $Z_q(s)$	43
2.5	Schéma de configuration de test pour la fonction de transfert armature-inducteur, $sG(s)$	44
2.6	Schéma de configuration de test pour l'impédance de transfert armature-inducteur, Z_{af0}	44
2.7	Photo du rotor de ce générateur	45
2.8	Circuit équivalent d'un modèle de troisième ordre d'axe direct	46
2.9	Circuit équivalent d'un modèle de troisième ordre d'axe en quadrature	46
2.10	Réponse en fréquence de Z_d	50
2.11	Variation de la résistance statorique (R_a) en fonction de la fréquence selon l'axe direct	50
2.12	La réponse en fréquence de Z_q	51
2.13	Variation de la résistance statorique (R_a) en fonction de la fréquence selon l'axe en quadrature	51
2.14	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d	52
2.15	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q	52
2.16	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par la méthode numérique	58
2.17	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q mesurée et calculée par la méthode numérique	58
2.18	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par la méthode numérique pour différentes résistances statoriques	59
3.1	Déplacement d'une particule	64
3.2	Organigramme général de l'OEP	67
3.3	Diagramme de blocs de l'approche d'identification basée sur PSO	68
3.4	Variation de l'erreur en fonction du nombre d'itérations pour une seule exécution	71
3.5	Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par l'OEP d'axe direct	72

3.6	Variation de l'erreur en fonction du nombre de boucles (loop) pour le modèle du 2 ^{ème} ordre	73
3.7	Comparaison de la réponse fréquentielle de L_d entre la méthode numérique et PSO pour le modèle SSFR3 d'axe direct	74
3.8	La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q mesurée et calculée par l'OEP d'axe en quadrature	76
3.9	Comparaison de la réponse fréquentielle de L_q entre la méthode numérique et PSO pour le modèle SSFR3 d'axe en quadrature	78
4.1	Caractéristiques fréquentielles des fonctions $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ dans un plan gaussien	81
4.2	Variation du couple asynchrone de freinage en fonction du temps selon les modèles de la machine	82
4.3	Variation du courant d'excitation i_f lors d'un court-circuit triphasé en charge	82
4.4	Variation du courant de phase i_{as} lors d'un court-circuit triphasé en charge	83
4.5	Variation du couple électromagnétique τ_e lors d'un court-circuit triphasé en charge	83
4.6	Variation de la vitesse mécanique ω_r et l'angle interne δ lors d'un court-circuit triphasé en charge	83
4.7	Variation du courant d'excitation i_f et courant de phase i_{as} lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge	85
4.8	Variation du couple électromagnétique τ_e lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge	86
4.9	Variation des tension selon les axes direct quadratique v_{ds} et v_{qs} lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge	86
4.10	Variation de la vitesse mécanique ω_r et l'angle interne δ lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge	87
4.11	Variation du couple asynchrone τ_{asy} (<i>p.u.</i>) en fonction de glissement g selon les modèles de la machine	89
4.12	Variation du courant d'excitation i_f et courant de phase i_{as} lors du démarrage en asynchrone	90
4.13	Variation du couple électromagnétique τ_e lors du démarrage en asynchrone	91
4.14	Variation de la vitesse mécanique ω_r lors du démarrage en asynchrone Selon les modèles de la machine	91

Liste des sigles et acronymes

SSFR	<i>Standstill Frequency Response (La méthode fréquentielle à l'arrêt)</i>
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
MST	<i>Machine Sous Test</i>
CC	<i>Court-Circuit</i>
MSPS	<i>Machine Synchrone à Pôles Saillants</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
TP	<i>Transformation de Park</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
OEP	<i>Optimisation par Essaim Particulaire</i>
EQM	<i>Erreur Quadratique Moyenne</i>

Liste des symboles

s	Opérateur de Laplace
p	Nombre de paires de la machine synchrone
f_s	Fréquence synchrone
$\Phi_{d, q}$	Flux selon l'axe direct et en quadrature
Φ_f	Flux d'excitation
$\Phi_{a, b, c}$	Flux selon les phases statoriques
$\Phi'_{q, d r}$	Flux selon les phases rotoriques
$v_{a, b, c}$	Tension statorique
$v_{q, d r}$	Tension rotorique
v_f	Tension d'excitation
$v_{ds, qs}$	Tensions d'armature selon l'axe direct et l'axe quadrature
i_f	Courant d'excitation
$i_{ds, qs}$	Courants de ligne selon l'axe direct et l'axe quadrature
$i_{a, b, c}$	Courants statoriques
$i_{kd, kq}$	Courants amortisseurs selon l'axe direct et l'axe quadrature
τ_e	Couple électromagnétique
τ_u	Couple utile
δ	Angle interne
ρ	Dérivée par rapport au temps
S_n	Puissance nominale apparente
ω_s	Vitesse synchrone
ω_b	Valeur de base de la fréquence angulaire
R_f, R_k, R_j	Résistances d'induit, inducteur et amortisseurs d'axe direct
L_f, L_k, L_j	Inductance de fuites induit, inducteur et amortisseurs d'axes direct
$R_{kq1}, R_{kq2}, R_{kq3}$	Résistances d'amortisseurs d'axes en quadrature
$L_{kq1}, L_{kq2}, L_{kq3}$	Inductances de fuite d'amortisseurs d'axes en quadrature
$Z_{d, q} (s)$	Impédance opérationnelle d'axe direct et en quadrature
$L_{d, q} (s)$	Inductance opérationnelle d'axe direct et en quadrature
$L_{d, q}$	Inductance synchrone d'axe direct et en quadrature
$L_{md, mq}$	Inductance de magnétisation d'axe direct et en quadrature
L_{amd}	Inductance équivalente de L_{md} et L_a en parallèle
L_{amdf}	Inductance équivalente de L_{md} , L_f et L_a en parallèle
L_{mdf}	Inductance équivalente de L_{md} et L_f en parallèle
$T'_{d0, q0}, T'_{d, q}$	Constantes de temps transitoires d'axe d et q à vide et en court-circuit
$T''_{d0, q0}, T''_{d, q}$	Constantes de temps sub-transitoires d'axe d et q à vide et en court-circuit
$T'''_{d0, q0}, T'''_{d, q}$	Constantes de temps sub-sub-transitoires d'axe d et q à vide et en court-circuit

Introduction générale

La vie quotidienne dépend largement de l'énergie électrique et au fil du temps, cette forme d'énergie a connu des avancées et des développements qui ont diversifié ses sources et ses méthodes de production. Cette électricité est produite à partir de différentes ressources telles que mécanique, nucléaire, thermique, hydraulique ou solaire dans des centrales électriques.

Ces centrales utilisent les machines synchrones pour la production d'électricité, lesquelles jouent un rôle crucial dans la fourniture d'énergie électrique à grande échelle. Ainsi, la connaissance précise des paramètres des machines synchrones est essentielle pour évaluer leur réponse dynamique et leur stabilité. Depuis de nombreuses décennies la modélisation des machines synchrones fait l'objet de nombreux plusieurs travaux de recherche. Avec le développement de l'informatique, les travaux sur leur modélisation se sont accentués en vue de leur simulation en fonctionnement dynamique [3].

A cet effet, Il est essentiel d'identifier précisément ces paramètres. Plusieurs techniques de mesure et méthodes d'identification pour déterminer les paramètres du modèle de la machine synchrone. L'analyse graphique des essais de court-circuit est une méthode classique de la norme IEEE 115 [4] permettant d'obtenir les paramètres de l'axe d et ne permet pas d'identifier les paramètres de l'axe q . D'autres études sont basées sur l'analyse temporelle de la réponse de la machine à l'arrêt (SSFR). Avec le développement de l'outil informatique a stimulé l'apparition de plusieurs autres techniques d'identification du modèle du générateur synchrone et Ces méthodes sont généralement classées en deux catégories. La première repose sur une modélisation "boîte grise" [5, 6], où une structure de modèle est présumée connue, La seconde catégorie utilise une modélisation "boîte noire", où aucune structure de modèle n'est supposée connue à priori.

Il existe également des méthodes heuristiques pour la détermination des paramètres des machines synchrones. Ces méthodes se basent sur des principes d'optimisation pour rechercher efficacement les paramètres du modèle de la machine Parmi les méthodes heuristiques couramment utilisées, on trouve l'algorithme génétique, les algorithmes de recherche tabou, Optimisation par essaim particulaire (PSO) ainsi ces méthodes heuristiques sont moins susceptibles de se retrouver piégées dans des optima locaux comparées aux méthodes basées sur les gradients. Mais, L'implémentation de ces méthodes est difficile et nécessite des outils informatiques plus puissants que ceux recommandés dans la norme IEEE 115 [7], telles que la méthode des moindres carrés.

Une approche couramment utilisée pour déterminer les paramètres du modèle $d - q$ à partir du test de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR), L'objectif du test SSFR est d'exciter la machine à différentes fréquences pour observer leur réponse en termes de tension et de courant. Pendant les tests SSFR, la machine est à arrêt et son rotor est aligné soit le long de l'axe d , soit le long de l'axe q . Deux phases du stator sont ensuite alimentées en série par une source de tension sinusoïdale dont la fréquence peut varier. Ensuite, les paramètres de la machine sont obtenus en utilisant une méthode d'identification basée sur la fonction de transfert paramétrique qui décrit le modèle $d - q$.

Malgré sa popularité certains problèmes peuvent affecter les résultats du SSFR, tels que le niveau de magnétisation de la machine pendant les tests et la variation de la résistance du stator.

Ensuite la difficulté de choix de la méthode d'identification des paramètres à partir des données mesurées. Aussi il y a un manque d'études détaillées sur le dispositif expérimental, les caractéristiques techniques des appareils de mesure et d'enregistrement, ainsi que les paramètres spécifiques de test tels que la portée, le nombre de fréquences testées et l'amplitude de la tension de la source. Cette lacune peut rendre difficile l'obtention de mesures satisfaisantes pour une analyse précise des données et leur utilisation ultérieure pour l'identification paramétrique.

Ce mémoire de fin d'études est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre se concentre sur la modélisation de la machine synchrone, explorant les

équations qui décrivent leur comportement électrique, magnétique et mécanique utilisées pour décrire de manière précise le fonctionnement de la machine. Cela comprend l'analyse de la théorie des deux axes de Park. À la fin du premier chapitre, nous détaillons les schémas équivalents selon les axes d et q .

Le deuxième chapitre présente une procédure d'identification des paramètres des schémas équivalents par une méthode numérique. L'ordre du circuit équivalent de la machine synchrone est déterminé en utilisant l'inductance opérationnelle. Pour cela, on identifie les pôles et les zéros de la fonction de transfert de cette inductance. Après l'obtention des constantes de temps, celles-ci servent de référence pour déterminer les paramètres de la machine à l'aide de la méthode numérique. Enfin, la procédure est validée par la comparaison des résultats obtenus avec des données expérimentales.

Le troisième chapitre se concentre sur l'estimation des paramètres de la machine synchrone en utilisant une méthode méta-heuristique, à savoir l'optimisation par essaim de particules (PSO). Cette approche permet d'explorer efficacement l'espace de recherche pour trouver les valeurs optimales des constantes de temps et des paramètres. Nous comparons ensuite les résultats obtenus avec cette méthode heuristique à ceux obtenus par une méthode numérique.

Dans le quatrième chapitre, nous examinons l'influence des structures de modèles sur le régime transitoire, en mettant l'accent sur la stabilité dynamique. Pour cela, nous avons réalisé plusieurs tests transitoires tels que le court-circuit et le démarrage en asynchrone. L'objectif est de déterminer le modèle le plus adéquat pour décrire le comportement transitoire de la machine synchrone dans différentes conditions.

Chapitre 1

Modélisation et Description des Machines Synchrones

1.1 Introduction

Dans le processus de conversion d'énergie mécanique en énergie électrique [1], les machines synchrones dont les rotors sont entraînés par des turbines hydrauliques, turbines à vapeur ou moteurs à combustion, jouent un rôle crucial. Bien que la machine asynchrone soit généralement utilisée pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, la machine synchrone, présentée dans la **Figure (1.1)** représente une alternative compétitive dans les entraînements à courant alternatif.

On distingue deux catégories de machines synchrones : celles à pôles lisses, caractérisées par un rotor cylindrique à entrefer constant, principalement utilisées à des vitesses élevées comme les turbo-alternateurs ; et celles à pôles saillants, plus fréquentes, ayant un entrefer non uniforme avec des saillances, adaptées aux vitesses plus basses, notamment dans les centrales hydrauliques. Ce chapitre se concentre sur deux principaux aspects : la modélisation des générateurs synchrones pour simuler les changements rapides et étudier la stabilité, ainsi que la création de schémas électriques équivalents pour ces machines synchrones.

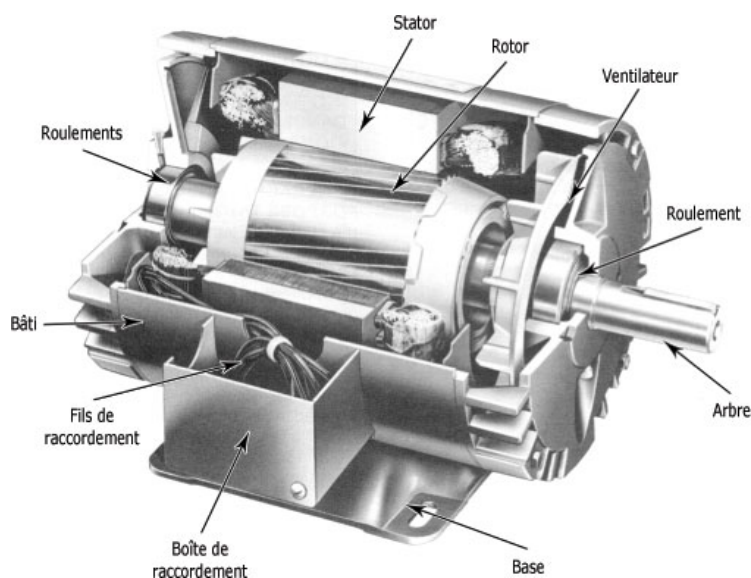


FIG. 1.1 : Machine Synchrone

1.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation

La modélisation de la génératrice synchrone [8] à rotor bobiné et avec pôles saillants a été effectuée en considérant les hypothèses simplificatrices [9] suivantes :

1. La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables. Cette hypothèse permet d'exprimer le flux en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles.
2. On considère que les résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont invariantes par rapport aux variations de la température.
3. Les réactances de fuites ne dépendent pas de la position du rotor.
4. L'effet de peau ne varie pas en fonction du glissement ou de la fréquence.

5. La machine fonctionne dans un régime linéaire et les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales.
6. La distribution de la force magnétomotrice est considérée de forme sinusoïdale, ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice, créée par chaque phase de l'induit.

1.3 Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs

1.3.1 Modèle mathématique de la machine réelle

Dans la Figure (1.2) [10], les enroulements du stator sont identiques et décalés de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques les uns par rapport aux autres. Le rotor est équipé d'un enroulement d'excitation et de deux enroulements amortisseurs. L'enroulement d'excitation, fd , possède N_{fd} tours équivalents avec une résistance r_{fd} . L'enroulement amortisseur de l'axe direct, l'enroulement kd , a le même axe magnétique que l'enroulement d'excitation. Il a N_{kd} tours équivalents avec une résistance r_{mkd} . L'axe magnétique du deuxième enroulement, l'enroulement kq , est décalé de $\frac{\pi}{2}$ radians électriques par rapport à l'axe magnétique de l'enroulement fd . L'enroulement kq a N_{kq} tours équivalents avec une résistance r_{kq} .

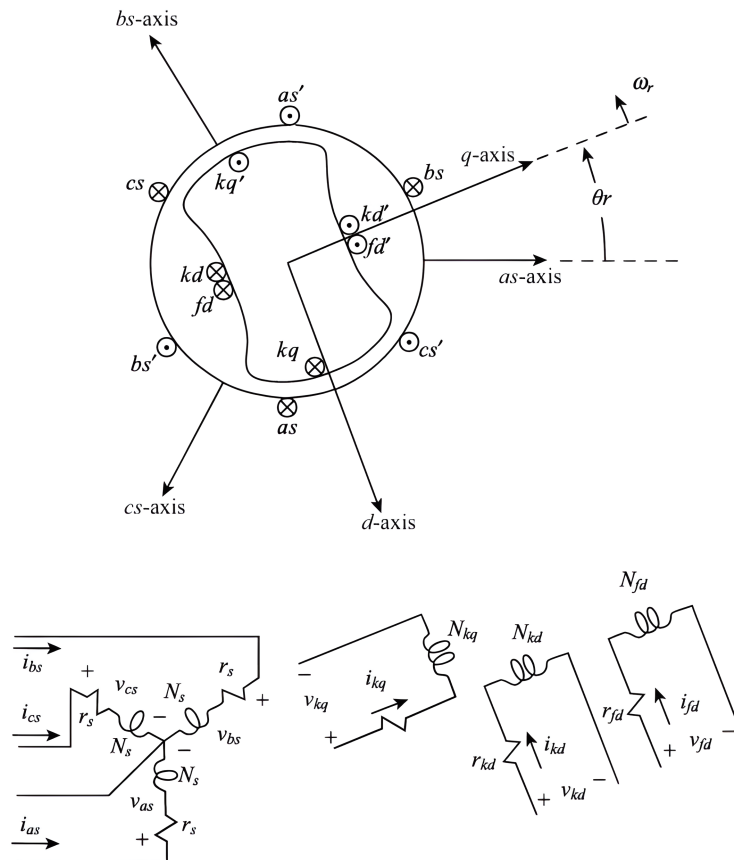


FIG. 1.2 : Une machine synchrone à pôle saillant, triphasée, à une paire de pôles, connectée en étoile [1]

De plus, les axes magnétiques des enroulements du stator sont désignés par as , bs , et cs . L'axe quadratique (q) et l'axe direct (d) sont également indiqués. L'axe q est l'axe magnétique de l'enroulement kq , tandis que l'axe d est l'axe magnétique des enroulements fd et kd . L'angle mécanique du rotor, θ_r , est défini comme l'angle par lequel l'axe q précède l'axe as dans le sens de la rotation. Étant donné que le rotor tourne par rapport au stator, l'angle θ_r augmente continuellement et est relié à la vitesse angulaire du rotor, ω_r , et au temps, t , par :

$$\theta_r = \omega_r t \quad (1.1)$$

1.3.2 Calcul des coefficients de la matrice constitutive

Inductances propres statoriques

L'auto-inductance de chaque enroulement de l'induit varie selon une période, atteignant un maximum lorsque l'axe des pôles est aligné avec l'axe des phases, et un minimum lorsque l'axe interpolaire est aligné avec l'axe des phases. En raison de la symétrie du rotor, l'inductance propre de l'induit présente une période de π rad électriques et peut être exprimée par une série de cosinus d'harmoniques d'angle pairs [11]. Uniquement les deux premiers termes de cette série sont significatifs. Par conséquent, la variation de l'inductance est considérée comme harmonique, c'est-à-dire :

$$l_{aa}(\theta_r) = l_{aa0} + l_{aa2} \cos 2\theta_r \quad (1.2)$$

Où θ_r représente l'angle entre l'axe q et l'axe de la phase a , cet angle est mesuré dans le sens de rotation du rotor. Les l'_s sont des inductances qui seront définies ultérieurement, leurs indices indiquent les circuits qui sont en cours d'analyse. De façon similaire, nous avons :

$$l_{bb}(\theta_r) = l_{bb0} + l_{bb2} \cos \left[2 \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (1.3)$$

$$l_{cc}(\theta_r) = l_{cc0} + l_{cc2} \cos \left[2 \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (1.4)$$

Suite à l'hypothèse (6), le flux magnétique de distribution sinusoïdale passe à travers les enroulements du stator le long de l'entrefer. Le courant électrique dans la phase- a génère une onde spatiale de force magnétomotrice (fmm) dans l'entrefer qui possède uniquement une fréquence fondamentale. Cette onde peut être décomposée en deux composantes. Ces composantes sont proportionnelles à $\sin \theta_r$ et $-\cos \theta_r$ et agissent respectivement le long de l'axe direct et de l'axe en quadrature [12].

Ces éléments de la force magnétomotrice (fmm) dans la phase- a engendrent des composantes de flux correspondantes, qui possèdent des composantes spatiales fondamentales de module :

$$\Phi_d = P_d \sin \theta_r \quad (1.5)$$

$$\Phi_q = -P_q \cos \theta_r \quad (1.6)$$

Avec P_d et P_q proportionnels aux coefficients de perméance efficace sur les axes direct et quadratique, respectivement, ainsi qu'à la force magnétomotrice (fmm). La relation associée à la phase a , qui est induite par ce flux, est alors proportionnelle à :

$$\Phi_d \sin \theta_r - \Phi_q \cos \theta_r = P_d \sin^2 \theta_r + P_q \cos^2 \theta_r \quad (1.7)$$

$$= \frac{P_d + P_q}{2} + \frac{P_q - P_d}{2} \cos 2 \theta_r \quad (1.8)$$

$$= k_1 + k_2 \cos 2 \theta_r \quad (1.9)$$

Inductances mutuelles statoriques

Pour établir la forme de l'inductance mutuelle entre les phases a et b , par exemple, il est crucial de comprendre qu'une composante du flux mutuel peut exister qui n'est pas connectée au rotor et est donc indépendante de l'angle θ_r [11]. En prenant en compte la force magnétomotrice (fmm) produite dans la phase a , les composantes du flux dans l'entrefer sont, comme mentionné précédemment. La relation avec la phase b , qui découle de ces composantes, est proportionnelle à :

$$\Phi_d \sin \theta_b - \Phi_q \cos \theta_b = P_d \sin \theta_r \cos \theta_b + P_q \cos \theta_r \cos \theta_b \quad (1.10)$$

$$= P_d \sin \theta_r \sin \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) + P_q \cos \theta_r \cos 2 \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \quad (1.11)$$

$$= \frac{P_d + P_q}{4} + \frac{P_q - P_d}{2} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \quad (1.12)$$

$$= -\frac{1}{2} k_1 - k_2 \cos 2 \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \quad (1.13)$$

Alors, les inductances mutuelles totales s'écrivent de la forme :

$$l_{ab}(\theta_r) = l_{ba}(\theta_r) = - \left[l_{ab0} + l_{ab2} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (1.14)$$

$$l_{bc}(\theta_r) = l_{cb}(\theta_r) = - \left[l_{ab0} + l_{ab2} \cos 2 (\theta_r + \pi) \right] \quad (1.15)$$

$$l_{ca}(\theta_r) = l_{ac}(\theta_r) = - \left[l_{ab0} + l_{ab2} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (1.16)$$

Inductances propres rotoriques

En négligeant les effets de la saturation, les inductances propres du rotor, à savoir $l_{fd fd}$, $l_{kd kd}$ et $l_{kq kq}$ sont considérées comme des constantes.

Inductances mutuelles rotoriques

Toutes les inductances mutuelles entre deux circuits sur l'axe direct et entre deux circuits sur l'axe en quadrature sont également constantes. En raison de la symétrie du rotor, il n'existe pas d'inductance mutuelle entre un circuit sur l'axe direct et un circuit sur l'axe quadratique. Par conséquent, nous avons :

$$l_{fd kd} = l_{kd kq} = l_{kq fd} = l_{kq kd} = 0 \quad (1.17)$$

Inductances mutuelles stator-rotor

En prenant en compte le courant dans chaque bobine du rotor et en se souvenant que seule la composante spatiale fondamentale du flux connectera le stator de distribution sinusoïdale, toutes les inductances mutuelles stator-rotor fluctuent de manière sinusoïdale avec l'angle θ_r . Elles atteignent leur maximum lorsque les deux bobines en cours d'analyse sont alignées l'une avec l'autre. Par conséquent, nous avons :

$$l_{afd}(\theta_r) = l_{fad}(\theta_r) = l_{afd} \sin \theta_r \quad (1.18)$$

$$l_{bfd}(\theta_r) = l_{fbd}(\theta_r) = l_{afd} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.19)$$

$$l_{cfd}(\theta_r) = l_{fcd}(\theta_r) = l_{afd} \sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (1.20)$$

$$l_{akd}(\theta_r) = l_{kda}(\theta_r) = l_{akd} \sin \theta_r \quad (1.21)$$

$$l_{bkd}(\theta_r) = l_{kdb}(\theta_r) = l_{akd} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.22)$$

$$l_{ckd}(\theta_r) = l_{kdc}(\theta_r) = l_{akd} \sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (1.23)$$

$$l_{akq}(\theta_r) = l_{kqa}(\theta_r) = l_{akq} \cos \theta_r \quad (1.24)$$

$$l_{bkq}(\theta_r) = l_{kqb}(\theta_r) = l_{akq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.25)$$

$$l_{ckq}(\theta_r) = l_{kqc}(\theta_r) = l_{akq} \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (1.26)$$

En suivant une notation qui sera utile lorsque les équations de la machine seront traitées dans l'espace d'état, les équations suivantes présentent les inductances précédemment développées en notation matricielle. De plus, les l 's adoptés pour elles seront maintenant remplacés par les symboles correspondants :

$$l_{aa0} = L_{ls} + L_A \quad (1.27)$$

$$l_{aa2} = -L_B \quad (1.28)$$

$$l_{ab0} = \frac{1}{2} L_A \quad (1.29)$$

$$l_{akq} = -L_{akq} \quad (1.30)$$

$$l_{afd} = -L_{afd} \quad (1.31)$$

$$l_{akd} = -L_{akd} \quad (1.32)$$

$$l_{kqkq} = L_{lkq} + L_{mkq} \quad (1.33)$$

$$l_{fdfd} = L_{lfd} + L_{mfd} \quad (1.34)$$

$$l_{kdkd} = L_{lkd} + L_{mkd} \quad (1.35)$$

La matrice d'inductance statorique \mathbf{L}_s est représentée comme suit :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \pi\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \pi\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Or, la matrice d'inductance stator-rotor \mathbf{L}_{sr} est :

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{akq} \cos \theta_r & L_{afd} \sin \theta_r & L_{akd} \sin \theta_r \\ L_{akq} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{afd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{akd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{akq} \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{afd} \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{akd} \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Finalement, la matrice d'inductance du rotor \mathbf{L}_r s'écrit comme suit :

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lkq} + L_{mkq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fdkd} \\ 0 & L_{fdkd} & L_{lkd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

L'indice l dans les équations (1.36) et (1.38) désigne les inductances de fuite. Cependant, les indices akq , afd et akd dans l'équation (1.37) désignent les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor.

Le circuit équivalent dérivé est toujours assez compliqué, principalement parce que la matrice d'inductance mutuelle, \mathbf{L}_{sr} , n'est pas symétrique. Pour obtenir une représentation plus simple, il est nécessaire de procéder à un changement de variables, de sorte que les inductances magnétisantes correspondant à chaque courant de boucle sur un axe spécifique soient identiques. Les inductances magnétisantes sont définies comme suit :

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L_A - L_B) \quad (1.39)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (1.40)$$

On peut écrire [1] :

$$L_{akq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \quad (1.41)$$

$$L_{afd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right) L_{md} \quad (1.42)$$

$$L_{akd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \quad (1.43)$$

$$L_{mkq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 L_{mq} \quad (1.44)$$

$$L_{mfd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (1.45)$$

$$L_{mkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (1.46)$$

$$L_{fdkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_{kd}} \right) L_{md} \quad (1.47)$$

Pour attribuer les résistances et les inductances du rotor aux bobinages du stator, il est nécessaire de prendre en compte un autre ensemble de transformations de variables :

$$r'_j = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 r_j \quad (1.48)$$

$$L'_{ij} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 L_{ij} \quad (1.49)$$

Où l'indice j peut remplacer par kq , fd ou kd .

On peut écrire les relations du flux maintenant en termes de variables machine référées aux enroulements du stator comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\text{abc s}} \\ \Phi'_{\text{qdr}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{\text{sr}} \\ \frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{\text{sr}})^T & \mathbf{L}'_{\text{r}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{abc s}} \\ \mathbf{i}'_{\text{qdr}} \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

L'équation (1.36) de \mathbf{L}_s peut être défini comme suit :

$$\mathbf{L}'_{\text{sr}} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

et :

$$\mathbf{L}'_{\text{r}} = \begin{bmatrix} L'_{lkq} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lfd} + L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

Comme nous pouvons le remarquer, tous les éléments d'inductance, à l'exception de \mathbf{L}'_{r} , sont fonction de la position du rotor et dépendent donc de l'angle θ_r qui varie avec le temps.

Il est également important de noter que les résistances statoriques, r_a , r_b et r_c , sont identiques. Les deux termes \mathbf{r}_s et \mathbf{r}_r sont les diagonales de deux matrices distinctes ; plus précisément :

$$\mathbf{r}_s = \text{diag} [r_s \quad r_s \quad r_s] \quad (1.53)$$

$$\mathbf{r}_r = \text{diag} [r_{kq} \quad r_{fd} \quad r_{kd}] \quad (1.54)$$

Un commentaire final sur cette partie peut être emprunté à l'IEEE [13] :

Les paramètres électriques des machines synchrones sont utilisés dans une variété de problèmes du réseaux électriques. En régime permanent, une connaissance de la réactance synchrone de l'axe direct, X_d , et de la réactance synchrone de l'axe quadratique, X_q , est nécessaire pour déterminer, après des ajustements appropriés pour la saturation, la valeur maximale de la puissance réactive de sortie, Q , pour certaines conditions de borne d'induit. Ces sorties de puissance réactive maximales sont essentiellement une fonction de l'excitation du champ. Les capacités de sortie de puissance réactive des générateurs sont utilisées dans les études de flux de charge pour le contrôle des tensions des systèmes d'alimentation et la fourniture de puissances réactives de charge. En corollaire à cela, les réactances synchrones mentionnées ci-dessus sont utilisées pour déterminer les valeurs approximatives de la puissance réactive, qui peuvent être absorbées par une machine synchrone. Ceci est parfois étudié dans les études de flux de charge sous des conditions de charge minimale du système.

1.3.3 Équations de tensions dans les variables de la machine

On considère un système triphasé équilibré ; les équations de courants sont écrites comme suit :

$$i_a(t) = I_{\max} \sin(\omega_b t - \phi_a) \quad (1.55)$$

$$i_b(t) = I_{\max} \sin\left(\omega_b t - \phi_a - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.56)$$

$$i_c(t) = I_{\max} \sin\left(\omega_b t - \phi_a - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (1.57)$$

Il est approprié d'initier ce développement avec les équations de tension du stator. En appliquant les lois d'Ohm et de Faraday, les équations de tension du stator dans le référentiel naturel (abc), selon la convention du générateur, peuvent être aisément formulées comme suit :

$$v_a = -r_s i_a + \rho \Phi_a \quad (1.58)$$

$$v_b = -r_s i_b + \rho \Phi_b \quad (1.59)$$

$$v_c = -r_s i_c + \rho \Phi_c \quad (1.60)$$

Avec $\rho = \frac{d}{dt}$: l'opérateur de dérivation par rapport au temps.

Les équations de tensions en variables de la machine peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\mathbf{v}_{abc\ s} = -r_s \mathbf{i}_{abc\ s} + \rho \Phi_{abc\ s} \quad (1.61)$$

$$\mathbf{v}_{qdr} = -r_r \mathbf{i}_{qdr} + \rho \Phi_{qdr} \quad (1.62)$$

Avec : $\mathbf{v}_{abc\ s} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$; $\mathbf{i}_{abc\ s} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$; $\Phi_{abc\ s} = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$;
 $\mathbf{v}_{qdr} = [v_{kq} \ v_{fd} \ v_{kd}]^T$; $\mathbf{i}_{qdr} = [i_{kq} \ i_{fd} \ i_{kd}]^T$ et $\Phi_{qdr} = [\Phi_{kq} \ \Phi_{fd} \ \Phi_{kd}]^T$.

Chaque terme dans l'équation ci-dessus est obtenu en déterminant la tension induite dans un circuit particulier lorsque le courant circule dans un seul circuit, de la même manière que dans la théorie des circuits ordinaires. L'équation de tout circuit est obtenue en superposant toutes les tensions induites et la chute de résistance, puis en les égalant à la tension appliquée.

L'étape suivante consiste à utiliser les équations reliant le flux du stator et de l'excitation aux courants du stator et de l'excitation. Comme développé précédemment, l'association avec les liaisons de flux, montrées dans (1.50), conduit aux équations de tension aux bornes suivantes en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abc\ s} \\ \mathbf{v}'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s + \rho \mathbf{L}_s & \rho \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{2}{3} \rho (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{r}'_r + \rho \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc\ s} \\ \mathbf{i}'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

Avec : $r'_r = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 r_j$.

1.3.4 Changement de variables

D'après les équations (1.61) et (1.62), les équations de tensions de la MSPS peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} \rho \mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1} \left[-\mathbf{r} \mathbf{i} - \rho \theta_r \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta_r} \mathbf{i} - \mathbf{v} \right] \\ \Phi = \mathbf{L} \mathbf{i} \end{cases} \quad (1.64)$$

Avec :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \quad (1.65)$$

$$\mathbf{r} = \text{diag} [-\mathbf{r}_s \ \mathbf{r}'_r] \quad (1.66)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{abc\ s}^T & \Phi_{qdr}^T \end{bmatrix}^T \quad (1.67)$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc\ s}^T & \mathbf{i}_{qdr}^T \end{bmatrix}^T \quad (1.68)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abc\ s}^T & \mathbf{v}_{qdr}^T \end{bmatrix}^T \quad (1.69)$$

Bien qu'il soit possible de résoudre numériquement l'équation (1.64), obtenir une solution analytique est presque impossible, même lorsque $\rho \theta_r$ est constant [14]. Cela s'explique par le fait que la matrice d'inductance \mathbf{L} varie dans le temps et que le calcul de son inverse \mathbf{L}^{-1} est nécessaire.

Il serait bénéfique de transformer les équations de la machine, qui varient en fonction du temps, en un ensemble invariant dans le temps. Cela simplifierait les calculs pour les conditions permanentes et transitoires.

Il a été démontré que certaines des inductances de la machine dépendent de la position du rotor, ce qui implique que les coefficients des équations différentielles de tension, qui décrivent le comportement de ces machines, sont fonction de la position du rotor. Ces complexités peuvent être réduites par un changement de variables qui les élimine [1, 15–20].

Le choix du référentiel doit être fait bien. Il a été constaté que les inductances variables d'une machine asynchrone sont éliminées uniquement si le référentiel tourne à la vitesse électrique du rotor [1].

1.4 Transformation de Park

La transformation de Park [21] est un outil mathématique utilisé pour modéliser un système triphasé grâce à un modèle biphasé. Elle est souvent confondue avec la transformée dqo .

L'idée de la transformation de Park est de faire tourner le repère à la vitesse du rotor de la machine tournante. Le repère de Clarke [22–24] est fixé au stator, tandis que celui de Park est fixé au rotor.

La transformation de Park convertit les deux composantes du référentiel (a, b, c) vers un référentiel rotatif orthogonal (d, q) . Elle permet également de simplifier l'expression du calcul des puissances et du couple d'un moteur. Elle conserve la puissance instantanée [25, 26].

Voici une représentation mathématique de la transformation de Park ainsi que le schéma de la MSPS affiché dans la Figure (1.3) :

$$\mathbf{F}_{qdo} = \mathbf{K} \mathbf{F}_{abc} \quad (1.70)$$

Où \mathbf{K} est la matrice de transformation de Park :

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.71)$$

Et :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (1.72)$$

Avec :

θ : L'angle entre l'axe a et l'axe transversal q .

ω : Vitesse de rotation de référentiel.

On distingue 3 choix possible de ω :

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

On note aussi que :

$$\mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.73)$$

$$\mathbf{F}_{\text{qdo}}^r = \mathbf{K}^r \mathbf{F}_{\text{abc}} \quad (1.74)$$

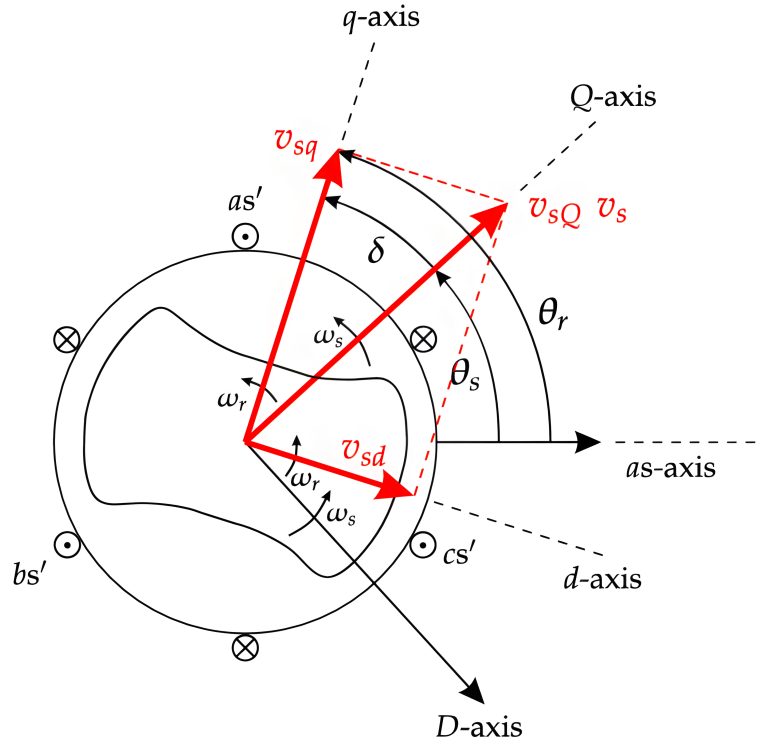


FIG. 1.3 : Représentation de la transformation de Park de la machine à pôles saillants avec amortisseurs [2]

1.4.1 Équations de tension dans les variables du référentiel rotorique

Pour une MSPS dans le référentiel abc est présentée par l'équation (1.61), les équations des tensions des courants et des flux avec la transformation de Park sont :

$$\mathbf{v}_{\text{qdo}s} = \mathbf{K} (-\mathbf{r}_s) \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{\text{qdo}s} + \rho \mathbf{K}^{-1} \dot{\Phi}_{\text{qdo}s} \quad (1.75)$$

On a :

$$\mathbf{K} (-\mathbf{r}_s) \mathbf{K}^{-1} = -\mathbf{r}_s \quad (1.76)$$

Si on applique la règle du produit pour les dérivés, on aura :

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \rho \mathbf{K}^{-1} \dot{\Phi}_{\text{qd0s}} &= \mathbf{K} \dot{\rho} \mathbf{K}^{-1} \Phi_{\text{qd0s}} + \mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \rho \dot{\Phi}_{\text{qd0s}} \\ &= \mathbf{K} \dot{\rho} \mathbf{K}^{-1} \Phi_{\text{qd0s}} + \rho \dot{\Phi}_{\text{qd0s}} \end{aligned} \quad (1.77)$$

Avec :

$$\rho \mathbf{K}^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.78)$$

Alors :

$$\mathbf{K} \dot{\rho} \mathbf{K}^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.79)$$

L'équation des tensions deviendra en considérant les équations (1.75), (1.76), (1.77) et (1.78) :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{qd0s}} &= -\mathbf{r}_s \mathbf{i}_{\text{qd0s}} + \rho \dot{\Phi}_{\text{qd0s}} + \omega_r [\Phi_d \ 0 \ 0] - \omega_r [0 \ \Phi_q \ 0] \\ &= -\mathbf{r}_s \mathbf{i}_{\text{qd0s}} + \rho \dot{\Phi}_{\text{qd0s}} + \omega_r \Phi_{\text{dqs}} \end{aligned} \quad (1.80)$$

Avec :

$$\Phi_{\text{dqs}} = [\Phi_d \ -\Phi_q \ 0]^T \quad (1.81)$$

De plus, l'équation (1.80) présente le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_q = -r_s i_q + \rho \dot{\Phi}_q + \omega_r \Phi_d \\ v_d = -r_s i_d - \omega_r \Phi_q + \rho \dot{\Phi}_d \\ v_0 = -r_s i_0 + \rho \dot{\Phi}_0 \end{cases} \quad (1.82)$$

Dans une machine synchrone, les enroulements du rotor sont asymétriques. Par conséquent, la transformation des variables n'apporte pas de bénéfice pour l'analyse des circuits du rotor. Les variables du rotor ne subissent pas de transformation, donc les équations de tension du rotor sont uniquement exprimées dans le référentiel du rotor. Ainsi, en partant de l'équation (1.62) et en incluant les rapports de transformation appropriés, nous obtenons les équations de tension du rotor [1] :

$$\mathbf{v}'_{\text{qdr}} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{\text{qdr}} + \rho \dot{\Phi}_{\text{qdr}} \quad (1.83)$$

Comme pour les équations de tension du stator, l'équation matricielle ci-dessus peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \rho \Phi'_{kq} \\ v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + \rho \Phi'_{fd} \\ v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \rho \Phi'_{kd} \end{cases} \quad (1.84)$$

1.4.2 Équations du flux dans les variables du référentiel rotorique

En transformant les variables du stator dans le référentiel du rotor pour un système magnétiquement linéaire, les équations du flux (1.50) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qd0s} \\ \Phi'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} \mathbf{L}_s \mathbf{K}^{-1} & \mathbf{K} \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{sr})^T \mathbf{K}^{-1} & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\ \mathbf{i}'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (1.85)$$

Avec :

$$\mathbf{K} \mathbf{L}_s \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (1.86)$$

$$\mathbf{K} \mathbf{L}'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.87)$$

$$\frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{sr})^T \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.88)$$

Le système d'équations associé au flux devient à partir des équations (4.85-88) :

$$\begin{cases} \Phi_q = L_{ls} i_q + L_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \\ \Phi_d = L_{ls} i_d + L_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \\ \Phi_0 = L_{ls} i_0 \\ \Phi'_{kq} = L'_{kq} i'_{kq} + L_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \\ \Phi'_{fd} = L'_{fd} i'_{fd} + L_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \\ \Phi'_{kd} = L'_{kd} i'_{kd} + L_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \end{cases} \quad (1.89)$$

Sa forme matricielle est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Phi_d \\ \Phi_0 \\ \Phi'_{kq} \\ \Phi'_{fd} \\ \Phi'_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 & 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_{mq} & 0 & 0 & L'_{kq} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & L'_{fd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & L_{md} & L'_{fd} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \\ i'_{kq} \\ i'_{fd} \\ i'_{kd} \end{bmatrix} \quad (1.90)$$

1.4.3 Équations de tension et du flux en termes de réactances

Les équations de tension et du flux en termes de réactances sont [1] :

$$\begin{cases} \Phi_q = x_{ls} i_q + x_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \\ \Phi_d = x_{ls} i_d + x_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \\ \Phi_0 = x_{ls} i_0 \\ \Phi'_{kq} = x'_{kq} i'_{kq} + x_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \\ \Phi'_{fd} = x'_{fd} i'_{fd} + x_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \\ \Phi'_{kd} = x'_{kd} i'_{kd} + x_{md} (-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \end{cases} \quad (1.91)$$

Le système (1.82) peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} v_q = -r_s i_q + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi_q + \frac{\omega_r}{\omega_b} \Phi_d \\ v_d = -r_s i_d - \frac{\omega_r}{\omega_b} \Phi_q + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi_d \\ v_0 = -r_s i_0 + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi_0 \end{cases} \quad (1.92)$$

De plus, le système (1.84) peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi'_{kq} \\ v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi'_{fd} \\ v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi'_{kd} \end{cases} \quad (1.93)$$

Où ω_b est la vitesse angulaire électrique de base utilisée pour calculer les réactances.

La forme matricielle développée sera :

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \\ v'_{kq} \\ v'_{fd} \\ v'_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_{kq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_{fd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \\ i'_{kq} \\ i'_{fd} \\ i'_{kd} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ -\Phi_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega_b} \begin{bmatrix} \rho\Phi_q \\ \rho\Phi_d \\ \rho\Phi_0 \\ \rho\Phi'_{kq} \\ \rho\Phi'_{fd} \\ \rho\Phi'_{kd} \end{bmatrix} \quad (1.94)$$

1.4.4 Équation du puissance dans les variables du référentiel rotorique

La puissance totale exprimée par la base $dq0$ (TP), \mathcal{P}_{qd0s} est égale à la puissance totale exprimée dans la base abc , \mathcal{P}_{abc} :

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \mathcal{P}_{abc} \quad (1.95)$$

Alors :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P}_{qd0s} &= \langle \mathbf{v}_{abc}, \mathbf{i}_{abc} \rangle & (1.96) \\
 &= \langle \mathbf{K}^{-1} \mathbf{v}_{qd0s}, \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} \rangle \\
 &= [\mathbf{K}^{-1} \mathbf{v}_{qd0s}]^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} \\
 &= [\mathbf{v}_{qd0s}]^T [\mathbf{K}^{-1}]^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} \\
 &= [\mathbf{v}_{qd0s}]^T \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\
 &= \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d + 2 v_0 i_0)
 \end{aligned}$$

La puissance instantanée est écrite sous la forme suivante :

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \omega_r \frac{3}{2} (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) + \frac{3}{2} \rho (\Phi_d i_d - \Phi_q i_q + 2\Phi_0 i_0) + \frac{3}{2} r_s (i_q^2 + i_d^2 + 2i_0^2) \quad (1.97)$$

1.4.5 Équation du couple dans les variables du référentiel rotorique

L'expression du couple électromagnétique en fonction des variables du référentiel rotorique peut s'écrire comme suit :

$$\tau_e = p [\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{qd0s}]^T \left[\frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_s] \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}'_{sr}] \mathbf{i}'_{qdr} \right] \quad (1.98)$$

L'équation (1.95) peut se réduire à :

$$\tau_e = \frac{3}{2} p (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad (1.99)$$

1.5 Système per-unit

Le système per-unit est extrêmement bénéfique pour réaliser des calculs de conception de machines (simulation), car il simplifie considérablement la comparaison entre diverses machines. Les quantités correspondantes sont du même ordre de grandeur, même pour des conceptions radicalement différentes [27]. Les équations de Park, écrites en termes de flux et de réactances, peuvent être facilement unifiées en divisant chaque terme par le pic de la tension de base (ou la valeur de pic du courant de base multiplié par l'impédance de base). La structure de ces équations demeure constante.

1.5.1 Grandeurs de base

Jusqu'à maintenant, toutes les équations de la machine ont été formulées en unités réelles. Pour l'analyse, il est préférable de transformer ces équations en une forme standardisée ou per-unit. Le choix des quantités de référence ou de base est libre, mais il est généralement associé à la plaque signalétique de la machine [28].

Les grandeurs de base sont définies comme suit :

Fréquence angulaire de base

$$\omega_b = \omega_{base} = 2 \pi f_n \quad (1.100)$$

Où f_n est la fréquence nominale en Hz .

Courant statorique de base

$$I_b = I_{s\ base} = \frac{\sqrt{2} \mathcal{P}_n}{\sqrt{3} U_n} \quad (1.101)$$

Où \mathcal{P}_n est la puissance apparente nominale triphasée en VA et U_n est la tension entre phases nominale en V .

Tension statorique de base

$$V_b = V_{s\ base} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n \quad (1.102)$$

Puissance de base

D'après les équations (1.101) et (1.102), on aura :

$$\mathcal{P}_n = \frac{\sqrt{3} U_n I_b}{\sqrt{2}} \quad (1.103)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sqrt{3} \sqrt{3} U_n I_b}{\sqrt{2} \sqrt{2}} \\ &= \frac{3}{2} V_b I_b \end{aligned} \quad (1.104)$$

De plus :

$$\mathcal{P}_b = \mathcal{P}_{base} = \mathcal{P}_n \quad (1.105)$$

Impédance statorique de base

$$Z_b = Z_{s\ base} = \frac{V_{s\ base}}{I_{s\ base}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n}{\frac{\sqrt{2} \mathcal{P}_n}{\sqrt{3} U_n}} = \frac{U_n^2}{\mathcal{P}_n} \quad (1.106)$$

Inductance statorique de base

$$L_b = L_{s\ base} = \frac{Z_{s\ base}}{\omega_{base}} \quad (1.107)$$

Couple de base

$$\tau_b = \tau_{base} = \frac{\mathcal{P}_b}{\frac{1}{p} \omega_{base}} \quad (1.108)$$

Où p est le nombre de paires de pôles.

Courant d'excitation de base

$$I_{f\ base} = I_{f\ n} \quad (1.109)$$

Où $I_{f\ n}$ est le courant d'excitation qui produit la tension nominale du stator à vide en A .

Tension d'excitation de base

$$V_{f\ base} = \frac{\mathcal{P}_n}{I_{f\ base}} \quad (1.110)$$

Impédance d'excitation de base

$$Z_{f\ base} = \frac{V_{f\ base}}{I_{f\ base}} \quad (1.111)$$

Inductance d'excitation de base

$$L_{f\ base} = \frac{Z_{f\ base}}{\omega_{base}} \quad (1.112)$$

1.5.2 Équations de tension en per-unit

Les équations de tension sous forme unitaire sont obtenues en divisant toutes les équations différentielles de tension par V_b ou $Z_b I_b$ selon le cas. Comme un exemple, les équations de tension de l'axe q peuvent être écrites comme suit :

$$v_q = -r_s i_q + \frac{\rho}{\omega_b} \Phi_q + \frac{\omega_r}{\omega_b} \Phi_d \quad (1.113)$$

$$\frac{v_q}{V_b} = -\frac{r_s i_q}{Z_b I_b} \frac{\rho}{\omega_b} \frac{\Phi_q}{V_b} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \frac{\Phi_d}{V_b} \quad (1.114)$$

On aura alors :

$$\overline{v}_q = -\overline{r}_s \overline{i}_q + \overline{\omega}_r \overline{\Phi}_d + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi}_q \quad (1.115)$$

Avec les barres indiquent les quantités unitaires.

Les autres équations de tension peuvent être traitées de la même manière :

$$\overline{v_d} = -\overline{r_s} \overline{i_d} + \overline{\omega_r} \overline{\Phi_q} + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi_d} \quad (1.116)$$

$$\overline{v_0} = -\overline{r_s} \overline{i_0} + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi_0} \quad (1.117)$$

$$\overline{v'_{kq}} = \overline{r'_{kq}} \overline{i'_{kq}} + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi'_{kq}} \quad (1.118)$$

$$\overline{v'_{fd}} = \overline{r'_{fd}} \overline{i'_{fd}} + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi'_{fd}} \quad (1.119)$$

$$\overline{v'_{kd}} = \overline{r'_{kd}} \overline{i'_{kd}} + \frac{\rho}{\omega_b} \overline{\Phi'_{kd}} \quad (1.120)$$

1.5.3 Équations du flux en per-unit

Considérant l'équation du flux sur l'axe q, sa version par unité est obtenue en divisant les quantités appropriées par V_b ou $Z_b I_b$:

$$\Phi_q = x_{ls} i_q + x_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \quad (1.121)$$

$$\frac{\Phi_q}{V_b} = \frac{x_{ls} i_q}{Z_b I_b} + \frac{x_{mq}}{Z_b} \left(-\frac{i_q}{I_b} + \frac{i'_{kq}}{I_B} \right) \quad (1.122)$$

On aura alors :

$$\overline{\Phi_q} = \overline{x_{ls}} \overline{i_q} + \overline{x_{mq}} \left(-\overline{i_q} + \overline{i'_{kq}} \right) \quad (1.123)$$

Les autres équations de tension peuvent être traitées de la même manière :

$$\overline{\Phi_d} = \overline{x_{ls}} \overline{i_d} + \overline{x_{md}} \left(-\overline{i_d} + \overline{i'_{fd}} + \overline{i'_{kd}} \right) \quad (1.124)$$

$$\overline{\Phi_0} = \overline{x_{ls}} \overline{i_0} \quad (1.125)$$

$$\overline{\Phi'_{kq}} = \overline{x'_{kq}} \overline{i'_{kq}} + \overline{x_{mq}} \left(-\overline{i_q} + \overline{i'_{kq}} \right) \quad (1.126)$$

$$\overline{\Phi'_{fd}} = \overline{x'_{fd}} \overline{i'_{fd}} + \overline{x_{md}} \left(-\overline{i_d} + \overline{i'_{fd}} + \overline{i'_{kd}} \right) \quad (1.127)$$

$$\overline{\Phi'_{kd}} = \overline{x'_{kd}} \overline{i'_{kd}} + \overline{x_{md}} \left(-\overline{i_d} + \overline{i'_{kd}} \right) \quad (1.128)$$

1.5.4 Équation de puissance en per-unit

La division de l'équation de puissance instantanée par la puissance de base en convertissant toutes les quantités en *p.u.* donne :

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d + 2 v_0 i_0) \quad (1.129)$$

$$\frac{\mathcal{P}_{qd0s}}{\mathcal{P}_b} = \frac{\frac{3}{2} V_b I_b (\overline{v}_q \overline{i}_q + \overline{v}_d \overline{i}_d + 2 \overline{v}_0 \overline{i}_0)}{\frac{3}{2} V_b I_b} \quad (1.130)$$

$$\overline{\mathcal{P}_{qd0s}} = \overline{v}_q \overline{i}_q + \overline{v}_d \overline{i}_d + 2 \overline{v}_0 \overline{i}_0 \quad (1.131)$$

1.5.5 Équation du couple en per-unit

Le couple de base est la puissance de base divisée par la vitesse synchrone du rotor. Avec toutes les quantités exprimées en pu, (1.99) devient :

$$\overline{\tau}_e = (\overline{\Phi}_d \overline{i}_q - \overline{\Phi}_q \overline{i}_d) \quad (1.132)$$

L'équation mécanique est exprimée en *p.u.* comme :

$$\overline{\tau}_e = \overline{\tau}_u - 2 H \rho \overline{\omega}_r \quad (1.133)$$

Avec :

$$H = \frac{1}{2 p^2} J \frac{\omega_b^2}{\mathcal{P}_b} \quad (1.134)$$

Où :

H : La constante du temps mécanique en *s.*

J : Le moment d'inertie de la machine.

1.5.6 Équation du mouvement en per-unit

L'équation du mouvement est facilement transformée en per-unit. En tenant en compte les définitions de base, on aura :

$$\omega_r = \omega_b + \rho \delta \quad (1.135)$$

$$\omega_b \overline{\omega}_r = \omega_b \overline{\omega}_s + \rho \delta \quad (1.136)$$

Avec :

$\overline{\omega}_s$: La vitesse de synchronisme en *p.u.*

$\overline{\omega}_r$: La vitesse du rotor en *p.u.*

δ : L'angle de charge en *rad.*

1.6 Schémas équivalents des machines synchrones

Le principe de modélisation utilisé dans cette étude sert de fondement à tous les modèles de machines synchrones. Une grande majorité des modèles existants se basent sur des représentations en axe direct et quadratique de la machine synchrone. Ces représentations peuvent prendre diverses formes : circuits équivalents, fonctions de transfert, relations flux-courant et tension, équations d'espace d'état, et bien d'autres. Néanmoins, toutes ces formes sont interchangeables et produisent des résultats identiques [29].

1.6.1 Schéma équivalent selon l'axe d

L'axe direct d'une machine synchrone se compose de trois ports terminaux. Ces ports sont associés à l'enroulement statorique équivalent à l'axe direct, à l'enroulement d'excitation et à l'enroulement d'amortisseur. Comme indiqué précédemment, bien que l'enroulement d'amortisseur soit représenté comme s'il était possible d'y appliquer une tension, il s'agit en réalité d'un enroulement court-circuité qui symbolise le chemin d'un courant rotorique [1].

La Figure 1.4 illustre la représentation du circuit équivalent pour le modèle d'axe direct avec un seul enroulement d'amortisseur. Les variables v'_{fd} , i'_{fd} , v'_{kd} et i'_{kd} représentent respectivement les valeurs de la tension et du courant d'excitation, ainsi que de la tension et du courant de l'enroulement d'amortisseur.

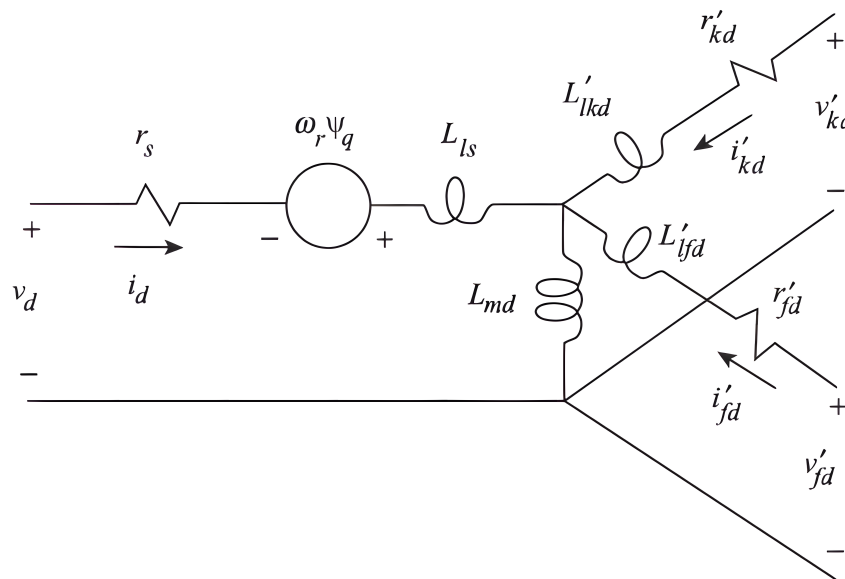


FIG. 1.4 : Circuit équivalent d'axe direct d'une machine synchrone triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor [1][page 153]

1.6.2 Schéma équivalent selon l'axe q

Comme il n'y a pas d'enroulement du rotor connecté aux bornes sur l'axe en quadrature, le circuit équivalent de l'axe q doit être représenté comme un réseau à un seul port. Même si la Figure 1.5 comprend deux ports terminaux, il est crucial de comprendre que $v'_{kq} = 0$, car il s'agit d'un enroulement en court-circuit.

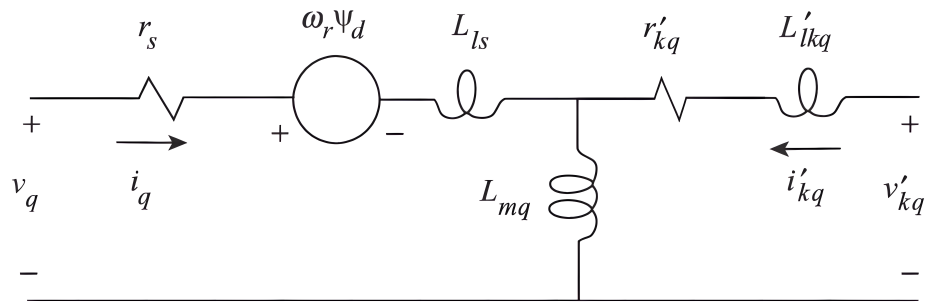


FIG. 1.5 : Circuit équivalent d'axe quadratique d'une machine synchrone triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor [1][page 153]

Les circuits en quadrature et en axe direct ne sont pas découplés à cause des termes de tension de vitesse, qui sont représentés par des sources contrôlées. La tension de vitesse de l'axe en quadrature dépend des courants de l'axe direct et vice versa. Ces tensions de vitesse dépendent aussi de la vitesse de l'arbre, ω_r , qui n'est pas constante en régime transitoire [30]. Par conséquent, les termes de tension de vitesse ne sont pas linéaires.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons constaté que le modèle réel des machines à courant alternatif est extrêmement complexe. Afin de simplifier l'analyse de ces systèmes et d'étudier leur comportement dynamique, il est essentiel d'effectuer des transformations mathématiques sur ce modèle réaliste. La transformation orthogonale de PARK se révèle particulièrement pertinente et constitue la base de la plupart des modèles linéaires invariants des machines à courant alternatif. Cette transformation est applicable aussi bien aux machines asynchrones qu'aux machines synchrones. En résultat, tant les inductances du stator que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor deviennent constantes, simplifiant ainsi l'intégration du modèle de ces machines dans un logiciel de simulation.

Chapitre 2

Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

2.1 Introduction

Pour extraire les paramètres à partir des essais fréquentiels, on utilise des techniques d'ajustement de courbes pour aligner les amplitudes et les phases mesurées avec un ensemble de constantes de temps.

Dans ce chapitre, nous recherchons les pôles et les zéros de la fonction de transfert de l'inductance opérationnelle en appliquant la théorie standard des systèmes linéaires pour prédire leur position dans la réponse en fréquence, et pour déterminer l'ordre du circuit équivalent requis pour modéliser la machine avec précision. Le processus peut être divisé en deux étapes distinctes : d'abord, l'extraction des constantes de temps à partir de la réponse en fréquence, puis la détermination des paramètres du circuit équivalent à partir de ces constantes de temps. [31]. Pour la résolution des équations en fonction des constantes de temps, nous avons utilisé des méthodes numériques, notamment la méthode de Newton-Raphson, qui repose sur le calcul du gradient [32].

2.2 Paramètres Opérationnels

Les inductances opérationnelles sont des quadripôles qui peuvent être caractérisées par des matrices de transfert décrivant les relations entre les tensions et les courants des différents ports de la machine. [33]. Cette idée est représentée dans la figure montrant le quadripôle de l'axe- d et le dipôle de l'axe- q comme suit :

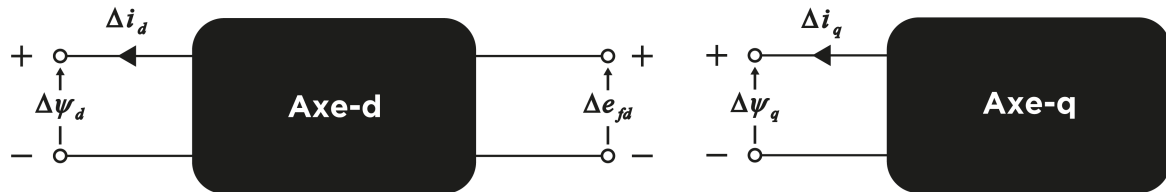


FIG. 2.1 : Quadripôle de l'axe- d et le dipôle de l'axe- q

Les grandeurs mesurables au stator et au rotor sont interconnectées à travers un système d'équations qui utilise les paramètres opérationnels. Ces paramètres, à leur tour, sont utilisés dans un autre système d'équations pour déterminer les résistances et les réactances des bobinages de la machine. Les équations de flux du stator peuvent être exprimées comme suit :

$$\Delta \Psi_d (s) = G(s) \Delta e_{fa} - L_d (s) \Delta i_d (s) \quad (2.1)$$

$$\Delta \Psi_q (s) = -L_q (s) \Delta i_q (s) \quad (2.2)$$

Les trois paramètres opérationnels $L_d (s)$, $L_q (s)$ et $G(s)$ peuvent être décrits comme suit :

- $G(s)$: Fonction de transfert du stator vers le rotor.
- $L_d (s)$: Inductance opérationnelle dans l'axe d .
- $L_q (s)$: Inductance opérationnelle dans l'axe q .

La détermination des expressions des paramètres opérationnels en basant sur l'approximation asymptotique illustrée dans la Figure (2.2) [33], et peut être effectuée en utilisant les schémas équivalents des figures (2.8) et (2.9).

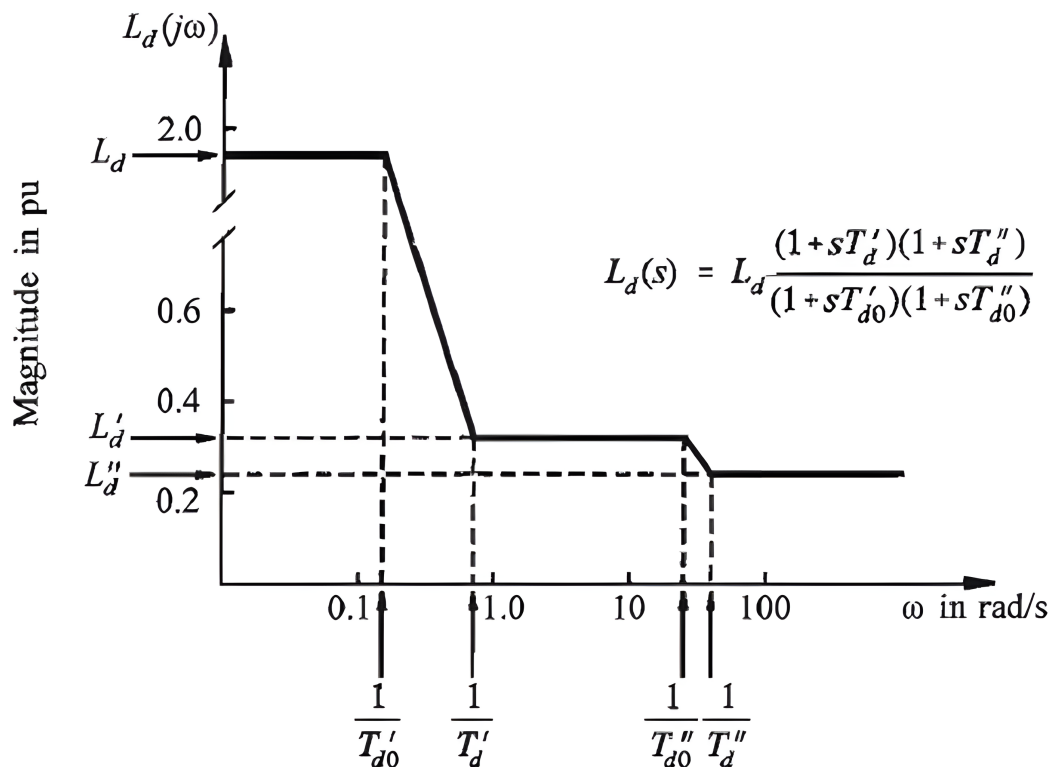


FIG. 2.2 : Approximation asymptotique du diagramme d'amplitude de $L_d(s)$

2.3 Tests de la méthode fréquentielle (SSFR)

Le test SSFR (StandStill Frequency Response) vise à obtenir les fonctions de transfert des paramètres opérationnels d'un générateur synchrone, à savoir $L_d(s)$, $L_q(s)$ et $sG(s)$, $Z_{af0}(s)$. Ce test consiste à exciter les bornes d'induit de la machine et à observer la réponse dans les enroulements du stator ou du rotor. En analysant les relations entre les tensions et les courants dans ces enroulements, il est possible de dériver les paramètres opérationnels nécessaires à la modélisation complète de la machine [34].

Cette méthode présente plusieurs raisons principales montrant ses avantages [35] :

1. La capacité à déterminer les paramètres pour les deux axes, à la fois l'axe direct et l'axe de quadrature.
2. Même en considérant les circuits de la machine comme une boîte noire, un ensemble de paramètres opérationnels permet de décrire son comportement réactif.
3. La SSFR permet de déduire les résistances et réactances des bobinages de la machine à partir des constantes de temps extraites de la réponse en fréquence.
4. La SSFR est capable de traiter efficacement les modèles d'ordre supérieur.
5. Dans l'analyse de la réponse en fréquence, la méthode SSFR fonctionne de manière séquentielle, en partant de la fréquence la plus basse jusqu'à la plus élevée.
6. Les signaux sinusoïdaux sont faciles à distinguer du bruit.

2.3.1 Grandeurs mesurables

Les mesures suivantes sont effectuées pour déterminer les caractéristiques de la réponse fréquentielle des grandeurs opérationnelles [33] :

$$Z_d(s) = \left. \frac{\Delta V_d(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (2.3)$$

$$Z_q(s) = \left. \frac{\Delta V_q(s)}{\Delta i_q(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (2.4)$$

$$G(s) = \left. \frac{\Delta V_d(s)}{s \Delta e_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d=0} \quad (2.5)$$

À partir des équations ci-dessus, chacun des paramètres opérationnels peut être dérivé. $Z_d(s)$ et $Z_q(s)$ indiquent les impédances opérationnelles vues depuis les bornes du générateur. Les inductances opérationnelles peuvent être déduites de celles-ci en soustrayant les résistances d'armature, comme le montrent les équations ci-dessous :

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (2.6)$$

$$L_q(s) = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \quad (2.7)$$

Il est également possible de mesurer $sG(s)$. C'est la fonction de transfert armature-inducteur, obtenue également lorsque l'inducteur est court-circuité.

$$sG(s) = \left. \frac{\Delta i_{fd}(s)}{s \Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (2.8)$$

En addition, l'impédance de transfert armature-inducteur (stator-rotor) $Z_{af0}(s)$ est mesurée comme suit :

$$Z_{af0}(s) = \left. \frac{\Delta e_{fd}(s)}{s \Delta i_d(s)} \right|_{\Delta i_{fd}=0} \quad (2.9)$$

Une brève remarque sur la notation utilisée dans les équations ci-dessus : La barre verticale à droite de certaines expressions, et le sous-script qui l'accompagne, indiquent la connexion physique du stator ou du rotor pendant le test. $\Delta e_{fd} = 0$ indique que le rotor est court-circuité pendant le test, tandis que $\Delta i_{fd} = 0$ indique que le rotor ouvert.

2.3.2 Procédure de test

Comme nous l'avons mentionné précédemment, le but du test SSFR est de construire les tracés des caractéristiques de réponse en fréquence des paramètres opérationnels, c'est-à-dire les tracés de phase et d'amplitude, sur une large gamme de fréquences. Par conséquent, des tests sont réalisés pour chacune des grandeurs mesurables, $Z_d(s)$, $Z_q(s)$, $G(s)$ ou $sG(s)$ ainsi que $Z_{af0}(s)$ [34].

Conceptuellement, chaque test est réalisé en excitant les bornes du générateur avec un courant et en mesurant la réponse dans le stator ou le champ, en fonction du paramètre mesuré.

À partir de la réponse mesurée, la différence d'amplitude et de phase peut être calculée, et un point sur le tracé de la caractéristique de réponse en fréquence est construit. Ce processus est ensuite répété en ajustant la fréquence du courant d'excitation entre chaque mesure.

Les tests doivent être réalisés pour des fréquences comprises entre environ trois fois la fréquence nominale de la MST (machine sous test) et jusqu'à environ 1 mHz, avec au moins 10 points de mesure sur l'échelle logarithmique par décade de fréquence. En fin de compte, les mesures permettent de construire un tracé d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence.

2.4 Protocole expérimental

Les configurations de test standard pour les tests SSFR comprennent un générateur de signaux qui produit les signaux de test (**signaux sinusoïdaux**), un amplificateur de puissance qui augmente le signal de test à des niveaux adéquats, la machine sous test (MST) et un analyseur capable de mesurer simultanément l'amplitude et la différence de phase de deux signaux d'entrée. Les quatre schémas suivants démontrent la configuration de test pour chaque grandeur mesurable, soit $Z_d(s)$, $Z_q(s)$, $sG(s)$ et $Z_{af0}(s)$ présentées dans les Figures (2.3, 2.4, 2.5 et 2.6) respectivement. Notez que la position du rotor, c'est-à-dire l'orientation de l'enroulement de champ, diffère pour les tests dans les axes d et q respectivement [33] :

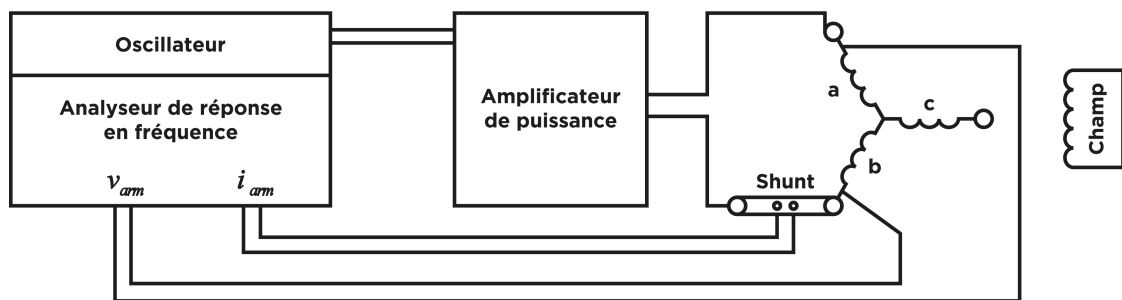


FIG. 2.3 : Schéma de configuration de test pour l'impédance opérationnelle axe- d , $Z_d(s)$

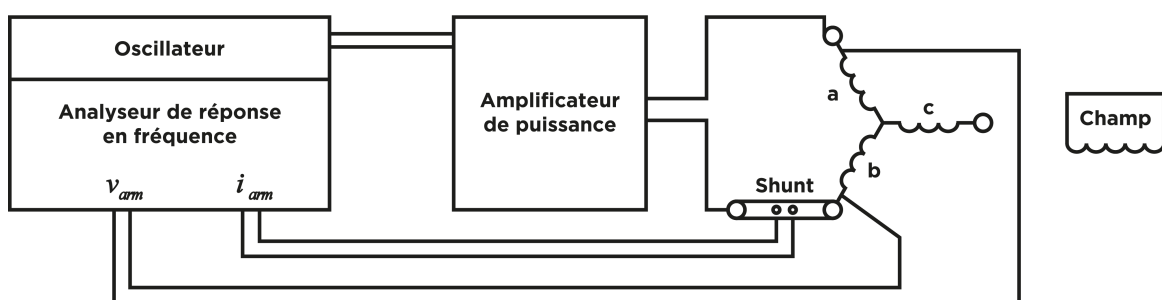


FIG. 2.4 : Schéma de configuration de test pour l'impédance opérationnelle axe- q , $Z_q(s)$

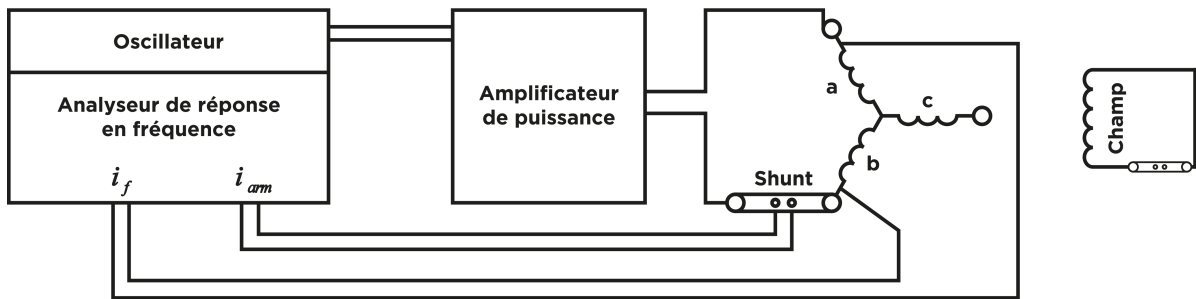


FIG. 2.5 : Schéma de configuration de test pour la fonction de transfert armature-inducteur, $sG(s)$

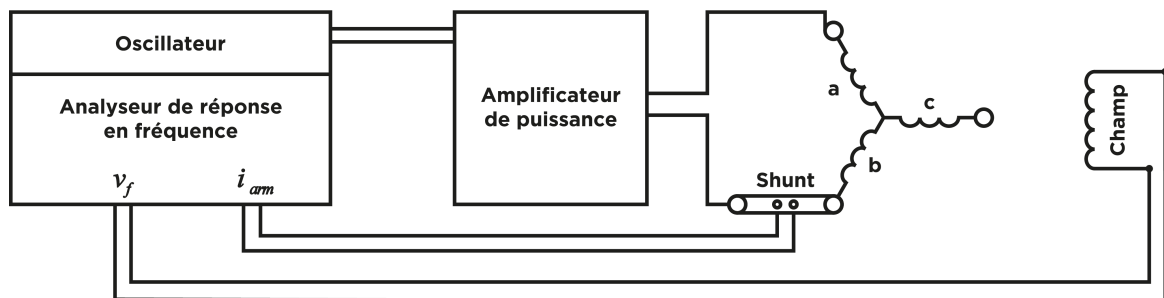


FIG. 2.6 : Schéma de configuration de test pour l'impédance de transfert armature-inducteur, Z_{af0}

2.5 Positionnement du rotor

Pour mesurer les paramètres opérationnels sur les axes d et q , il est crucial d'aligner correctement le rotor, le stator et le champ [7].

2.5.1 Alignement de l'axe d

On excite les phases du stator avec un signal sinusoïdal de 100 Hz et on mesure la tension du champ avec un oscilloscope. On tourne l'arbre du générateur jusqu'à ce que la tension du champ soit nulle, puis on aligne l'enroulement de champ avec les phases a et b pour les tests.

2.5.2 Alignement de l'axe q

La procédure est similaire : le stator est excité avec un signal de 100 Hz et la tension du champ est mesurée. On tourne l'arbre jusqu'à ce que la tension du champ soit nulle, et l'enroulement de champ est alors aligné, prêt pour les mesures.

Cependant, pour les machines à grand nombre de pôles, de petits ajustements mécaniques peuvent entraîner de grands changements en termes d'angle électrique, rendant l'alignement précis du rotor plus difficile [32].

2.6 Présentation de la machine sous test

Nous avons travaillé sur une machine synchrone de la centrale électrique de Lambton (Canada) testée dans le cadre du projet financé par EPRI (**E**lectric **P**ower **R**esearch **I**nstitute).

2.6.1 Description de la machine

Ces tests visent à déterminer les paramètres des générateurs pour les études de stabilité. Les données de **SSFR** pour une machine ayant une puissance de 277.8 MVA et une tension de 16.5 kV illustrée dans la Figure (2.7) [36] ont été présentées lors d'un colloque et sont disponibles dans l'ouvrage EPRI. Les données d'impédance pour les axes d et q utilisées pour établir les modèles de la machine synchrone sont détaillées dans l'annexe 1 [37].



FIG. 2.7 : Photo du rotor de ce générateur

2.6.2 Caractéristiques électriques

Le tableau suivant résume les principales caractéristiques électriques de la machine [37] :

TAB. 2.1 : Caractéristiques électriques

Paramètres	Symbole (Unité)	Valeur
Tension composée	U_n (kV)	16.5
Puissance active nominale	P_n (MW)	250.02
Courant de ligne nominal	I_n (A)	9730
Courant d'excitation nominal	i_{fn} (A)	756
Constante de temps mécanique	H (s)	3.8
Fréquence	f_s (Hz)	60
Vitesse	N (tr/min)	3600
Nombre de paires de pôles	p	1
Facteur de puissance	$\cos \phi$	0.9

2.7 Analyse de la structure paramétrique des modèles de la machine synchrone

L'identification des paramètres de la machine se décompose en trois étapes principales suivantes [38] :

1. Conversion de l'impédance en inductance opérationnelle
2. Détermination des constantes de temps à partir de l'inductance opérationnelle
3. Détermination des paramètres de la machine à partir des inductances et des constantes de temps

La conversion de l'impédance de la machine en inductance opérationnelle est basée sur le circuit équivalent d'axe direct et en quadrature de la machine synchrone illustré, dans les deux figures suivantes (2.8) et (2.9) [22] :

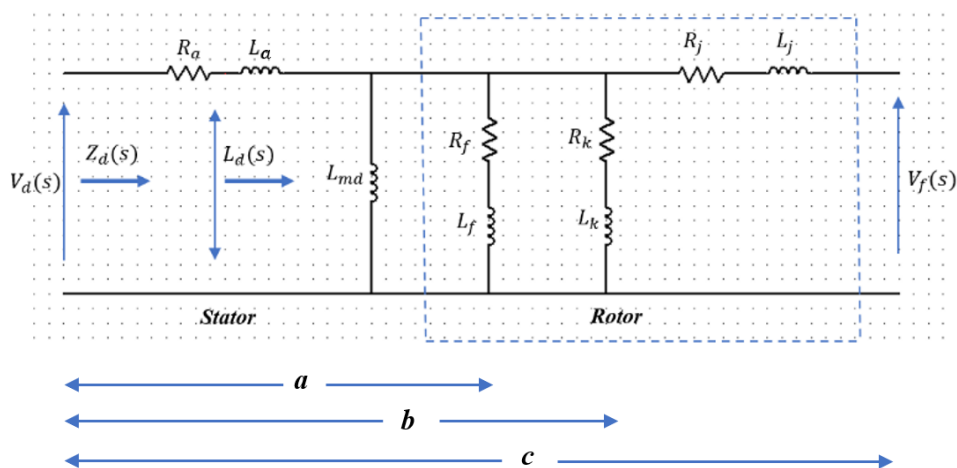


FIG. 2.8 : Circuit équivalent d'un modèle de troisième ordre d'axe direct

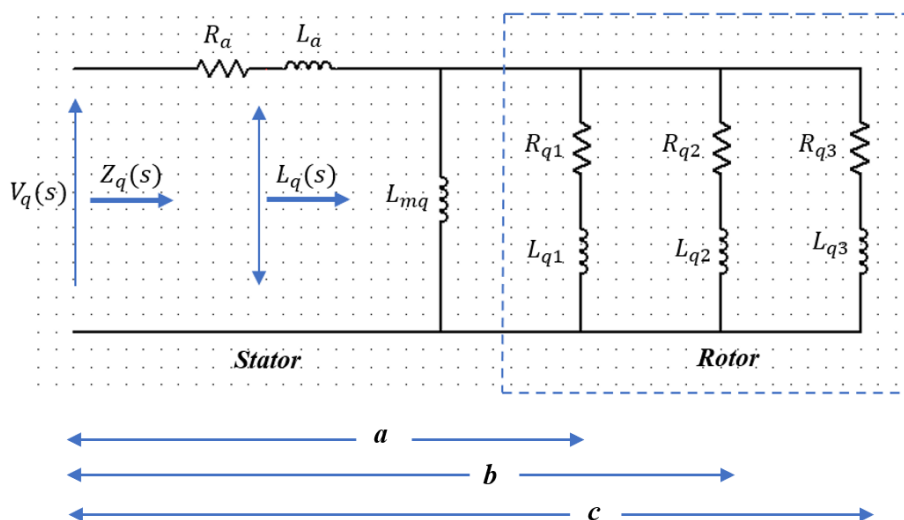


FIG. 2.9 : Circuit équivalent d'un modèle de troisième ordre d'axe en quadrature

2.7.1 Modèle de premier ordre

Le circuit équivalent fondamental est celui qui intègre un enroulement d'excitation dans l'axe direct et un enroulement d'amortissement dans l'axe de quadrature, comme illustré dans la figure (2.8.a). l'expression de l'inductance opérationnelle peut être formulée comme suit [31, 39] :

$$L_d(s) = \frac{R_f (L_a + L_{md}) + s (L_a L_{md} + L_a L_f + L_{md} L_f)}{R_f + s (L_{md} + L_f)} \quad (2.10)$$

L'équation (1.10) peut être s'écrire sous la forme standard suivante :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + s T'_d)}{(1 + s T'_{d0})} \quad (2.11)$$

Avec :

$$L_d = L_a + L_{md} \quad (2.12)$$

$$T'_d = \frac{L_{amd} + L_f}{R_f} \quad (2.13)$$

$$T'_{d0} = \frac{L_{md} + L_f}{R_f} \quad (2.14)$$

Le choix de la valeur de l'inductance de fuite dans la littérature technique [40–42] est :

$$L_a = 8.11\% L_d \quad (2.15)$$

$$L_{amd} = \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}} \quad (2.16)$$

Où, la fonction de transfert du stator vers le rotor avec l'enroulement du champ en circuit ouvert s'écrit sous la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + s T'_{d0}} \frac{s L_{md}}{R_f} \quad (2.17)$$

2.7.2 Modèle de deuxième ordre

La figure (2.8.b) représente le circuit équivalent de l'inductance opérationnelle du modèle de deuxième ordre qui constitue deux enroulements amortisseurs dans l'axe d. l'inductance opérationnelle de ce modèle peut s'écrire sous la forme suivante [31, 39] :

$$L_d(s) = \frac{(L_a + L_{md}) (R_f + s L_k) + s L_a L_{md} (R_f + s L_f + R_k + s L_k)}{(R_f + s L_f) (R_k + s L_k) + s L_{md} (R_f + s L_f + R_k + s L_k)} \quad (2.18)$$

L'équation (1.19) peut s'écrire sous la forme :

$$L_d(s) = (L_a + L_{md}) \frac{1 + s \left(\frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} \right) + s^2 \frac{(L_f L_k + L_{amd})(L_k + L_{amd})}{R_f R_k}}{1 + s \left(\frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} \right) + s^2 \frac{(L_{md} + L_f)(L_k + L_{md})}{R_f R_k}} \quad (2.19)$$

En raison de simplification, on peut écrire l'équation précédente sous la forme :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + s(T'_d + T_1) + s^2 T'_d T''_d)}{(1 + s(T'_{d0} + T_2) + s^2 T'_{d0} T''_{d0})} \quad (2.20)$$

Avec :

$$T_1 = \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} \quad (2.21)$$

$$T_2 = \frac{L_k + L_{md}}{R_k} \quad (2.22)$$

Les valeurs exactes des constantes de temps des zéros et des pôles de l'équation (1.19) sont obtenues en extrayant les racines des équations en quadratures qui composent le numérateur et le dénominateur.

Les racines du dénominateur sont :

$$S_{1,2} = \frac{-(T'_{d0} + T_2)}{2 T'_{d0} T''_{d0}} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'_{d0} + T_2}{T'_{d0} T''_{d0}} - \frac{4}{T'_{d0} T''_{d0}}} \quad (2.23)$$

Or, les racine du numérateur sont :

$$S'_{1,2} = \frac{-(T'_d + T_1)}{2 T'_d T''_d} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'_d + T_1}{T'_d T''_d} - \frac{4}{T'_d T''_d}} \quad (2.24)$$

Alors, on peut écrire l'inductance opérationnelle pour un modèle de deuxième ordre sous la forme :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + s T'_d)(1 + s T''_d)}{(1 + s T'_{d0})(1 + s T''_{d0})} \quad (2.25)$$

La fonction de transfert du stator vers le rotor en circuit ouvert s'écrit sous la forme :

$$G(s) = \frac{1 + s T_k}{(1 + s T'_{d0})(1 + s T''_{d0})} \frac{s L_{md}}{R_f} \quad (2.26)$$

2.7.3 Modèle de troisième ordre

L'élargissement du modèle pour inclure d'autres branches parallèles sur le rotor vise à examiner différents effets. En mode transitoire, les courants du rotor ne circulent pas uniquement dans les enroulements d'excitation et d'amortissement, mais également dans la surface massive du rotor et des dents. Cet effet est plus prononcé dans l'axe q, qui ne contient pas d'enroulement d'excitation. Par conséquent, il est nécessaire d'ajouter d'autres paires pôle-zéro dans la réponse

Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

en fréquence, ce qui nécessite l'identification de paires supplémentaires de constantes de temps. Lorsque le circuit équivalent du rotor est constitué de trois branches en parallèle [43], comme illustré dans la Figure (1.9.c).

Ce circuit initial est un circuit simple qui ne comprend pas les réactances de fuite du rotor. R_a , L_a et L_{md} sont respectivement la réactance de fuite d'induit et la réactance de magnétisation d'induit. Z_f est la combinaison de R_f et L_f , qui représente l'enroulement de champ court-circuité, Z_j est la combinaison de R_j et L_j , représentant les enroulements amortisseurs, tandis que Z_k est la combinaison de R_k et L_k , qui représente les courants de Foucault du corps du rotor [40, 44].

L'équation de l'inductance opérationnelle est naturellement un rapport de polynômes du troisième ordre, dont le dénominateur et le numérateur sont données par [31, 39] :

$$\begin{aligned}
 Num &= \left[1 + s \left(\frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_j + L_{md}}{R_j} \right) \right. \\
 &+ s^2 \left(\frac{L_f L_j + L_j L_{md} + L_f L_{md}}{R_f R_j} \right. \\
 &+ \left. \frac{L_f L_k + L_k L_{md} + L_f L_{md}}{R_f R_k} + \frac{L_j L_k + L_k L_{md} + L_j L_{md}}{R_j R_k} \right) \\
 &\left. + s^3 \frac{L_f L_j L_k + L_f L_j L_{md} + L_f L_{md} L_k + L_{md} L_j L_k}{R_f R_j R_k} \right]
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Le dénominateur s'exprime de la même expression que le numérateur sauf que L_{md} est remplacée par L_{amd} , comme suit :

$$\begin{aligned}
 Den &= \left[1 + s \left(\frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} \right) \right. \\
 &+ s^2 \left(\frac{L_f L_j + L_j L_{amd} + L_f L_{amd}}{R_f R_j} \right. \\
 &+ \left. \frac{L_f L_k + L_k L_{amd} + L_f L_{amd}}{R_f R_k} + \frac{L_j L_k + L_k L_{amd} + L_j L_{amd}}{R_j R_k} \right) \\
 &\left. + s^3 \frac{L_f L_j L_k + L_f L_j L_{amd} + L_f L_{amd} L_k + L_{amd} L_j L_k}{R_f R_j R_k} \right]
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

Alors :

$$L_d(s) = \frac{Num}{Den} \tag{2.29}$$

En utilisant la méthode de dérivation décrite dans la sous section précédente, la fonction de transfert de l'inductance opérationnelle pour un modèle du troisième ordre peut être exprimée par :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + s T'_d) (1 + s T''_d) (1 + s T'''_d)}{(1 + s T'_{d0}) (1 + s T''_{d0}) (1 + s T'''_{d0})} \tag{2.30}$$

La fonction de transfert du stator vers le rotor en circuit ouvert est exprimée par la forme :

$$G(s) = \frac{(1 + s T_k) (1 + s T_j)}{(1 + s T'_{d0}) (1 + s T''_{d0}) (1 + s T'''_{d0})} \frac{s L_{md}}{R_f} \tag{2.31}$$

2.8 L'inductance opérationnelle

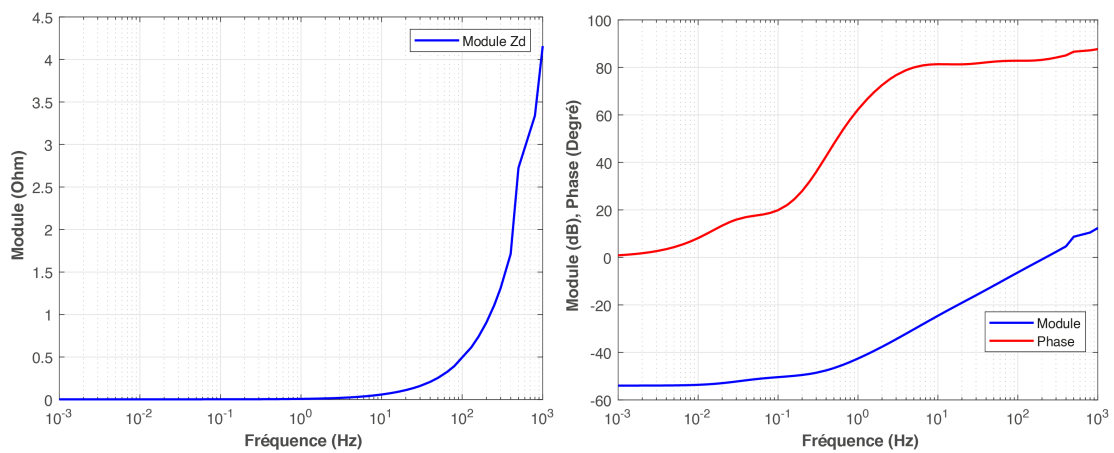
2.8.1 La réponse en fréquence

Pour la détermination de la réponse en fréquence de $L_d(s)$, nous nous utilisons les tests expérimentaux de l'impédance $Z_d(s)$ présentés dans la figure (2.10). L'expression de $L_d(s)$ est donnée par l'équation suivante :

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (2.32)$$

De plus, la résistance du stator R_a est donnée par la formule suivante :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} |Z_d(s)| \quad (2.33)$$



(a) Réponse en fréquence d'amplitude en (Ohm) de l'impédance d'axe direct (données mesurées) (b) Réponse en fréquence du module en (dB) et la phase en (Degré) de l'impédance d'axe direct (données mesurées)

FIG. 2.10 : Réponse en fréquence de Z_d

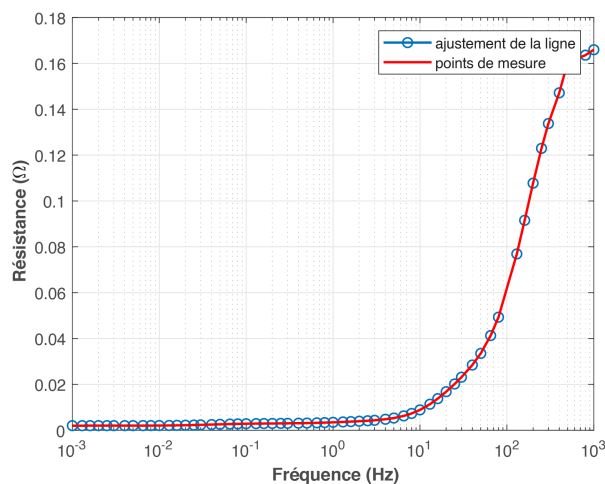


FIG. 2.11 : Variation de la résistance statorique (R_a) en fonction de la fréquence selon l'axe direct

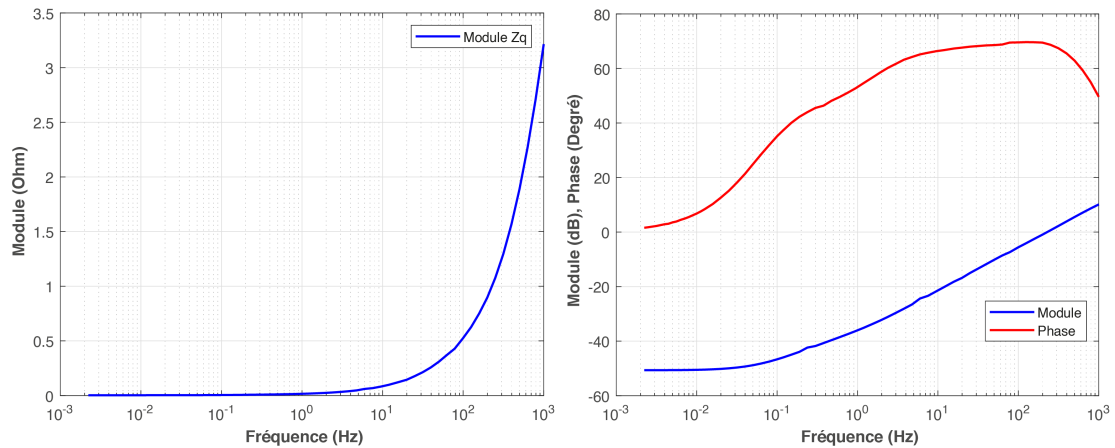
Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

De plus, pour montrer la méthode de détermination de la réponse en fréquence de $L_q(s)$, nous nous appuyons sur les tests expérimentaux de l'impédance $Z_q(s)$ présentés dans la figure (2.12). L'expression de $L_q(s)$ est donnée par l'équation suivante :

$$L_q(s) = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \quad (2.34)$$

De plus, la résistance du stator R_a est exprimée par la formule suivante :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} Z_q(s) \quad (2.35)$$



(a) Réponse en fréquence d'amplitude en (b) Réponse en fréquence du module en (Ohm) de l'impédance d'axe en quadrature (dB) et phase en (Degré) de l'impédance (données mesurées) d'axe en quadrature (données mesurées)

FIG. 2.12 : La réponse en fréquence de Z_q

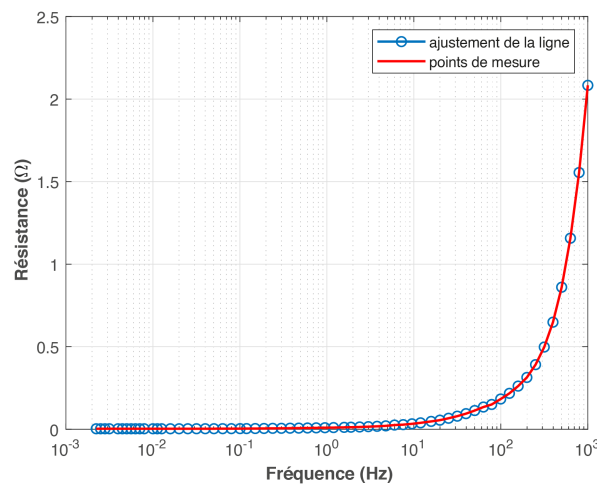


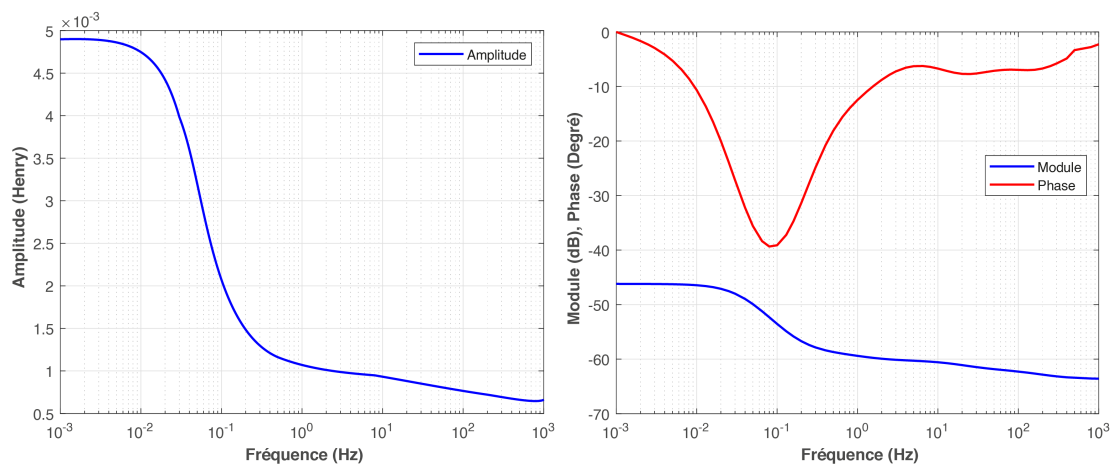
FIG. 2.13 : Variation de la résistance statorique (R_a) en fonction de la fréquence selon l'axe en quadrature

Le principe de la méthode de mesure de la résistance de l'induit d'après les deux figures (2.11) et (2.13) consiste à considérer la valeur asymptotique (pour une fréquence tendant vers zéro) de la partie réelle de l'impédance opérationnelle. Les données mesurées ont été extrapolées à l'aide de l'ajustement de courbe de MATLAB. L'ajustement de la courbe a été effectué en utilisant l'extrapolation du plus proche voisin (**nearest**) : Cette méthode évalue la valeur du

Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

point le plus proche sur la frontière de l'enveloppe convexe des données. Elle nous donne $R_a = 0.0020006 \Omega$ selon l'axe direct. Cependant que la résistance statorique selon l'axe en quadrature est $R_a = 0.0020031 \Omega$ ce qui nous confirme plus la précision de cette approche.

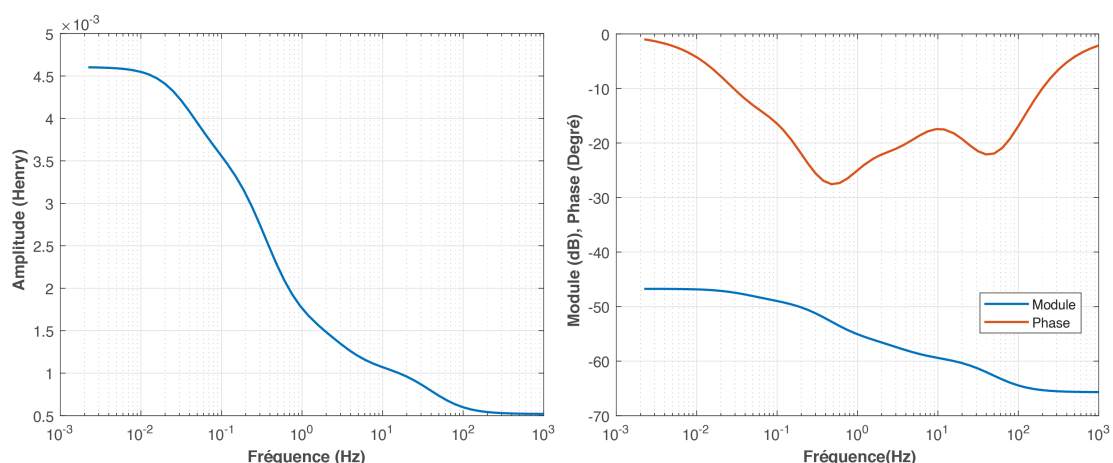
La Figure 2.14 montre la réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d en terme d'amplitude en Henry (H) et en (dB) ainsi que sa phase en terme de (degré). Lorsque la fréquence tend vers zéro, la valeur asymptotique de $|L_d(s)|$ en utilisant l'extrapolation du plus proche voisin représente la valeur de l'inductance synchrone $L_d = 0.0048974 H$.



(a) La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d en terme d'amplitude en (H) (b) La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d en terme de module en (dB) et de la phase en ($degré$)

FIG. 2.14 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d

La Figure 2.15 montre la réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q en terme d'amplitude en Henry (H) et en (dB) ainsi que sa phase en terme de (degré). Lorsque la fréquence tend vers zéro, la valeur asymptotique de $|L_q(s)|$ en utilisant l'extrapolation du plus proche voisin représente la valeur de l'inductance synchrone $L_q = 0.0046106 H$.



(a) Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q en terme d'amplitude en (H) (b) Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q en terme de module en (dB) et de la phase en ($degré$)

FIG. 2.15 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q

On trouve bien que $L_d > L_q$, ce qui vérifie la saillance de notre machine.

2.8.2 Calcul des inductances synchrones L_d et L_q en p.u.

$$Z_{s\ base} = \frac{V_{s\ base}}{I_{s\ base}} = \frac{U_n^2}{S_n} = \frac{16.5^2}{277} = 0.9800\ \Omega \quad (2.36)$$

$$L_{s\ base} = \frac{Z_{s\ base}}{\omega_{base}} = \frac{0.9800}{2 * \pi * 60} = 0.002599\ H \quad (2.37)$$

$$L_d\ (p.u.) = \frac{L_d}{L_{s\ base}} = \frac{0.0048974}{0.002599} = 1.88434 \quad (2.38)$$

$$L_q\ (p.u.) = \frac{L_q}{L_{s\ base}} = \frac{0.0046106}{0.002599} = 1.77398 \quad (2.39)$$

2.8.3 Calcul de la résistance statorique (d'armature) en p.u.

$$R_a\ (p.u.) = \frac{R_a}{Z_{s\ base}} = \frac{0.00200}{0.98} = 0.002040 \quad (2.40)$$

2.9 Détermination des constantes de temps

Cette section est cruciale pour le calcul des paramètres de la machine, étant donné que les valeurs des résistances et des inductances des branches du circuit équivalent sont étroitement associées à ces constantes de temps.

2.9.1 Méthodes numériques d'ajustement de courbe

Les techniques numériques d'ajustement de courbes ont été employées pour déterminer les constantes de temps optimales pour les données de la réponse en fréquence, en utilisant le module et la phase des données mesurées. Ce processus se déroule en plusieurs étapes :

1. **Prédéfiniion de l'ordre du modèle** : L'ordre du modèle est défini à l'avance.
2. **Ajustement de la courbe** : Une estimation initiale des paramètres est utilisée pour commencer l'ajustement de la courbe.
3. **Proposition d'une fonction de coût** : Une fonction de coût est proposée pour optimiser l'ajustement de la courbe.

2.9.2 Estimation de la fonction de transfert et les constantes de temps

Grâce aux fonctions *freqs* et *invfreqs* de MATLAB, nous sommes en mesure de convertir les données mesurées de la réponse en fréquence en une fonction de transfert pour différents modèles. Les résultats sont présentés dans les deux tableaux (**Tab 2.2**) et (**Tab 2.3**).

Nous pouvons encore confirmer aussi que pour les trois modèles SSFR1, SSFR2 et SSR3 que $L_d > L_q$.

TAB. 2.2 : Estimation de l'inductance synchrone et les constantes de temps selon l'axe directe et l'ordre du modèle

Paramètre	1 ^{er} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre
L_d (H)	0.004872	0.004890	0.004897
T_{d1} (s)	0.691563	0.819672	0.896057
T_{d01} (s)	3.702332	3.855050	3.941663
T_{d2} (s)		0.005741	0.082713
T_{d02} (s)		0.008306	0.098814
T_{d3} (s)			0.002372
T_{d03} (s)			0.003225

TAB. 2.3 : Estimation de l'inductance synchrone et les constantes de temps selon l'axe en quadrature et l'ordre du modèle

Paramètre	1 ^{er} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre
L_q (H)	0.004225	0.004628	0.004665
T_{q1} (s)	0.139997	0.564652	3.068425
T_{q01} (s)	0.675675	1.302761	4.175365
T_{q2} (s)		0.018628	0.153704
T_{q02} (s)		0.056211	0.422119
T_{q3} (s)			0.002947
T_{q03} (s)			0.007468

2.10 Estimation des paramètres des circuits équivalents

Une fois les valeurs de L_d et les constantes de temps de l'inductance opérationnelle déterminées, il est nécessaire de calculer les valeurs des résistances et inductances dans les branches du rotor du circuit équivalent en utilisant des méthodes numériques pour ajuster ces paramètres. Cependant, une solution numérique peut également être obtenue en utilisant une résolution des équations non linéaires qui relie directement les paramètres du circuit équivalent aux constantes de temps de la réponse en fréquence et aux valeurs de l'inductance de fuite L_a et l'inductance magnétisante L_{md} en utilisant la fonction "*fsolve*" de MATLAB. De plus, *la méthode de Canay* [45, 46] offre des équations usuelles qui servent à déterminer les résistances et réactances en utilisant les caractéristiques spécifiques de la machine synchrone.

2.10.1 Méthode standard (classique)

Pour estimer les paramètres du circuit équivalent de la machine synchrone, *la méthode de Canay* [45, 46] offre les équations usuelles suivantes :

$$L'_d = \frac{L_d T'_d}{T'_{d0}} \quad (2.41)$$

$$L''_d = \frac{L_d T'_d T''_d}{T'_{d0} T''_{d0}} \quad (2.42)$$

$$L_d''' = \frac{L_d T_d' T_d'' T_d'''}{T_{d0}' T_{d0}'' T_{d0}'''} \quad (2.43)$$

$$L_f = \frac{(L_d' - L_a)(L_d - L_a)}{L_d - L_d'} \quad (2.44)$$

$$R_f = \frac{L_d'(L_d - L_a)^2}{T_d' L_d (L_d - L_d')} \quad (2.45)$$

$$L_k = \frac{(L_d'' - L_a)(L_d' - L_a)}{L_d' - L_d''} \quad (2.46)$$

$$R_k = \frac{L_d''(L_d' - L_a)^2}{T_d'' L_d'(L_d' - L_d'')} \quad (2.47)$$

$$L_j = \frac{(L_d''' - L_a)(L_d'' - L_a)}{L_d'' - L_d'''} \quad (2.48)$$

$$R_j = \frac{L_d'''(L_d'' - L_a)^2}{T_d''' L_d''(L_d'' - L_d''')} \quad (2.49)$$

Les paramètres des circuits équivalents de la machine synchrone selon son ordre sont présentés dans les deux tableaux suivants :

TAB. 2.4 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode classique selon l'axe direct

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_f (mH)	0.005818	0.0074976	0.0085118
R_f (Ω)	0.00136	0.00135	0.00135
L_k (mH)		0.0064393	0.0062561
R_k (Ω)		0.15494	0.03597
L_j (mH)			0.0021123
R_j (Ω)			0.28632

TAB. 2.5 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode classique selon l'axe en quadrature

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_{kq1} (mH)	0.0063742	0.0002569	0.0010528
R_{kq1} (Ω)	0.0068739	0.0051449	0.0035431
L_{kq2} (mH)		0.00034189	0.00013106
R_{kq2} (Ω)		0.034283	0.13348
L_{kq3} (mH)			0.0012113
R_{kq3} (Ω)			0.010065

2.10.2 Méthode numérique

Dans cette partie, nous cherchons à établir des systèmes d'équations non linéaires qui relient entre les paramètres des circuits équivalents des modèles de la machine synchrone et les constantes de temps de l'inductance opérationnelles exprimées dans les équations (2.11), (2.25) et (2.31). Pour cela, les entrées de ce système sont les constantes de temps et les sorties sont les paramètres du circuit équivalent. Les systèmes d'équations non linéaires selon le modèle de la machine sont exprimés comme suit :

Modèle du premier ordre

$$\begin{cases} T'_d = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} \\ T'_{d0} = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} \end{cases} \quad (2.50)$$

Modèle du deuxième ordre

$$\begin{cases} T'_d + T''_d = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} \\ T'_d \times T''_d = \frac{L_f L_k + L_f L_{md} + L_k L_{md}}{R_f R_k} \\ T'_{d0} + T''_{d0} = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} \\ T'_{d0} \times T''_{d0} = \frac{L_f L_k + L_f L_{amd} + L_k L_{amd}}{R_f R_k} \end{cases} \quad (2.51)$$

Modèle du troisième ordre

$$\begin{cases} T'_d + T''_d + T'''_d = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_j + L_{md}}{R_j} \\ T'_d \times T''_d \times T'''_d = \frac{L_f L_k L_j + L_f L_{md} L_j + L_{md} L_k L_j + L_f L_k L_{md}}{R_f R_k R_j} \\ T'_d \times T''_d + T''_d \times T'''_d + T'_d \times T'''_d = \frac{L_f L_k + L_f L_{md} + L_k L_{md}}{R_f R_k} + \frac{L_f L_j + L_f L_{md} + L_j L_{md}}{R_f R_j} \\ \quad + \frac{L_j L_k + L_j L_{md} + L_k L_{md}}{R_j R_k} \\ T'_{d0} + T''_{d0} + T'''_{d0} = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} \\ T'_{d0} \times T''_{d0} \times T'''_{d0} = \frac{L_f L_k L_j + L_f L_{amd} L_j + L_k L_{amd} L_j + L_f L_{amd} L_k}{R_f R_k R_j} \\ T'_{d0} \times T''_{d0} + T''_{d0} \times T'''_{d0} + T'_{d0} \times T'''_{d0} = \frac{L_f L_k + L_f L_{amd} + L_k L_{amd}}{R_f R_k} + \frac{L_f L_j + L_f L_{amd} + L_j L_{amd}}{R_f R_j} \\ \quad + \frac{L_j L_k + L_j L_{amd} + L_k L_{amd}}{R_j R_k} \end{cases} \quad (2.52)$$

Ces ensembles d'équations non linéaires peuvent être résolues numériquement, par exemple, en utilisant la fonction "**fsolve**" (basée sur la méthode de **Newton-Raphson**) de MATLAB.

Les résultats de la résolution sont présentés dans les deux tableaux suivants :

Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

TAB. 2.6 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique selon l'axe direct

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_f (mH)	0.542	0.758	0.909
R_f (Ω)	0.001356	0.001371	0.001430
L_k (mH)		0.639	0.618
R_k (Ω)		0.154103	0.356406
L_j (mH)			1.891
R_j (Ω)			0.025904

TAB. 2.7 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique selon l'axe en quadrature

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_{kq1} (mH)	0.6	3.0	12.0
R_{kq1} (Ω)	0.0066	0.0059	0.0040
L_{kq2} (mH)		0.3	0.1
R_{kq2} (Ω)		0.0351	0.1347
L_{kq3} (mH)			1.3
R_{kq3} (Ω)			0.0106

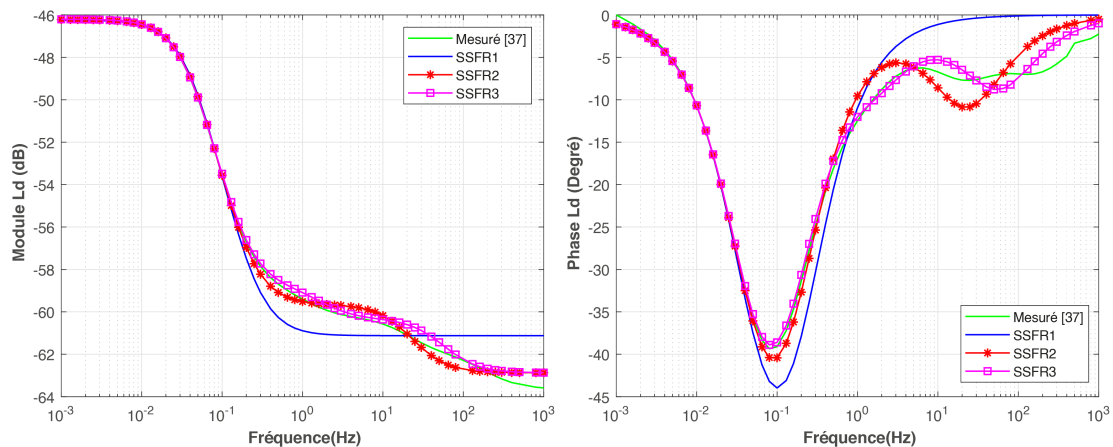
2.11 Discussion des résultats obtenus et validations

Pour confirmer les résultats obtenus, les paramètres déterminés par la méthode numérique et l'approche analytique des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3, mentionnés respectivement dans les tableaux (2.6) et (2.7), sont intégrés dans les fonctions de transfert de l'inductance opérationnelle des équations (2.10), (2.18) et (2.30).

Les résultats dérivés de l'approche numérique sont illustrés dans les figures (2.16) et (2.17).

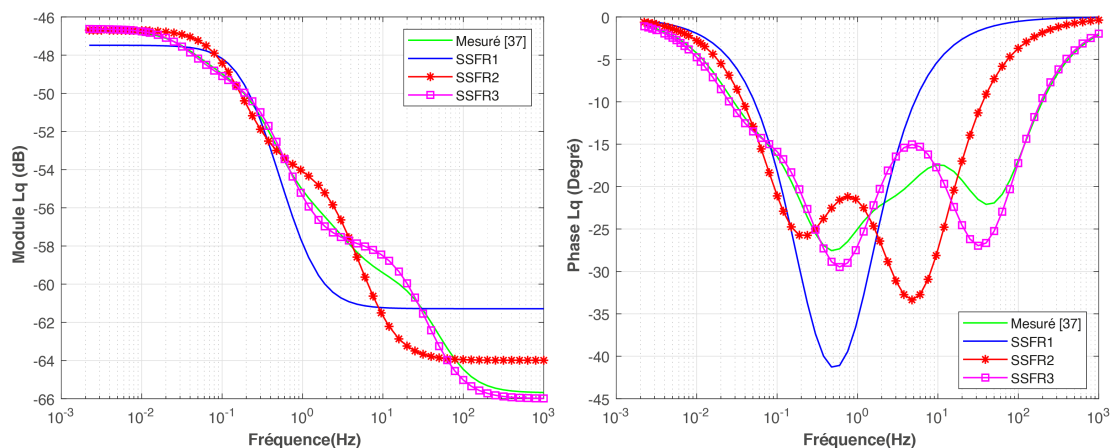
Selon ces figures et d'après les résultats obtenus, il apparaît que les modèles de la machine correspondent bien aux données mesurées en montrant que cette approche numérique présente clairement le fonctionnement de la machine.

Il est également notable que le modèle SSFR3 semble d'être le plus proche des données mesurées sur toute la plage de fréquences, tandis que le modèle SSFR1 semble diverger légèrement plus que le modèle SSFR2. Le modèle SSFR1, en revanche, montre une déviation plus importante par rapport aux données mesurées, en particulier à des fréquences plus élevées.



(a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

FIG. 2.16 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par la méthode numérique



(a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

FIG. 2.17 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q mesurée et calculée par la méthode numérique

2.12 Sensibilité de la résistance de l'induit R_a

Dans cette partie, nous examinons l'impact de la résistance d'armature sur l'inductance opérationnelle, en termes d'amplitude et de phase. Pour ce faire, nous avons pris en compte plusieurs valeurs de résistances statoriques [33], comme indiqué ci-dessous :

$$R_a - 4\%, \quad R_a - 2\%, \quad R_a, \quad R_a + 2\%, \quad R_a + 2\%$$

Les deux figures (2.18.a) et (2.18.b) indiquent respectivement la variation de l'amplitude de l'inductance opérationnelle en dB et la phase en degré en fonction de la fréquence pour des valeurs différentes de la résistance statorique (R_a).

Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

On peut observer que les courbes représentant les différents modèles ($R_a = 0.002 \Omega$, $R_a - 4\%$, $R_a - 2\%$, $R_a + 2\%$, $R_a + 4\%$) et les données mesurées présentent des comportements similaires à des fréquences plus élevées. Cependant, à mesure que la fréquence augmente, les courbes commencent à diverger, ce qui indique que les modèles pourraient ne pas être précis pour des fréquences plus basses. À partir de la fréquence de 1 Hz, on remarque que tous les graphiques coïncident complètement, ce qui indique que la résistance statorique R_a a un impact significatif sur le modèle de la machine.

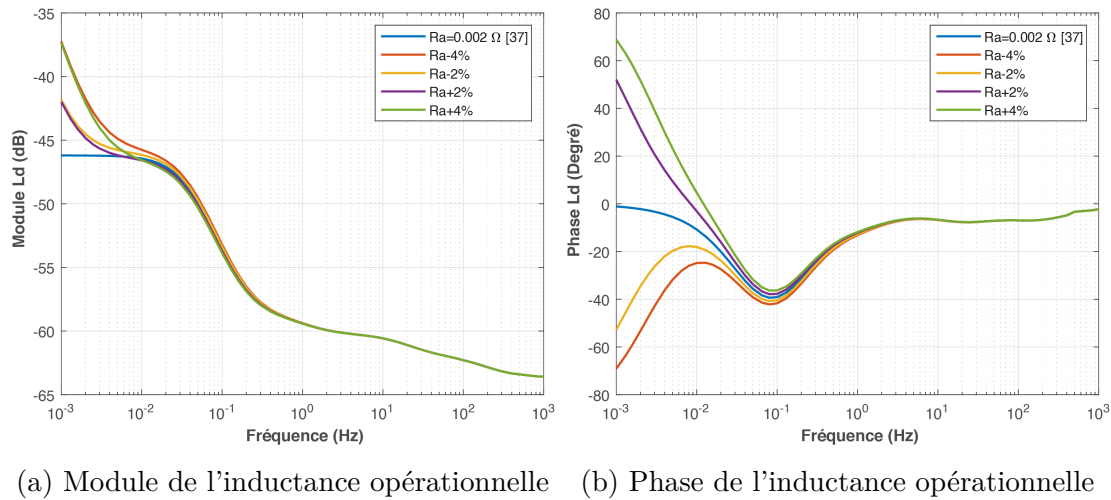


FIG. 2.18 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par la méthode numérique pour différentes résistances statoriques

Dans la première figure, qui représente le module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence, on observe que les courbes pour différentes valeurs de R_a ($R_a = 0.002 \Omega$, $R_a - 4\%$, $R_a - 2\%$, $R_a + 2\%$, $R_a + 4\%$) divergent à des fréquences plus basses. Cela suggère que la précision des modèles pourrait diminuer à des fréquences plus basses pour différentes valeurs de R_a .

La deuxième figure, qui représente la phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence, montre également des divergences entre les courbes pour différentes valeurs de R_a à des fréquences plus basses. Cela indique que la phase de l'inductance opérationnelle est également sensible à la valeur de R_a .

En somme, ces observations montrent que la résistance de l'armature R_a a une influence notable sur le comportement du modèle de la machine synchrone, en particulier à des fréquences plus basses. Cela souligne l'importance de choisir une valeur appropriée pour R_a lors de la modélisation de machines synchrones. De plus, cela suggère que des améliorations pourraient être nécessaires pour augmenter la précision des modèles à des fréquences plus basses. Il serait également intéressant d'explorer davantage comment les variations de R_a affectent d'autres aspects du comportement de la machine, tels que la réponse transitoire ou la stabilité.

2.13 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a présenté une méthode standard et numérique pour estimer les constantes de temps de la machine synchrone à partir des tests de la réponse en fréquence (SSFR). Cette méthode, basée sur des techniques d'ajustement de courbe pour faire correspondre l'amplitude et la phase mesurées avec les constantes de temps en localisant les valeurs des pôles

Chapitre 2. Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle

et des zéros dans la réponse en fréquence après la prédéfinition de l'ordre du circuit équivalent pour modéliser la machine avec précision.

Elle offre également la possibilité d'utiliser les valeurs initiales des constantes de temps comme vecteur initial pour les méthodes numériques ou bien d'après la méthode classique (Les équations de Canay), en particulier pour les modèles d'ordre supérieur. L'importance de la précision de la valeur de la résistance statorique sur la détermination des constantes de temps a été mise en évidence.

Dans le but de déterminer les paramètres des circuits équivalents des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3, une méthode numérique a été utilisée en basant sur la résolution des systèmes non linéaires (Newton-Raphson). Les résultats obtenus ont été satisfaisants, démontrant l'efficacité de ces méthodes dans l'identification des modèles des machines synchrones. Cependant, on trouve bien que les modèles supérieurs de la machine présentent donnent une image claire de son régime. Cela souligne l'importance de ces techniques dans l'amélioration de la précision et de la fiabilité des modèles de machines synchrones.

Chapitre 3

Identification des modèles des machines synchrones par Essaim Particulaire (PSO)

3.1 Introduction

L'Optimisation par Essaim Particulaire (OEP), ou en anglais Particle Swarm Optimization (PSO), est un Algorithme d'optimisation évolutionnaire qui tire son inspiration du comportement social observé dans les essaims des oiseaux ou de poissons, où les individus semblent démontrer une forme d'intelligence collective soit pour échapper aux prédateurs, soit pour accroître leur succès alimentaire ou encore pour minimiser leur dépense énergétique [47]. Cet algorithme est conçu par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [48]. Il est largement utilisé dans divers domaines, de l'ingénierie et de la robotique à l'intelligence artificielle et la finance.

Chaque particule dans l'Optimisation par Essaim Particulaire représente une solution candidate au problème à optimiser. Chaque particule possède une position, qui représente son vecteur solution dans l'espace de recherche, ainsi qu'une vitesse qui détermine la manière dont elle se déplace dans cet espace. De plus, chaque particule conserve en mémoire sa meilleure performance, à la fois en termes de position et de valeur.

Dans ce chapitre, nous allons détailler la problématique et le principe du fonctionnement d'un PSO, l'appliquer aux résultats des essais fréquentielles pour déterminer les paramètres des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3. Ensuite, nous comparerons les paramètres obtenus à partir de la méthode numérique avec ceux obtenus à partir du PSO.

3.2 Caractéristiques de l'OEP

La méthode d'Essaim Particulaire (PSO) est un outil puissant pour résoudre les problèmes d'optimisation, notamment ceux qui sont fortement non linéaires, continus ou qui combinent des variables réelles et entières. Elle est caractérisée par :

- **Simplicité de programmation** : Quelques lignes de code suffisent pour implémenter PSO dans n'importe quel langage de programmation moderne.
- **Robustesse** : Même si les paramètres ne sont pas optimaux, PSO parvient généralement à trouver une solution, bien que les performances puissent être affectées.

3.3 Problème d'optimisation

Un problème d'optimisation implique la recherche du minimum ou du maximum (l'optimal) d'une fonction donnée.

On a donc un problème d'optimisation sous contraintes car les variables de cette fonction sont limitées à évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche.

Mathématiquement, notre objectif est de minimiser une fonction f sur un ensemble E ; autrement dit, nous cherchons une valeur $\hat{\mathbf{x}}$ tel que :

$$f(\hat{\mathbf{x}}) = \min f(x) \tag{3.1}$$

3.4 Principe du fonctionnement de PSO

Chaque particule dans l'Optimisation par Essaim Particulaire représente une solution candidate au problème à optimiser. Ces particules coexistent au sein d'une population qui évolue en interagissant avec ses voisines. En se déplaçant à travers l'espace de recherche, chaque particule crée une nouvelle solution en utilisant sa vitesse actuelle. Ensuite Pour améliorer cette solution, chaque particule ajuste sa vitesse en se basant sur deux types d'informations :

1. **Sa propre expérience de vol** : en se souvenant de la meilleure solution qu'elle a trouvée jusqu'à présent.
2. **Les informations collectives de la population** : en observant les performances des autres particules dans son voisinage.

En intégrant ces deux types d'informations, chaque particule ajuste sa vitesse et sa position dans l'espace de recherche, ce qui lui permet d'explorer de nouvelles solutions potentiellement meilleures. Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes [49] :

- Une composante d'inertie : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- Une composante cognitive : la particule tend à se fier à sa propre expérience et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passé.
- Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint collectivement par l'essaim.

Chaque particule i dans un espace de recherche de dimension \mathcal{D} est définie par deux vecteurs : son vecteur position $\vec{\mathbf{x}}_{i,j} = (x_{i,1} \ x_{i,2} \ x_{i,3} \ \dots \ x_{i,d})^T$ et son vecteur vitesse $\vec{\mathbf{v}}_{i,j} = (v_{i,1} \ v_{i,2} \ v_{i,3} \ \dots \ v_{i,d})^T$.

Cette particule conserve en mémoire la meilleure position qu'elle a précédemment atteinte notée $\vec{\mathbf{p}}_{i,j} = (p_{i,1} \ p_{i,2} \ p_{i,3} \ \dots \ p_{i,d})^T$, ainsi, la meilleure position atteinte par ses particules voisines est notée $\vec{\mathbf{g}}_{i,j} = (g_{i,1} \ g_{i,2} \ g_{i,3} \ \dots \ g_{i,d})^T$.

Le principe de la méthode d'Essaim de Particule (PSO) est représenté par la figure (3.1) [50] :

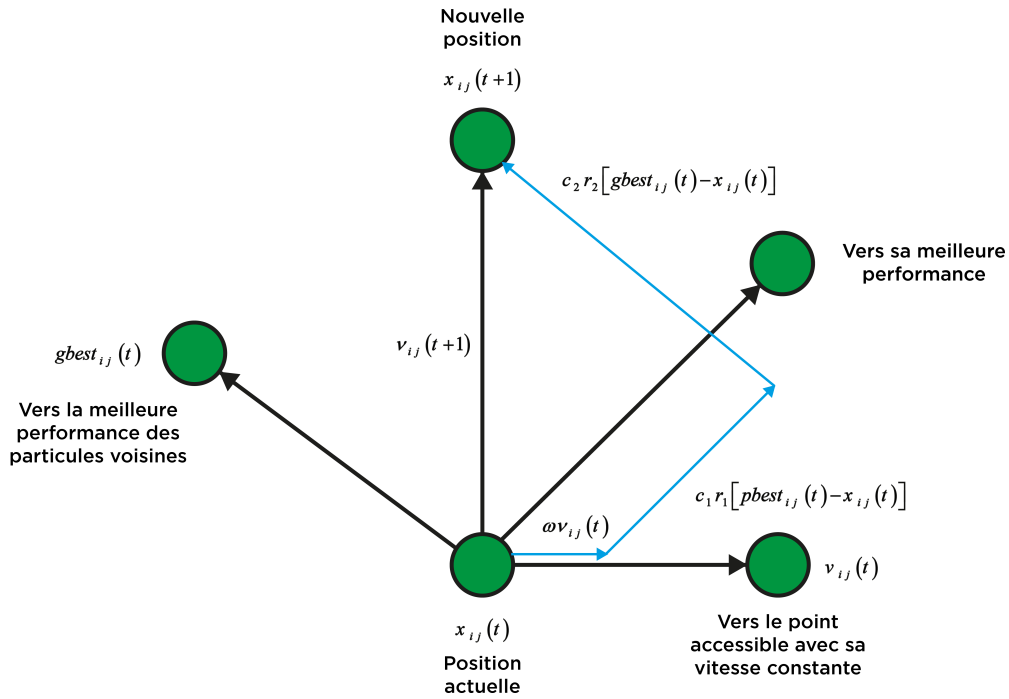


FIG. 3.1 : Déplacement d'une particule

Le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation (3.2) comme suit [49] :

$$v_{i,j}(k) = \omega v_{i,j}(k-1) + c_1 r_1 [p_{i,j}(k-1) - x_{i,j}(k-1)] + c_2 r_2 [g_j(k-1) - x_{i,j}(k-1)] \quad (3.2)$$

La position à l'itération k de la particule i est alors définie par l'équation (3.3) comme suit :

$$x_{i,j}(k) = x_{i,j}(k-1) + v_{i,j}(k) \quad \text{où} \quad \begin{array}{l} i = 1, 2, 3 \dots N_p \\ j = 1, 2, 3 \dots N_d \\ k = 1, 2, 3 \dots k_{\max} \end{array} \quad (3.3)$$

Avec :

N_p : Le nombre de particules de l'essaim.

N_d : Le nombre de variables du problème (dimension d'une particule).

k_{\max} : Le nombre maximal d'itération.

$v_{i,j}(k)$: La vitesse de la $j^{\text{ième}}$ composante de la $i^{\text{ième}}$ particule de l'essaim, à la $k^{\text{ième}}$ itération.

$p_{i,j}(k)$: La $j^{\text{ième}}$ composante de la meilleure position occupée par la $i^{\text{ième}}$ particule de l'essaim enregistrée dans les itérations précédentes (local best).

g_j : la $j^{\text{ième}}$ composante de la meilleure position occupée par la $i^{\text{ième}}$ particule globale de l'essaim (global best).

$x_{i,j}(k)$: la $j^{\text{ième}}$ coordonnée de la position actuelle de la particule i , à la $k^{\text{ième}}$ itération.

ω : coefficient d'inertie qui est généralement constante.

c_1, c_2 : deux constantes appelées coefficients d'accélération.

r_1, r_2 : deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0, 1]$ à chaque itération et pour chaque dimension.

Chapitre 3. Identification des modèles des machines synchrones par Essaim Particulaire (PSO)

$\omega \mathbf{v}_{ij}(\mathbf{k} - 1)$: correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre w peut être variable.

$c_1 \mathbf{r}_1 [\mathbf{p}_{ij}(\mathbf{k} - 1) - \mathbf{x}_{ij}(\mathbf{k} - 1)]$: correspond à la composante cognitive du déplacement où c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.

$c_2 \mathbf{r}_2 [\mathbf{g}_j(\mathbf{k} - 1) - \mathbf{x}_{ij}(\mathbf{k} - 1)]$: correspond à la composante sociale du déplacement, où contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Les gammes appropriées de valeur pour c_1 et c_2 , sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas.

Le coefficient d'inertie peut être variable selon cette expression [51] :

$$\omega = \omega_{\max} - \left(\frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{k_{\max}} \right) k \quad (3.4)$$

Où :

k_{\max} : le nombre maximum des itérations.

k : le nombre d'itération courante.

ω_{\min} : le coefficient minimum d'inertie.

ω_{\max} : le coefficient maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie w joue un rôle important dans la procédure de recherche. Cette dernière garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de w de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats [52].

3.5 Mécanisme de confinement

Parfois, une particule peut sortir de la zone où elle doit chercher. Pour éviter cela, l'algorithme utilise un mécanisme appelé (confinement d'intervalle). Cela permet de guider la particule vers un nouvel emplacement tout en restant dans la zone de recherche. Donc ce mécanisme consiste à ramener la particule au point le plus proche qui est acceptable.

La formule mathématique de mécanisme de confinement décrite par :

$$\begin{cases} \text{Si } x_{ij} > x_{i \max} \text{ alors } x_{ij} = x_{i \max} \\ \text{Si } x_{ij} < x_{i \min} \text{ alors } x_{ij} = x_{i \min} \\ v_{ij} = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

3.6 Critère d'arrêt

Bien que la méthode PSO soit très efficace pour résoudre les problèmes d'optimisation, elle ne garantit pas toujours la convergence vers la solution optimale globale. Par conséquent, il est fortement recommandé de doter l'algorithme d'un mécanisme d'arrêt en définissant un nombre maximal d'itérations. L'algorithme doit continuer à s'exécuter jusqu'à ce que l'un des critères de convergence suivants soit atteint [53] :

1. Le nombre maximum d'itérations a été atteint.
2. La variation de la vitesse est proche de 0.
3. La fitness de la solution est suffisant.

3.7 Organigramme général de l'OEP

Afin d'expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème d'optimisation, considérons le problème de minimisation suivant :

$$\begin{cases} \min f(x) \\ x \in \mathcal{D} \end{cases} \quad (3.6)$$

L'organigramme général de l'OEP peut être décrit comme suit [54] :

- **Étape 1 : Génération de l'état initial de chaque particule :**

Les points de recherche initiaux, position (p_{i0}) et vitesse (v_{i0}), de chaque particule sont habituellement produits aléatoirement dans la gamme permise. Le point de recherche courant est placé à ***pbest*** pour chaque agent. La meilleure valeur évaluée de ***pbest*** est placée à ***gbest***.

- **Étape 2 : Évaluation de la recherche du point de chaque agent :**

La valeur de la fonction objective est calculée pour chacun des particules. Si la valeur d'une particule est meilleure que son ***pbest*** courant, ***pbest*** prend cette nouvelle valeur. Si la meilleure valeur de ***pbest*** est meilleure que ***gbest*** courant, ***gbest*** est remplacé par cette meilleure valeur et la particule qui correspond à cette meilleure valeur est ainsi stocké.

- **Étape 3 : Modification de chaque point de recherche :**

Le point de recherche courant de chaque agent est changé en employant les équations (3.2) et (3.3).

- **Étape 4 : Vérification de l'état de sortie :**

Si le nombre courant d'itérations atteint le nombre maximum prédéterminé d'itérations, sortent alors. Autrement, retourner à l'étape 2.

Pour notre cas, on a utilisé **l'atteindre du nombre d'itérations maximal comme un critère d'arrêt**.

L'organigramme général de la méthode OEP est illustré par la figure (3.2) :

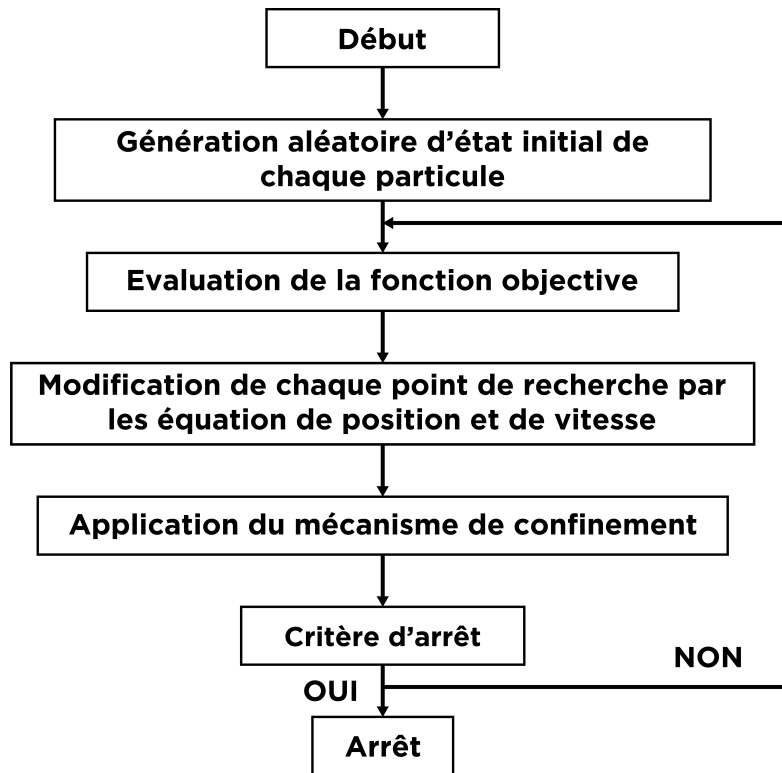


FIG. 3.2 : Organigramme général de l'OEP

3.8 Application de l'OEP sur l'identification de la machine synchrone

L'idée de base de l'identification des paramètres à l'aide des algorithmes PSO est de convertir le problème d'estimation des paramètres en un problème d'optimisation. Les paramètres inconnus sont généralement définis comme des particules, et une fonction de performance mesurant à quel point la réponse du modèle correspond à la réponse du système est construite pour être optimisée. La fonction de fitness est définie comme suit [55] :

$$fitness = \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (3.7)$$

Avec :

N_k : la longueur du vecteur des sorties mesurées ; y_i et \hat{y}_i sont respectivement les vecteurs des sorties du système et du modèle.

y_i : représente les données mesurées des essais fréquentiels.

\hat{y}_i : représente les données à simuler.

Comme $L_d(s)$ et $L_q(s)$ sont des quantités complexes, l'équation (3.7) devient :

$$fitness = \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^N (y_{Re} - \hat{y}_{Re})_i^2 + \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^N (y_{Imag} - \hat{y}_{Imag})_i^2 \quad (3.8)$$

Où $(.)_{Re}$ et $(.)_{Imag}$ sont respectivement les parties réelles et imaginaires des données mesurées des essais fréquentielle des données à simuler.

3.8.1 Diagramme de blocs de l'approche d'identification basée sur PSO

La figure (3.3) [55] représente le schéma bloc de l'approche d'identification des paramètres basée sur PSO. La méthode d'identification proposée est décrite par les étapes suivantes :

- **Étape 1** : Mesurer la réponse du système réel sous une entrée à fréquence variable.
- **Étape 2** : Simuler le modèle de système avec des paramètres initiaux, sous les mêmes entrées que le système réel.
- **Étape 3** : Calculer la fonction de fitness de chaque particule (solutions candidates).
- **Étape 4** : Mettre à jour les solutions candidates selon les règles de mise à jour dans les équations (3.2) et (3.3).
- **Étape 5** : Si le nombre d'itérations est atteint ou si le critère de convergence est satisfait, alors arrêter l'optimisation. Sinon, retourner à l'étape 2.

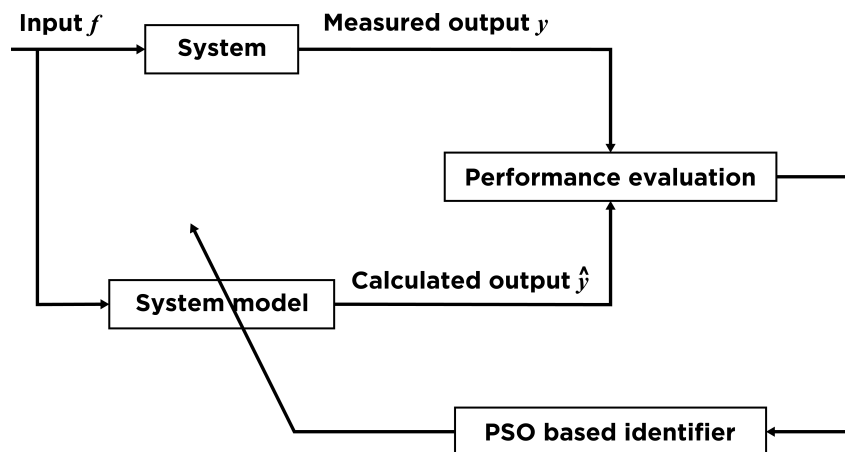


FIG. 3.3 : Diagramme de blocs de l'approche d'identification basée sur PSO

3.8.2 Détermination les paramètres de la machine synchrone par PSO

L'identification des paramètres de la machine synchrone a été réalisée en utilisant l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO). Pour cette partie, nous nous sommes basés sur le modèle SSFR 1, SSFR 2 et SSFR 3. Par conséquent, les paramètres à rechercher sont L_f , R_f , L_k , R_k , L_j et R_j . Ces paramètres sont considérés comme des particules dans l'algorithme PSO.

Nous avons choisi un nombre de particules (taille de l'essaim) $N = 60$ et un nombre d'itération 150.

Pour les autres coefficients, nous avons choisi facteur d'accélération cognitif $c_1 = 2.0$ et facteur d'accélération sociale $c_2 = 1.05$ [56].

Les facteurs aléatoires r_1 et r_2 sont tirés aléatoirement à chaque itération dans l'intervalle $[0, 1]$ Cela permet d'introduire de la diversité dans les positions et les vitesses des particules.

La fonction de fitness est un élément crucial de l'algorithme PSO. Elle permet d'évaluer la qualité des solutions proposées par les particules dans l'espace de recherche. La fonction de

Chapitre 3. Identification des modèles des machines synchrones par Essaim Particulaire (PSO)

fitness mesure la moyenne des erreurs quadratique entre les données expérimentales mesurées et les valeurs simulées par le modèle (SSFR1, SSFR2 et SSFR3). Donc calcule l'erreur entre les inductances mesurées et les inductances simulées en utilisant les paramètres L_f, R_f, L_k, R_k, L_j et R_j [56] :

$$\text{Erreur}_i = \text{Erreur}_{\text{Réelle } i} + \text{Erreur}_{\text{Imaginaire } i} \quad (3.9)$$

Avec :

$$\text{Erreur}_{\text{Réelle } i} = (L_{dmi} \cos \theta_{mi} - L_{di} \cos \theta_i) \quad (3.10)$$

$$\text{Erreur}_{\text{Imaginaire } i} = (L_{dmi} \sin \theta_{mi} - L_{di} \sin \theta_i) \quad (3.11)$$

Où :

L_{dmi} et θ_{mi} sont respectivement l'inductance et sa phase mesurées expérimentales.

L_{di} et θ_i sont respectivement l'inductance et sa phase simulées.

Donc, la fonction de fitness s'écrit sous cette forme :

$$\text{fitness} = \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^{N_k} \text{Erreur}_i^2 \quad (3.12)$$

Il est noté que l'expression de L_{dm} simulé pour chaque modèle est donnée par les équations (3.13), (3.14), (3.15) comme suit :

Modèle de premier ordre (SSFR1)

$$L_d(s) = \frac{R_f (L_a + L_{md}) + s (L_a L_{md} + L_a L_f + L_{md} L_f)}{R_f + s (L_{md} + L_f)} \quad (3.13)$$

Modèle de deuxième ordre (SSFR2)

$$L_d(s) = \frac{(L_a + L_{md}) (R_f + s L_k) + s L_a L_{md} (R_f + s L_f + R_k + s L_k)}{(R_f + s L_f) (R_k + s L_k) + s L_{md} (R_f + s L_f + R_k + s L_k)} \quad (3.14)$$

Modèle de troisième ordre (SSFR3)

$$L_d(s) = \frac{Num}{Den} \quad (3.15)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 Num = & \left[1 + s \left(\frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_j + L_{md}}{R_j} \right) \right. \\
 & + s^2 \left(\frac{L_f L_j + L_j L_{md} + L_f L_{md}}{R_f R_j} \right. \\
 & + \left. \frac{L_f L_k + L_k L_{md} + L_f L_{md}}{R_f R_k} + \frac{L_j L_k + L_k L_{md} + L_j L_{md}}{R_j R_k} \right) \\
 & \left. + s^3 \frac{L_f L_j L_k + L_f L_j L_{md} + L_f L_{md} L_k + L_{md} L_j L_k}{R_f R_j R_k} \right]
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Le dénominateur s'exprime de la même expression que le numérateur sauf que L_{md} est remplacée par L_{amd} , comme suit :

$$\begin{aligned}
 Den = & \left[1 + s \left(\frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} \right) \right. \\
 & + s^2 \left(\frac{L_f L_j + L_j L_{amd} + L_f L_{amd}}{R_f R_j} \right. \\
 & + \left. \frac{L_f L_k + L_k L_{amd} + L_f L_{amd}}{R_f R_k} + \frac{L_j L_k + L_k L_{amd} + L_j L_{amd}}{R_j R_k} \right) \\
 & \left. + s^3 \frac{L_f L_j L_k + L_f L_j L_{amd} + L_f L_{amd} L_k + L_{amd} L_j L_k}{R_f R_j R_k} \right]
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

3.9 Application et validation sur l'identification selon l'axe d

Tout d'abord nous abordons le processus d'identification des constantes de temps du générateur synchrone selon l'axe d en utilisant l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) présentés dans les tableaux (**Tab 3.1**), (**Tab 3.2**) et (**Tab 3.3**).

3.9.1 Estimation des constantes de temps

Les trois tableaux (**Tab 3.1-3**) représentent les constante de temps obtenues par PSO :

TAB. 3.1 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe direct pour le modèle SSFR1

Les constantes de temps	Modèle SSFR1 (PSO)	Modèle SSFR1 (freqs)
T_{d1} (s)	0.6675	0.691563
T_{d01} (s)	3.6677	3.702332

TAB. 3.2 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe direct pour le modèle SSFR2

Les constantes de temps	Modèle SSFR2 (PSO)	Modèle SSFR2 (freqs)
T_{d1} (s)	0.8151	0.819672
T_{d2} (s)	0.0057	0.005741
T_{d01} (s)	3.8489	3.855050
T_{d02} (s)	0.0083	0.00830

TAB. 3.3 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe direct pour le modèle SSFR3

Les constantes de temps	Modèle SSFR3 (PSO)	Modèle SSFR3 (freqs)
T_{d1} (s)	0.8943	0.896057
T_{d2} (s)	0.0831	0.082713
T_{d3} (s)	0.0025	0.002372
T_{d01} (s)	3.9371	3.941663
T_{d02} (s)	0.1068	0.098814
T_{d03} (s)	0.0035	0.003225

3.9.2 Les erreurs des itérations (L'effet de nombre d'itérations)

Afin de boucler notre algorithme 30 fois, nous l'exécutons pour afficher le graphe d'erreurs en fonction de nombre des itérations pour une seule exécution comme la Figure (3.4) représente. On trouve bien que après un certain nombre d'itérations, l'algorithme converge vers la même solution avec la même erreur.

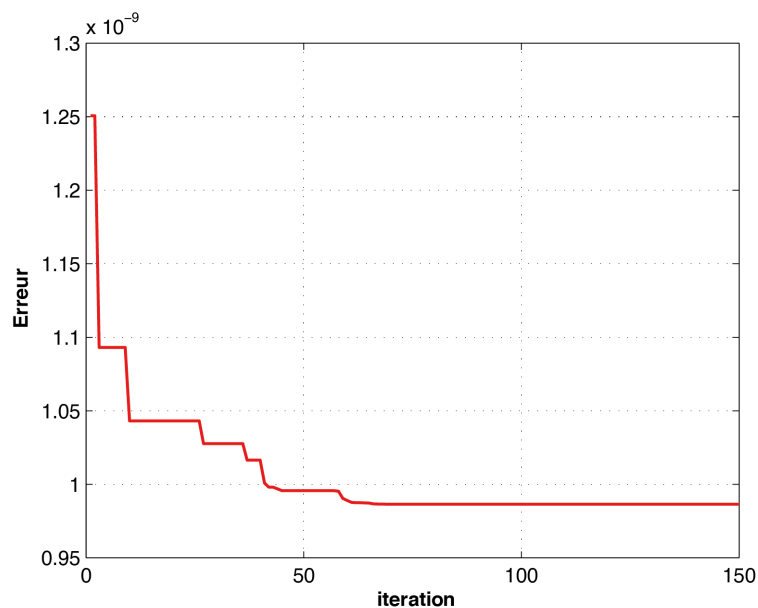


FIG. 3.4 : Variation de l'erreur en fonction du nombre d'itérations pour une seule exécution

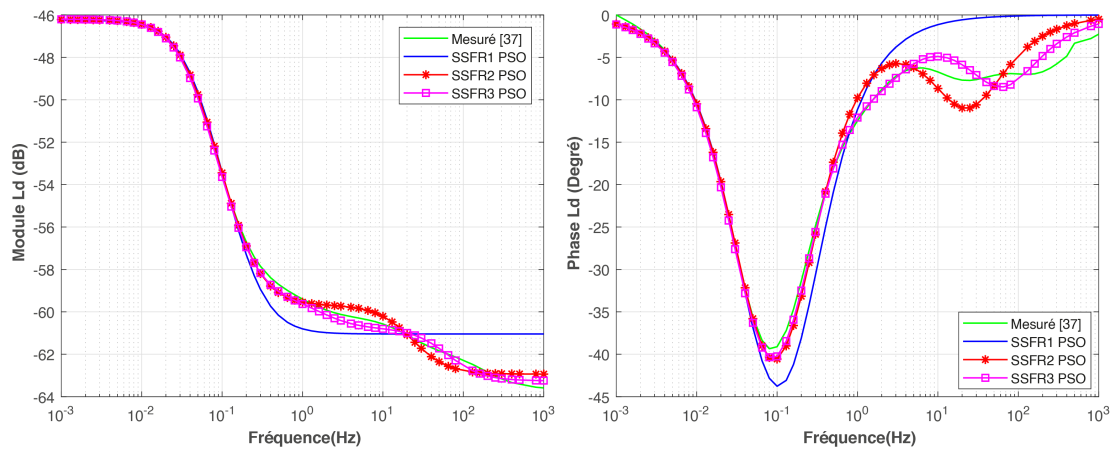
3.9.3 Estimation des paramètres du circuit équivalent

Les résultats de la simulation pour identifier les paramètres des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3 selon l'axe d sont regroupés dans le tableau (Tab 3.4) :

TAB. 3.4 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par l'OEP selon l'axe direct

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_f (mH)	0.55222	0.75295	0.7920
R_f (Ω)	0.001356	0.0014	0.0014
L_k (mH)		0.62143	0.542
R_k (Ω)		0.1521	0.3562
L_j (mH)			1.8
R_j (Ω)			0.02580

Afin de valider les résultats obtenus, les paramètres estimés par PSO des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3, cités dans les tableaux (3.4), sont introduits dans les fonctions de transfert de l'inductance opérationnelle des équations (3.13), (3.14) et (3.15). En appliquant ces paramètres, nous aboutissons aux graphiques suivants (Fig 3.5) et (Fig 3.6). Le modèle SSFR3 déterminé par PSO montre une quasi-coïncidence avec les données mesurées. En revanche, Le modèle SSFR1 présentent des écarts plus importants par rapport aux données mesurées, en particulier aux hautes fréquences.



(a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

FIG. 3.5 : Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_d mesurée et calculée par l'OEP d'axe direct

Nous avons exécuté l'algorithme PSO pour 30 exécutions successives afin d'éviter les minimaux locaux et d'atteindre le minimum global. Comme le montre le graphique (Figure 3.5), l'erreur oscille initialement avec plusieurs pics significatifs, indiquant des zones où l'algorithme pourrait être piégé dans des minimaux locaux. Cependant, au fil des itérations, PSO parvient à surmonter ces obstacles et converge vers une solution optimale, réduisant ainsi l'erreur globale malgré les fluctuations observées. Cette approche permet d'assurer une meilleure précision et stabilité dans l'identification des paramètres du générateur synchrone. Nous trouvons finalement un minimum global comme indiquée dans la Figure (3.6).

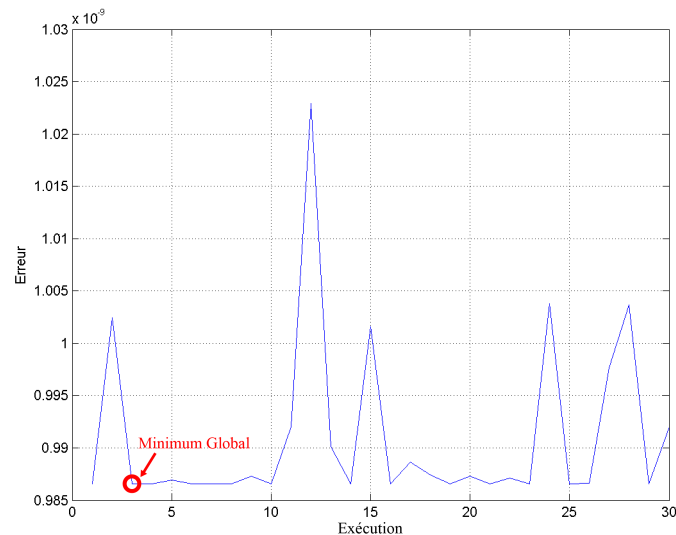


FIG. 3.6 : Variation de l'erreur en fonction du nombre de boucles (loop) pour le modèle du 2^{ème} ordre

3.9.4 Comparaison entre l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) selon et la Méthode Numérique selon l'axe d

Nous allons exécuter le programme PSO et comparer les résultats obtenus avec ceux des méthodes numériques ainsi qu'avec les données mesurées. De plus pour évaluer la précision de l'algorithme PSO par rapport à la méthode numérique, nous avons calculé l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées pour chaque méthode. Ces EQM sont des mesures de la qualité des solutions proposées par chaque approche, nous permettant ainsi de déterminer la méthode offrant l'erreur la plus faible, et donc la meilleure précision. Les résultats montrent que l'erreur quadratique moyenne calculée par l'algorithme PSO est plus faible que celle obtenue par la méthode numérique.

Modèle de premier ordre (SSFR1)

TAB. 3.5 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR1

Paramètres	Modèle SSFR1 (Num)	Modèle SSFR1 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_f (mH)	0.542	0.55222	1.1931e-08	1.1853e-08	7.8344e-11
R_f (Ω)	0.0014	0.001356			

Modèle de deuxième ordre (SSFR2)

TAB. 3.6 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR2

Paramètres	Modèle SSFR2 (Num)	Modèle SSFR2 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_f (mH)	0.758	0.75295	9.9944e-10	9.8655e-10	1.2890e-11
R_f (Ω)	0.001371	0.0014			
L_k (mH)	0.639	0.62143			
R_k (Ω)	0.154103	0.1521			

Modèle de troisième ordre (SSFR3)

TAB. 3.7 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR3

Paramètres	Modèle SSFR3 (Num)	Modèle SSFR3 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_f (mH)	0.909	0.7920	7.0822e-10	7.0122e-10	7.0000e-12
R_f (Ω)	0.001430	0.0014			
L_k (mH)	0.618	0.542			
R_k (Ω)	0.356406	0.3562			
L_j (mH)	1.891	1.800			
R_j (Ω)	0.025904	0.02580			

La figure (3.7) représente la comparaison entre l'optimisation par essaim de particules (PSO) et la méthode numérique pour le modèle SSFR3. Les deux méthodes coïncident quasiment avec les données mesurées, avec une amélioration pour le PSO dans le module L_d . Cela indique que la méthode PSO converge vers des minimaux globaux.

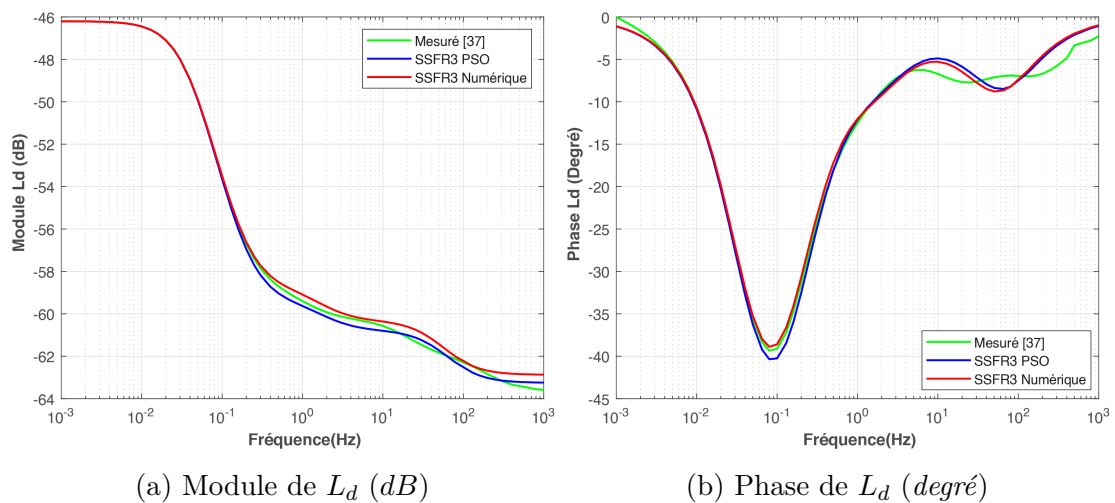


FIG. 3.7 : Comparaison de la réponse fréquentielle de L_d entre la méthode numérique et PSO pour le modèle SSFR3 d'axe direct

3.10 Application et validation sur l'identification selon l'axe q

3.10.1 Estimation des constantes de temps

Pour identifier les paramètres de la machine suivant l'axe q en utilisant l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO), nous suivrons une procédure similaire à celle utilisée pour l'axe d . Nous utiliserons les mêmes paramètres de PSO et la même méthodologie. Les résultats sont présentés dans les tableaux (Tab 3.8), (Tab 3.9) et (Tab 3.10).

TAB. 3.8 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe q pour le modèle SSFR1

Les constantes de temps	Modèle SSFR1 (PSO)	Modèle SSFR1 (freqs)
T_{q1} (s)	0.1198	0.139997
T_{q01} (s)	0.5936	0.675675

TAB. 3.9 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe q pour le modèle SSFR2

Les constantes de temps	Modèle SSFR2 (PSO)	Modèle SSFR2 (freqs)
T_{q1} (s)	0.5965	0.564652
T_{q2} (s)	0.0190	0.018628
T_{q01} (s)	1.4121	1.302761
T_{q02} (s)	0.0561	0.056211

TAB. 3.10 : Estimation des constantes de temps par l'OEP et *freqs* selon l'axe q pour le modèle SSFR3

Les constantes de temps	Modèle SSFR3 (PSO)	Modèle SSFR3 (freqs)
T_{q1} (s)	3.0267	3.068425
T_{q2} (s)	0.1612	0.153704
T_{q3} (s)	0.0037	0.002947
T_{q01} (s)	4.0898	4.175365
T_{q02} (s)	0.0037	0.002947
T_{q03} (s)	0.0083	0.007468

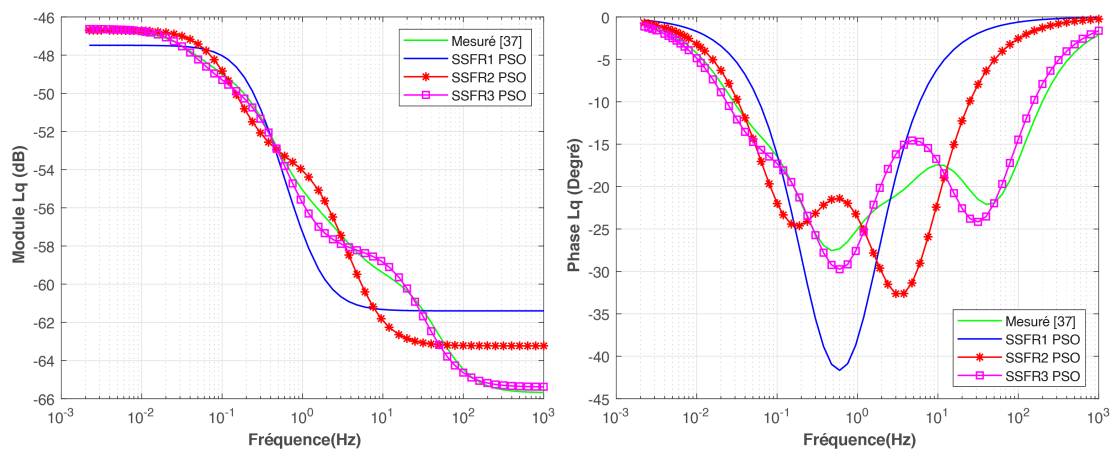
3.10.2 Estimation des paramètres du circuit équivalent

Nous avons appliqué l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO) pour identifier les paramètres des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3 selon l'axe q . Les résultats de la simulation sont regroupés dans le tableau (Tab 3.11).

TAB. 3.11 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par l'OEP selon l'axe q

Paramètre	Modèle SSFR1	Modèle SSFR2	Modèle SSFR3
L_{kq1} (mH)	0.5849	3.4	10.5
R_{kq1} (Ω)	0.0075	0.0052	0.0040
L_{kq2} (mH)		0.37629	0.149
R_{kq2} (Ω)		0.0277	0.1324
L_{kq3} (mH)			1.21
R_{kq3} (Ω)			0.0100

Afin de valider les résultats obtenus, les paramètres estimés par PSO des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3, cités dans les tableaux (3.11), sont introduits dans les fonctions de transfert de l'inductance opérationnelle des équations (3.13), (3.14) et (3.15). En appliquant ces paramètres, nous aboutissons aux graphiques suivants (Figure 3.8). Nous trouvons que les deux modèles SSFR1 et SSFR2 approchent à la référence or le modèle SSFR3 présente une quasi-coïncidence.



(a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

FIG. 3.8 : La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle L_q mesurée et calculée par l'OEP d'axe en quadrature

3.10.3 Comparaison entre l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) selon et la Méthode Numérique selon l'axe q

Nous allons exécuter le programme PSO et comparer les résultats obtenus avec ceux des méthodes numériques ainsi qu'avec les données mesurées. De plus pour évaluer la précision de l'algorithme PSO par rapport à la méthode numérique, nous avons calculé l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées pour chaque méthode comme déjà fait selon l'axe d .

Modèle de premier ordre (SSFR1)

TAB. 3.12 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR1

Paramètres	Modèle SSFR1 (Num)	Modèle SSFR1 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_{kq1} (mH)	0.6	0.5849	9.5596e-08	9.2692e-08	2.9040e-09
R_{kq1} (Ω)	0.0066	0.0075			

Modèle de deuxième ordre (SSFR2)

TAB. 3.13 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR2

Paramètres	Modèle SSFR2 (Num)	Modèle SSFR2 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_{kq1} (mH)	3.0	3.4	2.9169e-08	2.6877e-08	2.2921e-09
R_{kq1} (Ω)	0.0059	0.0052			
L_{kq2} (mH)	0.3	0.37629			
R_{kq2} (Ω)	0.0351	0.0277			

Modèle de troisième ordre (SSFR3)

TAB. 3.14 : Comparaison entre la méthode numérique et l'OEP pour le modèle SSFR3

Paramètres	Modèle SSFR3 (Num)	Modèle SSFR3 (PSO)	Erreur (Num)	Erreur (PSO)	Différence
L_{kq1} (mH)	12	10.5	2.8423e-09	2.7023e-09	1.4000e-10
R_{kq1} (Ω)	0.0040	0.0040			
L_{kq2} (mH)	0.1	0.149			
R_{kq2} (Ω)	0.1347	0.1324			
L_{kq3} (mH)	1.3	1.21			
R_{kq3} (Ω)	0.0106	0.0100			

La figure (3.9) représente la comparaison entre l'optimisation par essaim de particules (PSO) et la méthode numérique. Les deux méthodes coïncident quasiment avec les données mesurées, avec une amélioration pour le PSO dans le module L_q . Cela indique que la méthode PSO converge vers des minimaux globaux.

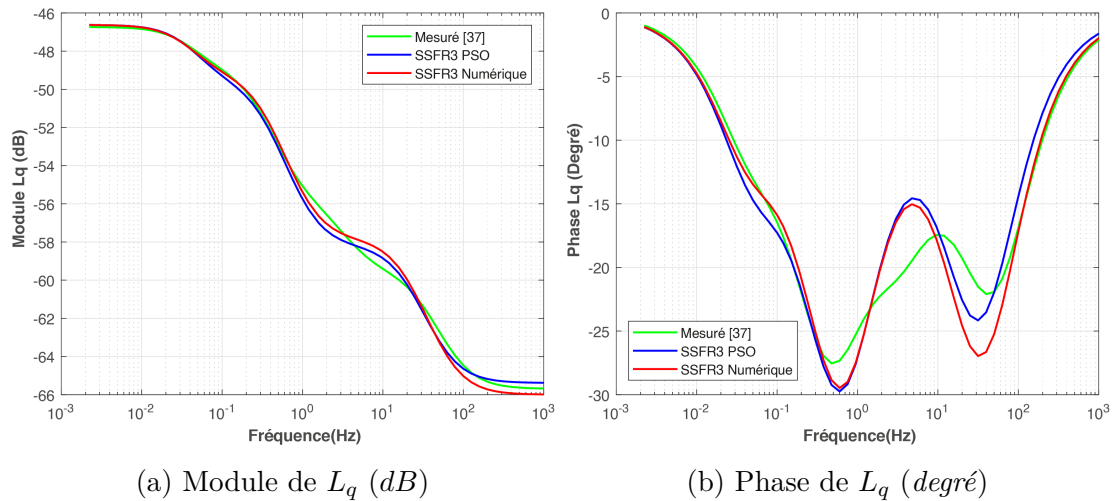


FIG. 3.9 : Comparaison de la réponse fréquentielle de L_q entre la méthode numérique et PSO pour le modèle SSFR3 d'axe en quadrature

3.10.4 Interprétation

Pour évaluer la précision de l'algorithme PSO par rapport à la méthode numérique, nous avons calculé l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées pour chaque méthode. Les résultats montrent que les erreurs quadratiques moyennes calculées par l'algorithme PSO et par la méthode numérique sont très proches.

En analysant les résultats obtenus, on remarque que l'erreur quadratique moyenne (EQM) dans le modèle 3 est inférieure à celle des modèles 2 et 1, que ce soit pour l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) ou pour la méthode numérique, et cela pour les deux axes d et q .

Nous trouvons les mêmes paramètres issus de la méthode numérique par application du PSO, ce qui signifie que ces valeurs sont optimales globales.

3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO) pour identifier les paramètres d'une machine synchrone à partir des tests de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR). Le PSO est une méthode d'optimisation basée sur le comportement collectif des essaims, où chaque particule représente une solution potentielle et évolue en fonction de sa propre expérience et de celle des autres particules.

Les résultats obtenus avec le PSO ont été comparés à ceux obtenus par une méthode numérique. Pour évaluer la précision de chaque approche, nous avons calculé les erreurs quadratiques moyennes (EQM) entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées. Les EQM obtenues avec l'algorithme PSO sont très proches de celles calculées par la méthode numérique, Cela indique une précision comparable des deux approches pour l'identification des paramètres de la machine synchrone.

Chapitre 4

Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire

4.1 Introduction

Les modèles de la machine synchrone sont importants pour prédire son comportement pendant les régimes transitoires, tels que les démarrages, les essais en court-circuit ou la stabilité dynamique.

Les modèles varient en complexité, allant du modèle classique du second ordre, qui considère deux circuits rotoriques selon les deux axes (d et q), au modèle plus complexe du troisième ordre, qui ajoute un troisième circuit rotorique par axe. Ces modèles influencent directement la précision des réponses transitoires de la machine synchrone.

La modélisation des machines synchrones, pour être précise, requiert parfois la prise en compte non seulement des grandeurs transitoires et sub-transitoires, mais aussi l'utilisation des grandeurs sub-sub-transitoires.

Ces constantes de temps sont très petites, mais elles peuvent avoir un impact significatif sur les performances de la machine. Ce chapitre examine leur importance physique dans l'étude de la stabilité transitoire et du processus de démarrage de la machine synchrone.

4.2 Caractéristiques fréquentielles

En régime permanent, Les réactances directe (X_d) et en quadrature (X_q) déterminent la distribution du flux magnétique dans la machine et influencent la tension induite dans les enroulements statoriques.

Lorsque l'on considère la réponse en fréquence, $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ permettent d'analyser comment la machine va réagir aux variations de fréquence, ce qui est essentiel pour la conception de systèmes de contrôle et la protection des machines synchrones. Par exemple, une étude des réactances en fonction de la fréquence peut révéler des informations sur les constantes de temps transitoires et sub-transitoires, qui sont importantes pour la modélisation dynamique de la machine. Pour une modélisation précise, il est parfois nécessaire d'inclure des grandeurs sub-transitoires et sub-sub-transitoires, qui, bien que représentant des constantes de temps très courtes, peuvent avoir un impact significatif sur les performances de la machine, en particulier pendant les démarrages et les réponses aux perturbations.

La figure (4.1) présente les caractéristiques des admittances opérationnelles $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ en (p.u.) des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3 ainsi que les mesures obtenues par les tests de l'arrêt de la fréquence avec un variation de 0.001 Hz jusqu'à 1000 Hz [37] dans un plan gaussien (un plan en coordonnées complexe). Nous trouvons une quasi-coïncidence des caractéristiques fréquentielles du modèle SSFR3 avec celles des résultats expérimentaux selon les deux axes d et q . Nous remarquons aussi que les deux modèles SSFR1 et SSFR2 ne sont pas suffisants pour présenter les réponses fréquentielles pour des valeurs de fréquences plus de 10 Hz. Cette déviation est attribuée aux courants de Foucault dans les parties massives du rotor [38], également connus sous le nom d'effet de peau, qui intervient dans les composants volumineux du rotor. Cela implique que, pour analyser de manière adéquate ce phénomène, il est nécessaire de considérer non seulement les paramètres transitoires et sub-transitoires, mais aussi les paramètres sub-sub-transitoires. L'incorporation de ces derniers est essentielle pour modéliser avec précision une machine synchrone dotée d'un rotor massif.

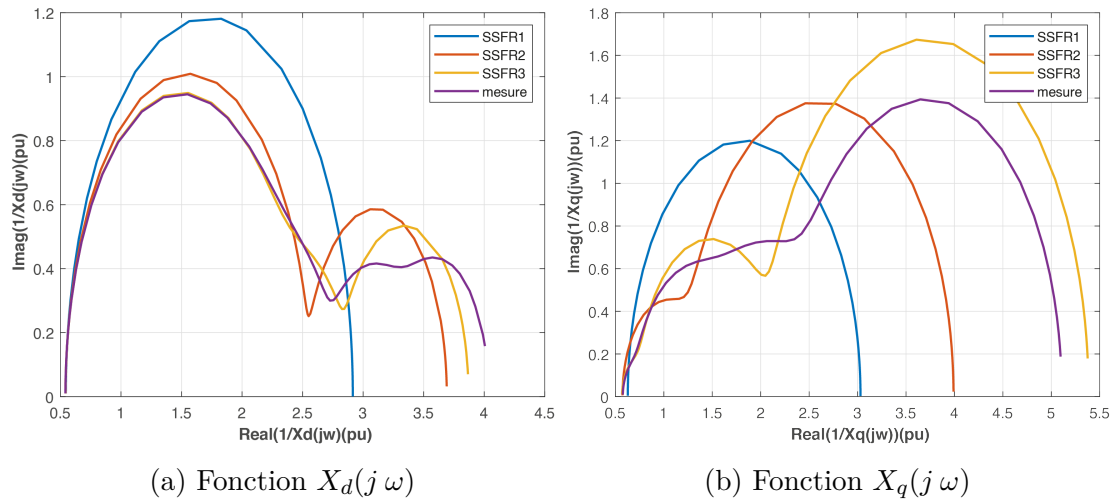


FIG. 4.1 : Caractéristiques fréquentielles des fonctions $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ dans un plan gaussien

4.3 L'influence des modèles sur le comportement de la machine synchrone

Les modèles vont du simple au complexe, depuis le modèle de base du second ordre jusqu'au modèle plus élaboré du troisième ordre. Chaque modèle offre un degré de précision différent pour simuler les réponses de la machine et son comportement électromagnétique en régime transitoire.

L'utilisation de modèles complexes pour les machines synchrones, tels que ceux avec trois circuits rotoriques (SSFR3), n'est pas toujours nécessaire. Des modèles plus simples avec un (SSFR1) ou deux (SSFR2) circuits peuvent souvent suffire. Cependant, pour des cas spécifiques, les modèles SSFR3 sont indispensables, comme nous le montrerons ultérieurement.

4.3.1 Court-circuit brusque

La simulation d'un court-circuit triphasé brusque est une analyse importante pour évaluer la robustesse et la réaction de la machine à de telles perturbations.

Le début de cette simulation est au point nominal avec $V = 1 p.u.$, $\cos \phi = 0.9$ et $\omega_r = 1 p.u.$. Le régime transitoire est créé à partir de l'instant $t = 0.1 s$ jusqu'à $t = 0.4 s$ durant lequel la tension du réseau baisse à $0 V$.

Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures ci-dessous.

La Figure (4.3) montrent la variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps. On observe que la variation générale est presque identique, à l'exception d'un pic de courant à l'instant de perturbation ($t = 0.1 s$) qui atteint $6.5 p.u.$, $5.2 p.u.$ et $4.8 p.u.$ pour les modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3 respectivement.

En comparant les courants de phase i_{as} , on constate que les trois modèles présentent une évolution presque identique, comme le montre les figures Figure (4.4)

En ce qui concerne le couple électromagnétique τ_e , tous les modèles montrent une variation similaire, comme le montre les Figures (4.5), la valeur moyenne (le couple asynchrone de freinage $\tau_{asyn\ frein}$) pour modèle SSFR3 est supérieure à celle des modèles SSFR1 et SSFR2, comme le montre la Figure (4.2). La valeur moyenne du couple en court-circuit correspond au couple

Chapitre 4. Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire

asynchrone de freinage.

Cette différence de comportement du couple $\tau_{asyn\ frein}$ est clairement visible dans la variation de l'angle interne en fonction du temps, comme le montre la Figure (4.6). Pour un temps de court-circuit égal à 0.3 s, l'angle interne atteint 136.2 degrés (modèle SSFR1), 105.1 degrés (SSFR2) et 59.9 degrés (SSFR3). Le processus de 'back-swing' (oscillations en arrière) est correctement déterminé dans le cas du modèle SSFR3, comme le montre la Figure (4.7).

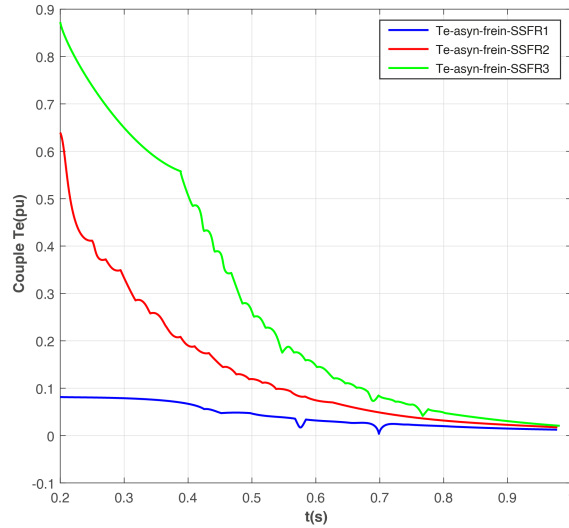


FIG. 4.2 : Variation du couple asynchrone de freinage en fonction du temps selon les modèles de la machine

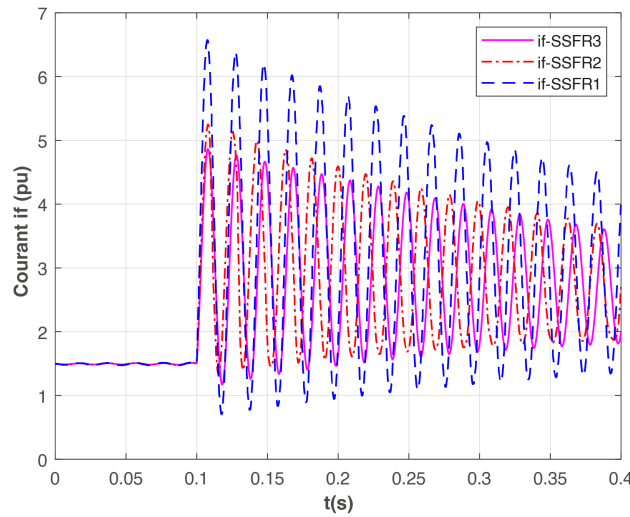


FIG. 4.3 : Variation du courant d'excitation i_f lors d'un court-circuit triphasé en charge

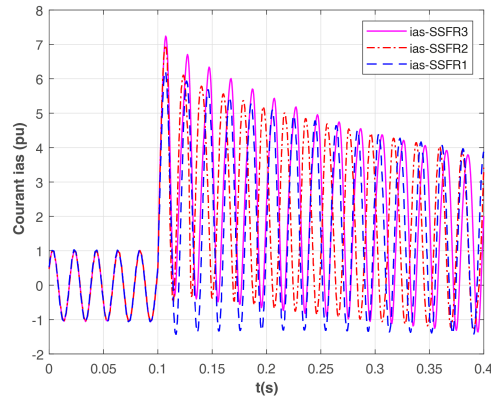


FIG. 4.4 : Variation du courant de phase i_{as} lors d'un court-circuit triphasé en charge

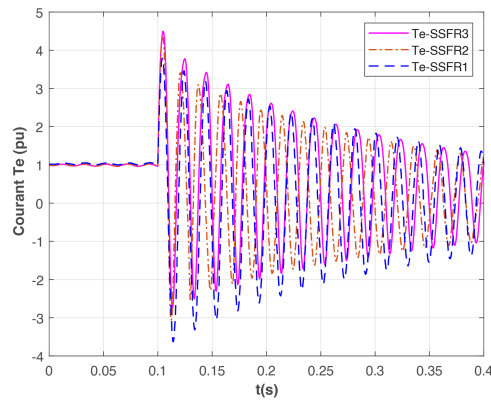
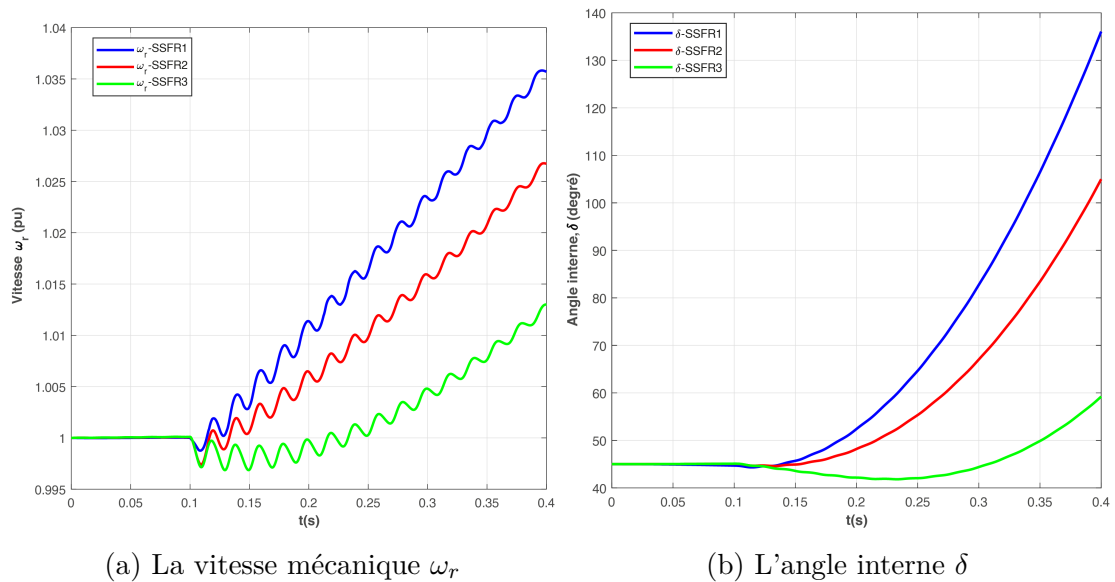


FIG. 4.5 : Variation du couple électromagnétique τ_e lors d'un court-circuit triphasé en charge



(a) La vitesse mécanique ω_r

(b) L'angle interne δ

FIG. 4.6 : Variation de la vitesse mécanique ω_r et l'angle interne δ lors d'un court-circuit triphasé en charge

4.3.2 Stabilité dynamique (Simulation des transitoires en variation de tension)

La stabilité dynamique d'une machine synchrone est une étude pour comprendre comment la machine réagit aux fluctuations de tension dans le réseau électrique. Le processus de '**back-swing**' dans le contexte de la stabilité dynamique fait généralement référence à un phénomène où, après une perturbation initiale elle subit une oscillation qui peut le ramener vers son état d'équilibre initial.

Ce processus affecte la stabilité du générateur ; pour montrer cet effet, la simulation est faite au point nominal avec $V = 1 p.u.$, $\cos \phi = 0.9$ et $\omega_r = 1 p.u.$. La perturbation correspond à une chute de tension durant $0.4 s$ à partir de l'instant $t = 0.2 s$ où la tension du réseau chute à $0 V$ et demeure à ce niveau pendant $0.4 s$. Suite à $t = 0.6 s$, la tension originale est rétablie.

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-dessous.

La simulation des transitoires en variant de tension avec le modèle SSFR3, qui reflètent les caractéristiques fréquentielles de la machine, indique que l'angle de charge du générateur augmente à 114.6° pendant le court-circuit, puis oscille autour de la valeur nominale une fois que le défaut (le court-circuit) est éliminé ; ce qui signifie que la machine reste stable (**Figure 4.10.d**).

Au début du régime transitoire, la vitesse mécanique ω_r diminue en raison d'un couple de freinage important généré par la machine. Ce couple est dû au fait qu'au début de la chute de tension, il y a encore du flux dans les bobines du stator alors que les courants atteignent des valeurs élevées. Une fois que les flux deviennent nuls, le couple de freinage disparaît et la vitesse ω_r peut commencer à augmenter à nouveau.

Avec l'augmentation significative de la vitesse du rotor, l'angle interne δ dépasse les 140 degrés. La diminution de la vitesse suite à la disparition du couple de freinage permet à l'angle de revenir à des valeurs proches de la valeur nominale (40 degrés).

Lorsque la tension nominale revient à $t = 0.6 s$, les variations de vitesse ω_r affectent la valeur de l'angle interne δ et du couple électromagnétique τ_e , générant des oscillations qui persistent bien après la fin de la perturbation.

Le temps nécessaire pour que la tension revienne à sa valeur nominale (temps de rétablissement critique) est important pour maintenir la stabilité de la machine. Si la chute de tension dure trop longtemps, la machine peut devenir instable. Les courbes montrant les courants révèlent des valeurs faibles pour les constantes de temps électriques par rapport aux valeurs élevées des constantes de temps mécaniques.

Cependant, la simulation des modèles SSFR1 et SSFR2 suggère que le générateur perdrait le synchronisme (**Figures 4.10.a et 4.10.c**). Ce résultat erroné est dû au fait que ces modèles ne déterminent pas correctement le couple de freinage asynchrone pendant le court-circuit expliqué comme prévu.

Chapitre 4. Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire

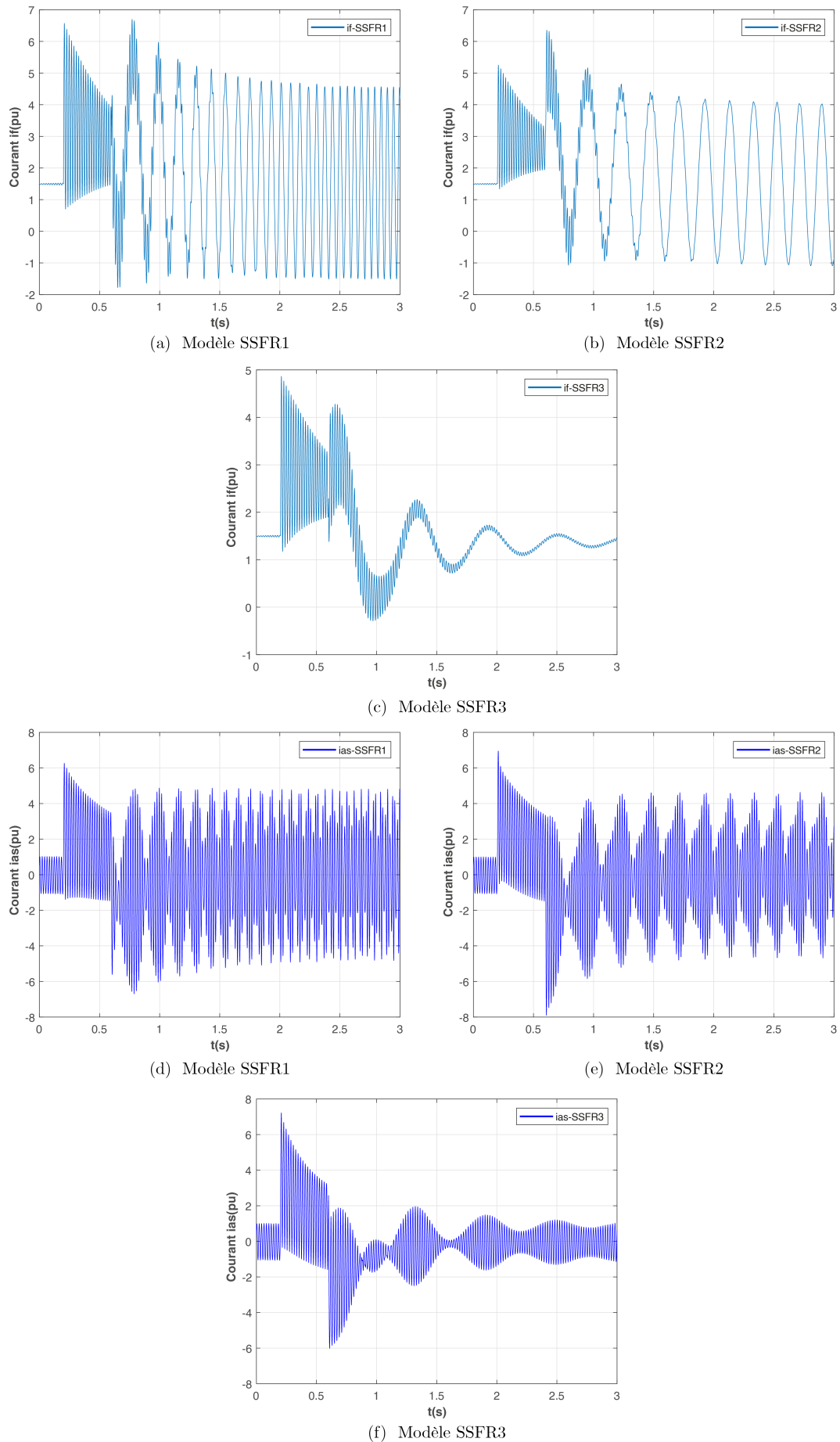


FIG. 4.7 : Variation du courant d'excitation i_f et courant de phase i_{as} lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge

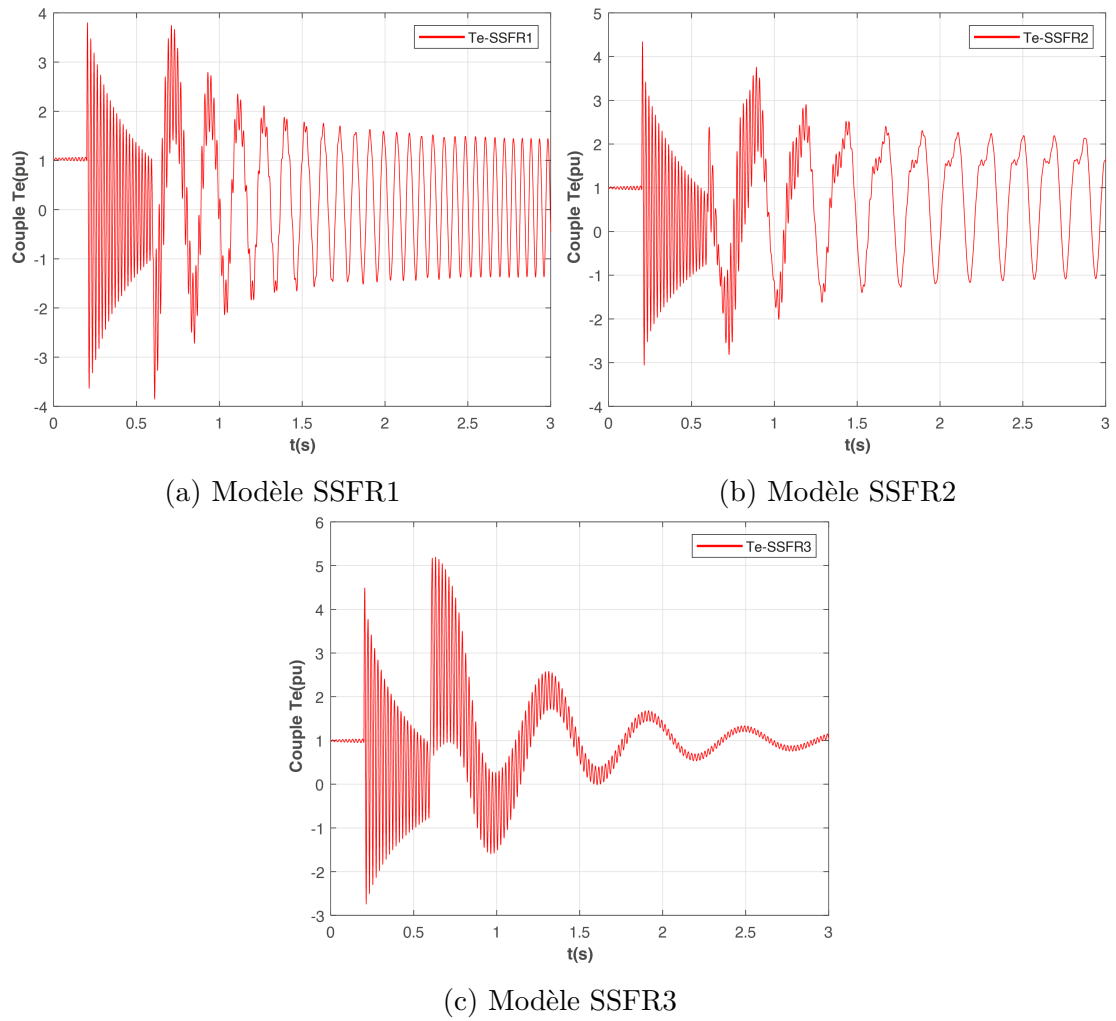


FIG. 4.8 : Variation du couple électromagnétique τ_e lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge

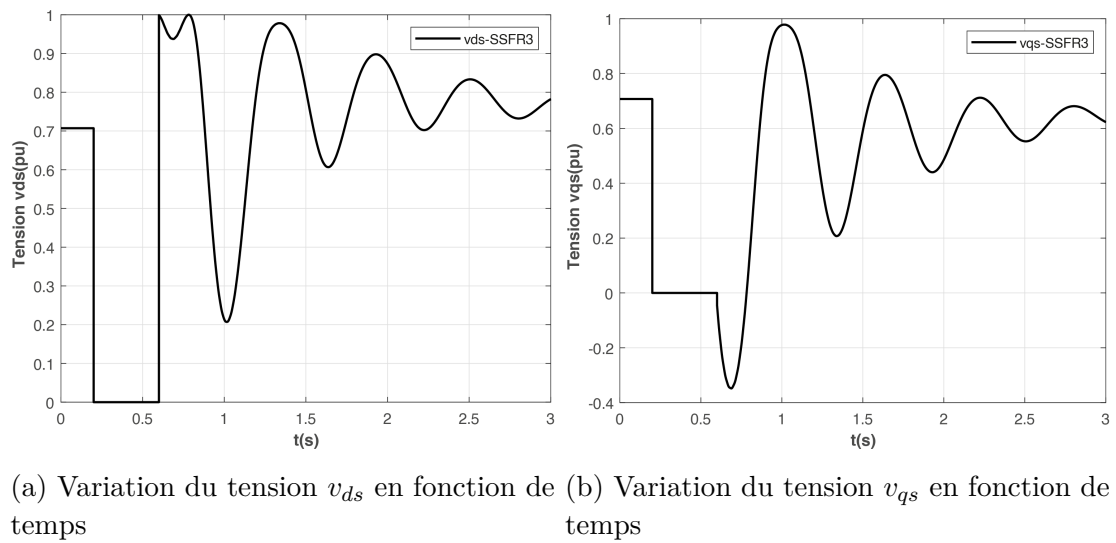


FIG. 4.9 : Variation des tension selon les axes direct quadratique v_{ds} et v_{qs} lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge

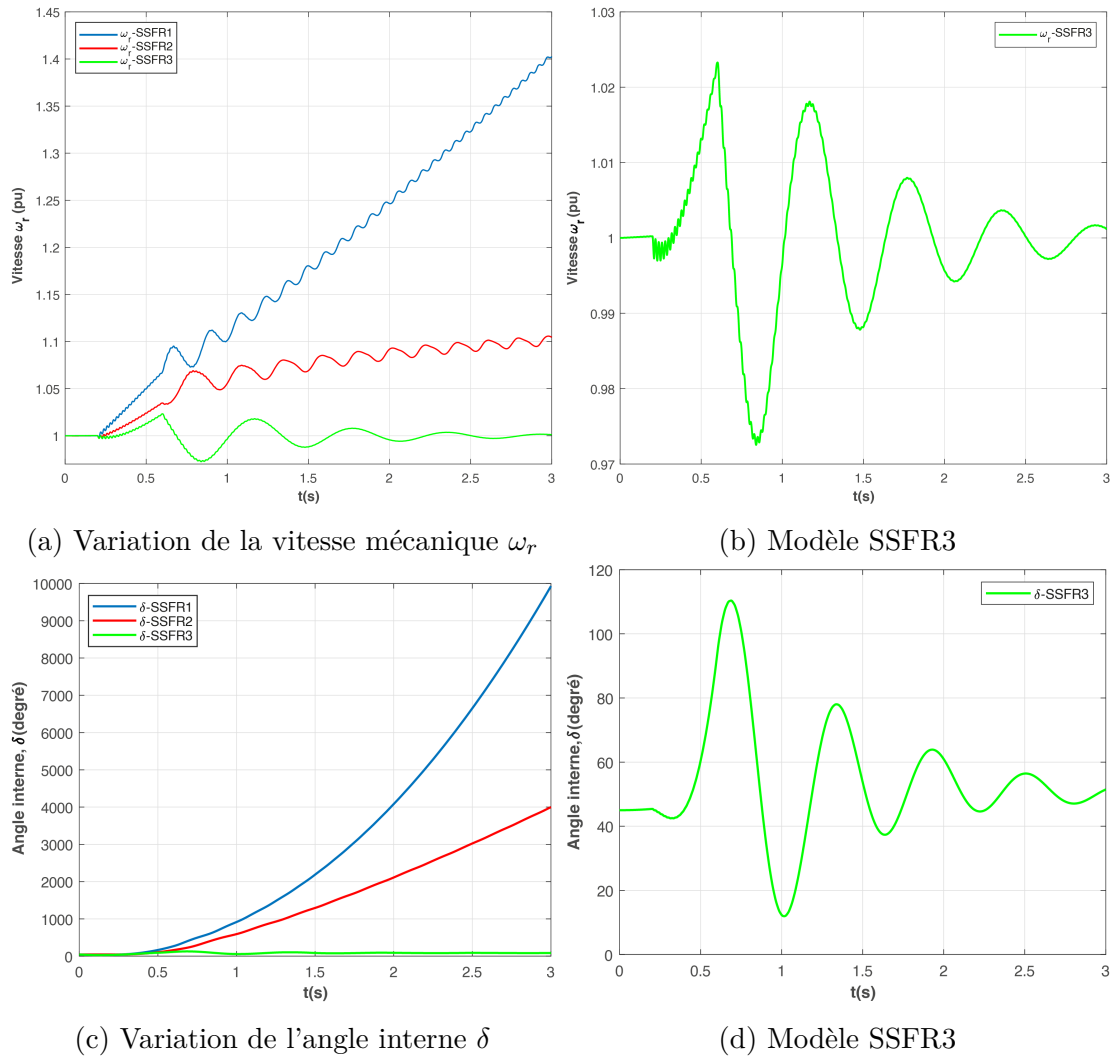


FIG. 4.10 : Variation de la vitesse mécanique ω_r et l'angle interne δ lors de la suppression d'un court-circuit triphasé en charge

4.3.3 Démarrage en asynchrone

Le démarrage dynamique des moteurs synchrones est couramment modélisé par le modèle SSFR2. En général, la spécificité du type de machine, qu'elle possède un rotor massif ou laminaire, n'est pas une préoccupation.

Cependant, il est paradoxal que certains chercheurs soutiennent que la théorie des deux axes n'est pas adaptée pour le démarrage asynchrone quasi-stationnaire des machines à pôles saillants avec un rotor massif [38]. Cette limitation de la théorie conventionnelle est surmontée grâce à l'exploitation des caractéristiques fréquentielles de la machine $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$.

La représentation des fonctions $\frac{1}{X_d(j\omega)}$ et $\frac{1}{X_q(j\omega)}$ sur un plan gaussien complexe, comme illustré dans la figure (4.1) sert à obtenir les caractéristiques notables en supposant que $R_a = 0$. Ces courbes sont interprétées selon la théorie des machines asynchrones : la partie réelle correspond à la composante réactive du courant de phase et la partie imaginaire est liée au couple asynchrone. Dans un modèle comportant n circuits rotoriques sur les deux axes, le couple asynchrone est déterminé par la relation suivante [38] :

$$C_{asy} = \frac{V^2}{2} \text{Im}g \left(\frac{1}{X_d(j\omega)} + \frac{1}{X_q(j\omega)} \right) \quad (4.1)$$

En utilisant le développement limité de l'expression du couple asynchrone, on obtient :

$$\begin{aligned} C_{asy} = & \frac{V^2}{2} \left[\left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \frac{g \omega_s T'_d}{1 + g^2 \omega_s^2 T'^2_d} + \dots \right. \\ & + \left(\frac{1}{X'^{(n)}_d} - \frac{1}{X^{(n-1)}_d} \right) \frac{g \omega_s T'^{(n)}_d}{1 + g^2 \omega_s^2 T'^{(n)2}_d} \\ & + \left(\frac{1}{X'_q} - \frac{1}{X_q} \right) \frac{g \omega_s T'_q}{1 + g^2 \omega_s^2 T'^2_q} + \dots \\ & \left. + \left(\frac{1}{X'^{(n)}_q} - \frac{1}{X^{(n-1)}_q} \right) \frac{g \omega_s T'^{(n)}_q}{1 + g^2 \omega_s^2 T'^{(n)2}_q} \right] \end{aligned} \quad (4.2)$$

Où V présente la valeur maximale de la tension simple en *p.u.*.

La figure (4.13) illustre la relation entre le glissement et le couple τ_{asy} pour quatre modèles distincts, opérant sous une tension constante de $V = 1$ *p.u.* .

Le modèle SSFR2 donne des résultats presque similaires à ceux obtenus par les modèle SSFR3 dans toute la plage de glissement $0 \leq g \leq 0.2$. Or, l'écart entre le modèle SSFR3 et le modèle SSFR2 (ou le modèle SSFR1) est important à mesurer que le glissement augmente. De plus, pour les trois modèles le couple asynchrone est en quasi-coïncidence au voisinage de glissement nul $g = 0$.

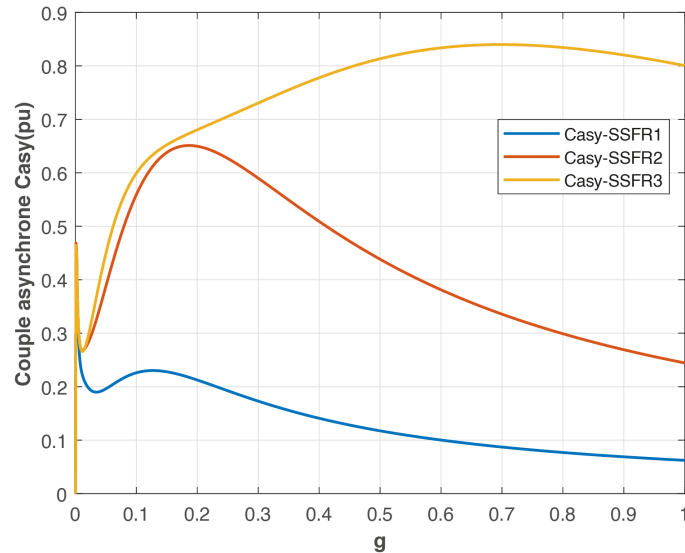


FIG. 4.11 : Variation du couple asynchrone τ_{asy} ($p.u.$) en fonction de glissement g selon les modèles de la machine

Les figures (4.12-4.14) illustrent dans le processus de démarrage en asynchrone la différence entre les 3 modèles de la machine synchrone. Ce démarrage est nécessaire pour déterminer les contraintes mécaniques de la machine. On note que la simulation est faite avec une tension aux bornes constante $V = 1 p.u.$.

En addition, l'évolution de couple de démarrage dépend en plus de la position du rotor qui reste donc la même dans les trois modèles de la machine. De plus, on constate une différence importante dans les graphes du couple électromagnétique τ_e , vitesse ω_r , courant de phase i_{as} et cel d'excitation i_f en fonction de temps ainsi que dans ces premiers piques. Le modèle SSFR3 représente la performance correcte de la machine.

On note bien que les régime permanent est à l'instant 100 s, 13 s et 10.5 s respectivement pour les modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR3.

Ces écarts montrent à quel niveau il est important de tenir en compte les constantes de temps transitoires, sub-transitoires et sub-sub-transitoires lors des certains processus de la machine.

Chapitre 4. Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire

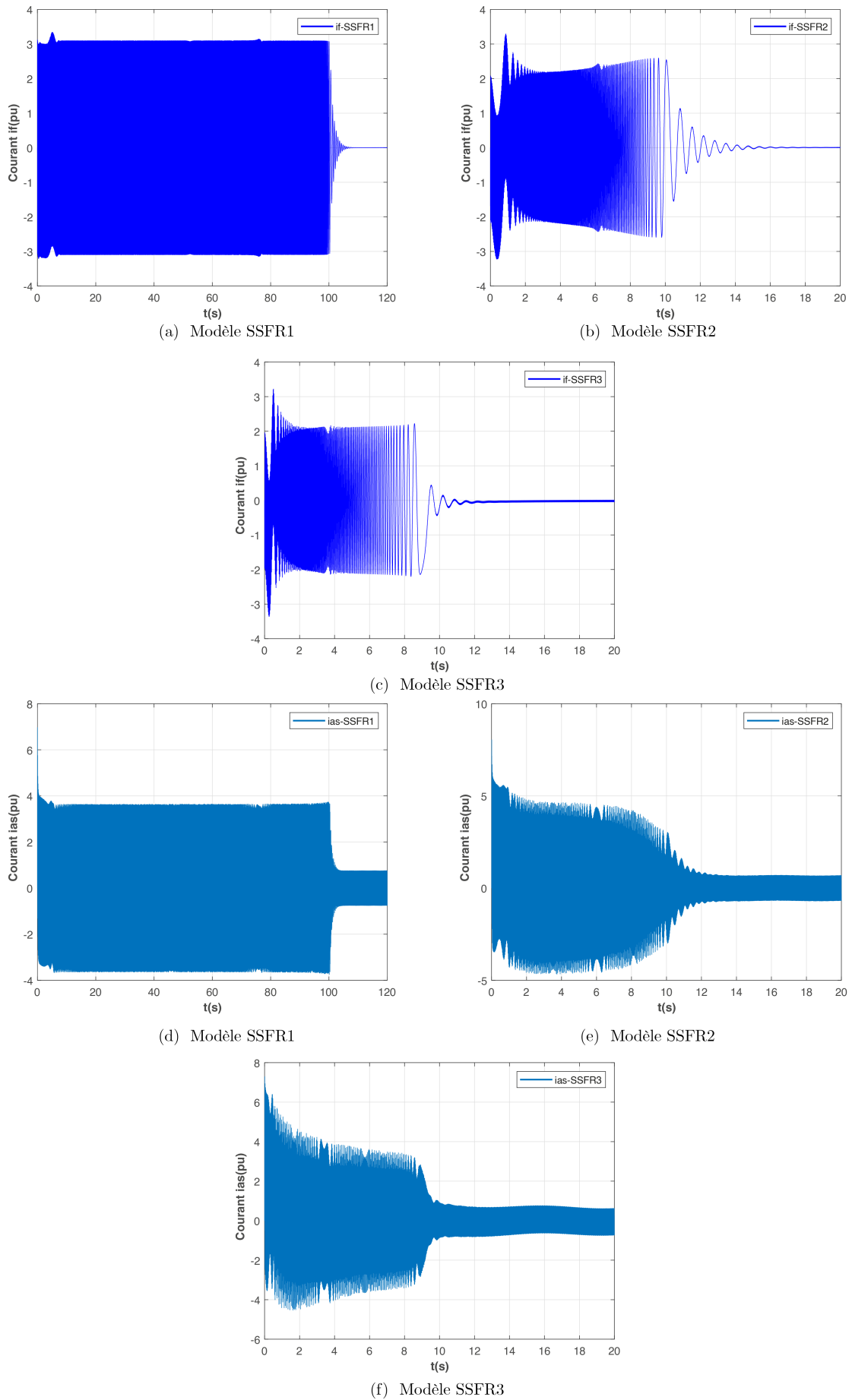


FIG. 4.12 : Variation du courant d'excitation i_f et courant de phase i_{as} lors du démarrage en asynchrone

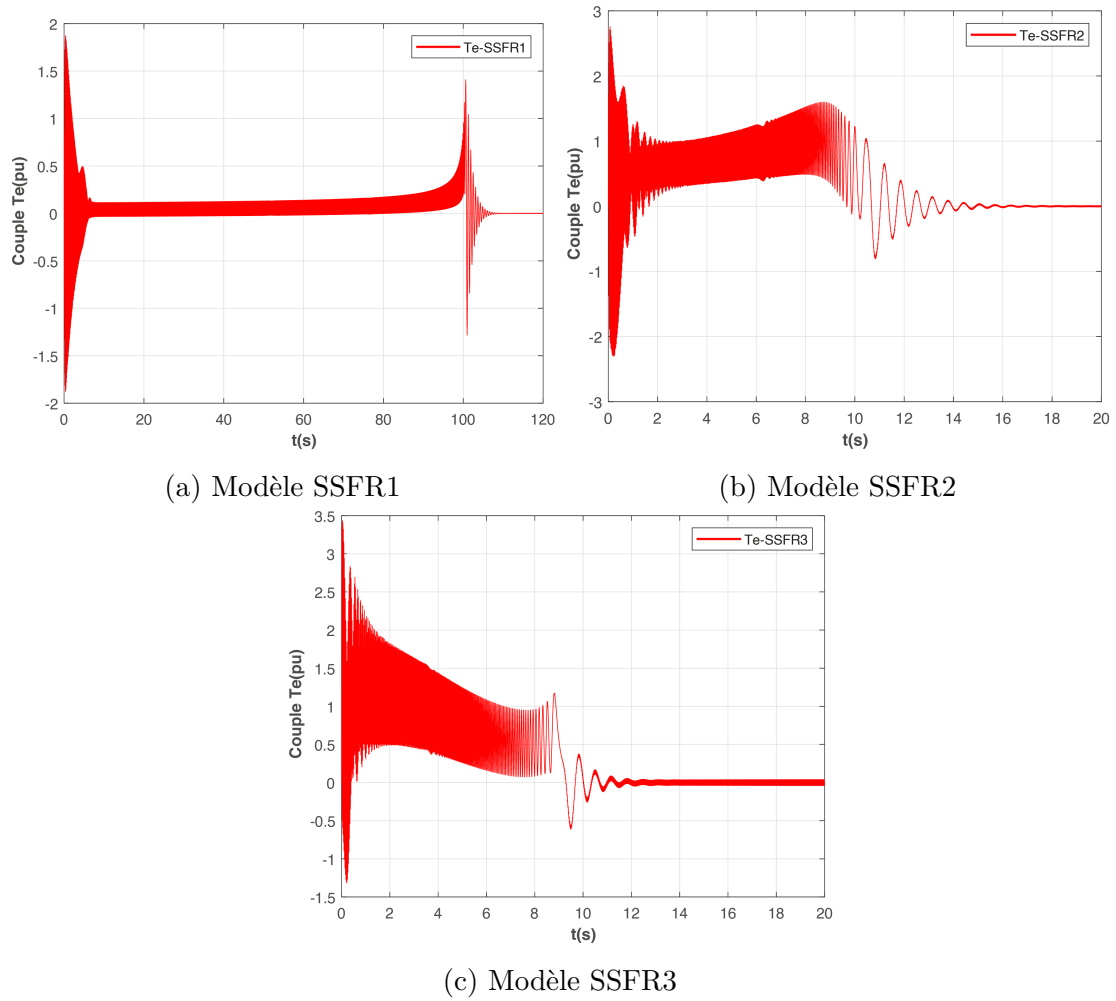


FIG. 4.13 : Variation du couple électromagnétique τ_e lors du démarrage en asynchrone

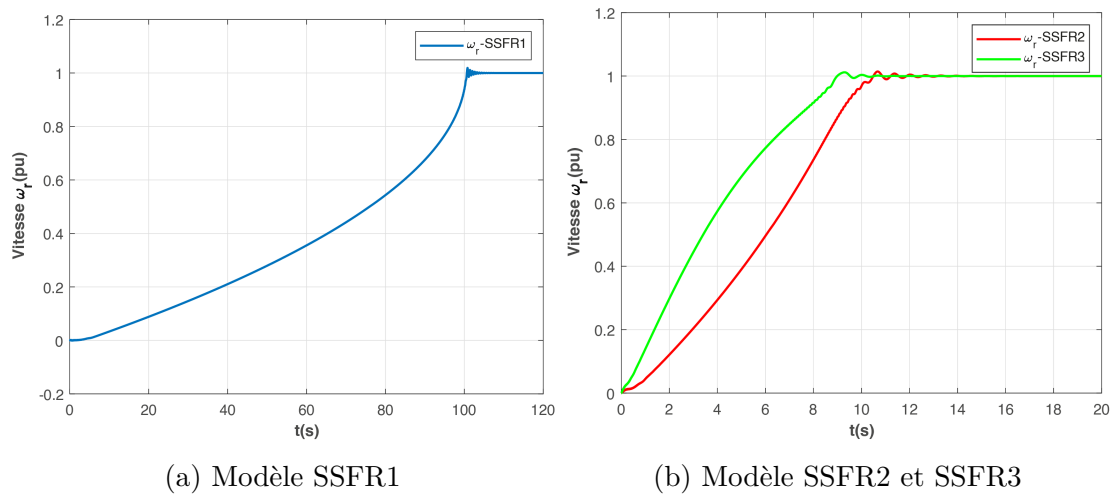


FIG. 4.14 : Variation de la vitesse mécanique ω_r lors du démarrage en asynchrone Selon les modèles de la machine

4.4 Conclusion

L'étude de l'influence des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire est essentielle pour comprendre et prédire le comportement de ces machines.

Les modèles plus complexes, tels que ceux avec trois circuits rotoriques (SSFR3), peuvent offrir une meilleure précision dans la simulation des régimes transitoires. Cependant, dans certains cas, des modèles plus simples comme ceux avec un (SSFR1) ou deux (SSFR2) circuits rotoriques peuvent fournir des résultats satisfaisants.

En raison des courants de Foucault, également connus sous le nom d'effet de peau, qui se produisent dans les parties solides du rotor, il est nécessaire d'avoir trois circuits équivalents pour chaque axe afin d'obtenir une modélisation précise des réactances opérationnelles $X_d(j\omega)$ et $X_q(j\omega)$ pour une machine synchrone réelle.

Les constantes de temps qui en résultent, T_d''' , T_q''' sont beaucoup plus petites que T_d'' , T_q'' . C'est pourquoi ces nouvelles valeurs sont respectivement appelées constantes de temps sub-sub-transitoires.

Ainsi, lorsque le couple asynchrone joue un rôle significatif, il est essentiel de prendre en compte les valeurs sub-sub-transitoires pour obtenir une représentation précise du comportement de la machine.

Conclusion Générale

Chapitre 4. Impact des modèles de la machine synchrone sur le régime transitoire

Dans notre travail, nous avons cherché à identifier les paramètres des machines synchrones à pôles saillants à l'aide des essais fréquentiels à l'arrêt (SSFR) en vue de la simulation pour un fonctionnement dynamique. Les méthodes basées sur la réponse en fréquence sont désormais utilisées pour déterminer les paramètres des machines synchrones.

Nous avons commencé par modéliser les machines synchrones à pôles saillants en expliquant les équations qui décrivent leur comportement électrique, magnétique et mécanique. Les équations ont été reformulées dans le système (**per unit**) pour uniformiser les unités. Ensuite, nous avons représenté le modèle dans les axes d et q à l'aide de circuits équivalents.

Lorsque l'on choisit la structure des circuits équivalents de haut ordre, il est crucial de s'assurer que le processus de calcul des paramètres produit un modèle qui représente fidèlement les caractéristiques physiques réelles de la machine. De nombreuses méthodes numériques ne parviennent pas à répondre à cette exigence. En utilisant un modèle analytique, nous avons démontré qu'il est possible de modéliser de manière précise les composantes directes et en quadrature d'une machine de production à l'aide d'un modèle de quatrième ordre.

Ensuite, nous avons utilisé une méthode heuristique, plus précisément l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO), pour l'identification des paramètres des machines synchrones. Pour évaluer l'efficacité de l'algorithme PSO, nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux issus des méthodes numériques présentées dans le chapitre précédent. Les critères de comparaison incluent l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées. Les résultats ont montré que l'EQM calculée par l'algorithme PSO est légèrement inférieure à celle obtenue par la méthode numérique, indiquant une meilleure précision de l'algorithme PSO pour l'identification des paramètres des machines synchrones.

Dans le dernier chapitre, nous avons mené une étude détaillée sur l'influence de la complexité des structures de modèles de la machine synchrone sur la stabilité transitoire et le démarrage en asynchrone. Nous avons montré que le modèle SSFR3 représente fidèlement les caractéristiques dynamiques de la machine.

Ainsi, ce travail a permis de démontrer l'efficacité des méthodes de réponse en fréquence et de l'approche heuristique pour l'identification paramétrique des machines synchrones.

Bibliographie

- [1] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press Series on Power Engineering. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, third edition, 2013.
- [2] M. Malekpour, R. Azizipanah-Abarghooee, M. Zare, A. Kiyomarsi, and V. Terzija. An explicit formulation for synchronous machine model in terms of the manufacturer data. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 108:9–18, Juin 2019.
- [3] M. R. Aghamohammadi, A. Beik Khormizi, and M. Rezaee. Effect of generator parameters inaccuracy on transient stability performance. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pages 1–5, Mars 2010.
- [4] IEEE guide for test procedures for synchronous machines part i : Acceptance and performance testing part ii : Test procedures and parameter determination for dynamic analysis, Mai 2010. Revises IEEE Std 115-1995, pp. 1-219.
- [5] J. J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin. An algebraic approach for identifying operating point dependent parameters of synchronous machines using orthogonal series expansions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(1) :92–98, Mars 2001.
- [6] J. 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*, 16(1) :49–54, Mars 2001.
- [7] IEEE std 1110-2002, guide for synchronous generator modeling practices and applications in power system stability analyses, 2002. (Revision of IEEE Std 1110-1991).
- [8] F. Giri. *AC Electric Motors Control : Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [9] H. Radjeai. *Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones*. PhD thesis, Université XYZ, Juin 2007. Docteur d'Etat en Electrotechnique.
- [10] I. Monteiro. An investigation on methods of determining salient-pole synchronous machines states and parameters. Master's thesis, UNICAMP, Mai 2020.
- [11] C. Concordia. *Synchronous Machines : Theory and Performance*. General Electric Series. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1951.
- [12] P. Vas, K. E. Hallenius, and J. E. Brown. Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, EC-1(1) :103–112, Mars 1986.
- [13] IEEE. Ieee guide for test procedures for synchronous machines part i - acceptance and performance testing, part ii - test procedures and parameter determination for dynamic analysis, Mai 2010.

- [14] K. R. Padiyar. *Power System Dynamics : Stability & Control*. BS Publications, Hyderabad, India, second edition, 2008.
- [15] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis - part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3) :716–727, Juillet 1929.
- [16] G. Kron. *Equivalent Circuits of Electric Machinery*. John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1951.
- [17] H. C. Stanley. An analysis of the induction motor. *AIEE Transactions*, 48:716–727, 1938.
- [18] D. S. Bereton, D. G. Lewis, and C. G. Young. Representation of induction motor loads during power system stability studies. *AIEE Transactions*, 76:451–461, Avril 1957.
- [19] P. C. Krause and C. H. Thomas. Simulation of symmetrical induction machinery. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 84:1038–1053, Novembre 1965.
- [20] P. C. Krause, F. Nozari, T. L. Skvarenina, and D. W. Olive. The theory of neglecting stator transients. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 98:141–148, Janvier 1979.
- [21] A. E. Blondel. *Synchronous Motors and Converters : Theory and Methods of Calculation and Testing*. McGraw-Hill Book Company, New York, NY, USA, 1913.
- [22] R. E. Doherty and C. A. Nickle. Synchronous machines i : An extension of blondel’s two-reaction theory. *Journal of the A.I.E.E.*, 45(10) :974–987, Octobre 1926.
- [23] R. E. Doherty and C. A. Nickle. Synchronous machines v : Three-phase short circuit synchronous machines. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 49(2) :700–714, Avril 1930.
- [24] R. E. Doherty and C. A. Nickle. Synchronous machines iv. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 47(2) :457–487, Avril 1928.
- [25] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis - part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3) :716–727, Juillet 1929.
- [26] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines - part ii. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 52(2) :352–354, Juin 1933.
- [27] B. Adkins. *The General Theory of Electrical Machines*. Chapman & Hall, London, UK, 1957.
- [28] T. A. Lipo. *Analysis of Synchronous Machines*. CRC Press, Boca Raton, FL, USA, second edition, Mai 2012.
- [29] IEEE guide for synchronous generator modeling practices and applications in power system stability analyses, 2003. IEEE Std 1110-2002 Revision of IEEE Std 1110-1991.
- [30] P. M. Anderson, B. L. Agrawal, and J. E. V. Ness. *Subsynchronous Resonance in Power Systems*. Wiley–IEEE Press, New York, NY, USA, 1990.
- [31] F. Leguebedj, D. Boukhetala, and M. Tadjine. An optimization analytical method for synchronous machine model design from operational inductance $l_d(s)$. *Progress In Electromagnetics Research B*, 97:115–130, 2022.

- [32] B. Abdelghafour, K. Ulas, M. Jean, and K. Innocent. Standstill frequency response test and validation of a large hydrogenerator. *IEEE Transactions on Power Systems*, 34(3) :2261–2269, 2018.
- [33] J. August. Parameter identification of synchronous generator using standstill frequency response (ssfr) test. Master’s thesis, NTNU, 2019.
- [34] IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses, 2003.
- [35] A. Belqorchi. *Application de la méthode de la réponse fréquentielle à l’arrêt” SSFR” sur une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance*. PhD thesis, École Polytechnique de Montréal, 2014.
- [36] S. Rakotovololona. Mise en œuvre et validation de la méthode des réponses en fréquence à l’arrêt – standstill frequency response (ssfr) – pour trois générateurs synchrones. Master’s thesis, Université LAVAL, Québec, Canada, 2015.
- [37] Electric Power Research Institute. Compendium of the eprl workshop on determination of synchronous machine stability study constants. Technical report, Août 1980.
- [38] I. M. Canay. Physical significance of sub-subtransient quantities in dynamic behaviour of synchronous machines. *IEE Proceedings*, 135(pt. B) :334–340, Novembre 1988.
- [39] F. LEGUEBEDJ. *Contribution à l’identification paramétrique des machines synchrones à base d’essais fréquentiels et étude de l’impact des structures de modèles sur le régime transitoire*. PhD thesis, École Nationale Polytechnique, 2024.
- [40] A. Walton. Characteristics of equivalent circuits of synchronous machines. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 143(1) :31–40, 1996.
- [41] A. Walton. A systematic method for the determination of the parameters of the synchronous machines from the results of frequency response tests. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(2) :218–223, Juin 2000.
- [42] A. Walton. The extraction of parameters for synchronous machines from the results of frequency response tests. James Cook University of North Queensland, Australia.
- [43] J. Thomas. Comparaison of equivalent circuits for synchronous machines. Master’s thesis, The University of Queensland, Octobre 2002.
- [44] T. J. Hammons, U. K. Scoltanc, and I. M. Canay. Effect of damper modelling and the fault on clearing process on response torque and stressing of turbine generators shafts. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, EC-1(1) :113–121, Mars 1986.
- [45] I. M. Canay. Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $x_d(p)$, $x_q(p)$ (evaluation of standstill frequency response test). *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 8(2) :272–278, Juin 1993.
- [46] I. M. Canay. Advance calculation of the characteristic quantities of synchronous machines and comparison with measured values. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 141(1), Janvier 1994.
- [47] S. R. Noren, G. Biedenbach, J. V. Redfern, and E. F. Edwards. Hitching a ride : the formation locomotion strategy of dolphin calves. *Functional Ecology*, 22(2) :278–283, Avril 2008.

- [48] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. In *Proceedings of the IEEE International Joint Conference on Neural Networks*, pages 1942–1948, Perth, 1995.
- [49] Y. Cooren. *Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim particulaire - applications en génie médical et en électronique*. PhD thesis, Université Paris 12, Val de Marne, 2008.
- [50] I. Chalane and T. Ouari. Optimisation des paramètres d'un pid par essaims particulaires (pso). Master's thesis, Université A. Mira de Bejaia, Juin 2017.
- [51] M. P. Lalitha, V. C. Veera Reddy, and V. Usha. Optimal dg placement for minimum real power loss in radial distribution systems using pso. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, pages 107–116, 2010.
- [52] R. Eberhart and Y. Shi. Comparing inertial weights and constriction factor in particle swarm optimization. In *Proceeding of the International Congress on Evolutionary Computation*, pages 84–88, San Diego, California, 1999. IEEE Service Center, Piscataway, NJ.
- [53] A. Benamrane. *Optimisation des systèmes de mise à la terre par Essaim Particulaire et/ou Algorithme Génétique*. PhD thesis, ENP, 2016.
- [54] A. Helal. Cours "métaheuristiques (optimisation par essaim de particules - oep) (particle swarm optimisation - pso)". ENP, 2021–2022.
- [55] E. Bendaoud, H. Radjeai, and O. Boutalbi. Parameters identification of synchronous machine based on particale swarm optimization. In *E3S Web of Conferences*, volume 336, page 00052. EDP Sciences, 2022.
- [56] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani, and C. Gérard. 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*, page 3. IEEE, 2010.

Annexes

Annexe A

Les données d'impédance pour les axes d et q utilisées pour établir les modèles de la machine synchrone sont présentées comme suit [37] :

Base de données de Z_d

TAB. 1 : Les mesures de tests SSFR de l'impédance selon l'axe direct Z_d

Fréquence (Hz)	Module de Z_d (dB)	Phase de Z_d (Degré)
0.0010	-53.9758	0.8812
0.0013	-53.9733	1.1449
0.0016	-53.9702	1.4081
0.0020	-53.9650	1.7580
0.0025	-53.9570	2.1933
0.0030	-53.9472	2.6259
0.0040	-53.9226	3.4806
0.0050	-53.8915	4.3183
0.0065	-53.8334	5.5351
0.0080	-53.7628	6.6949
0.0100	-53.6521	8.1388
0.0130	-53.4591	10.0610
0.0160	-53.2459	11.6793
0.0200	-52.9503	13.3876
0.0250	-52.5907	14.9081
0.0300	-52.2631	15.9130
0.0400	-51.7289	16.9969
0.0500	-51.3396	17.5189
0.0650	-50.9409	18.0800
0.0800	-50.6724	18.7407
0.1000	-50.4153	19.8947
0.1300	-50.1197	22.0692
0.1600	-49.8570	24.5290
0.2000	-49.5085	27.9410
0.2500	-49.0520	32.1085
0.3000	-48.5723	35.9824

Fréquence (Hz)	Module de Z_d (dB)	Phase de Z_d (Degré)
0.4000	-47.5807	42.6302
0.5000	-46.6014	47.8963
0.6500	-45.2317	53.8108
0.8000	-44.0079	58.1026
1.0000	-42.5846	62.2731
1.3000	-40.7960	66.6194
1.6000	-39.3048	69.6662
2.0000	-37.6349	72.5611
2.5000	-35.9035	75.0450
3.0000	-34.4510	76.7545
4.0000	-32.1098	78.8574
5.0000	-30.2693	80.0040
6.5000	-28.0987	80.8610
8.0000	-26.3887	81.2171
10.0000	-24.5700	81.3565
13.0000	-22.4664	81.3286
16.0000	-20.8295	81.2751
20.0000	-19.0906	81.2919
25.0000	-17.3587	81.4439
30.0000	-15.9378	81.6665
40.0000	-13.6701	82.1105
50.0000	-11.8872	82.4333
65.0000	-9.7741	82.6924
80.0000	-8.1003	82.8016
130.0000	-4.2309	82.8105
160.0000	-2.6008	82.9045
200.0000	-0.8557	83.1702
250.0000	0.8970	83.6337
300.0000	2.3450	84.1391
400.0000	4.6709	85.0696
500.0000	8.7099	86.6252
800.0000	10.4707	87.1913
1000.0000	12.3767	87.7124

Base de données de Z_q

TAB. 2 : Les mesures de tests SSFR de l'impédance selon l'axe direct Z_q

Fréquence (Hz)	Module de Z_q (dB)	Phase de Z_q (Degré)
1000	10.1433	49.61
793.6	8.6625	55.00
630.5	7.1202	59.35
500.4	5.5231	62.9
397.5	3.8972	65.54
315.5	2.2567	67.42
250.6	0.6440	68.7
199.1	-0.9554	69.5
158	-2.4926	69.62
125.5	-4.0659	69.67
99.64	-5.6012	69.57
78.49	-7.3560	69.51
63.05	-8.5911	68.79
50.04	-10.1719	68.57
39.75	-11.7887	68.46
31.55	-13.4042	68.23
25.06	-15.0084	68
19.91	-16.8069	67.65
15.8	-18.1966	67.32
11.94	-20.1641	66.74
9.512	-21.7469	66.34
7.541	-23.3721	65.78
5.991	-24.3664	65.17
4.755	-26.5573	64.22
3.777	-28.1139	63.21
2.998	-29.6293	61.7
2.381	-31.1157	60.21
1.892	-32.5122	58.43
1.580	-33.5470	56.93
1.193	-35.1166	54.65
0.9493	-36.2976	52.76

Fréquence (Hz)	Module de Z_q (dB)	Phase de Z_q (Degré)
0.7541	-37.4438	51.1
0.5991	-38.5470	49.55
0.4755	-39.6357	48.17
0.3777	-40.7166	46.36
0.2998	-41.7952	45.54
0.2381	-42.3609	43.99
0.1892	-43.9376	42.27
0.1501	-44.9747	40.05
0.1193	-45.9740	37.34
0.1005	-46.6531	35.22
0.07976	-47.5018	31.92
0.06336	-48.2129	28.52
0.05029	-48.8261	24.97
0.03995	-49.3123	21.38
0.0317	-49.6859	18.16
0.02519	-49.9683	15.18
0.02001	-50.1843	12.66
0.01588	-50.3346	10.31
0.01261	-50.4546	8.42
0.01123	-50.4907	7.56
0.01001	-50.5277	6.81
0.00794	-50.5761	5.49
0.007066	-50.5939	4.93
0.006298	-50.6156	4.47
0.005614	-50.6270	3.89
0.005004	-50.6353	3.55
0.004455	-50.6389	3.05
0.003971	-50.6441	2.86
0.003155	-50.6584	2.23
0.002812	-50.6627	2.01
0.002504	-50.6678	1.78
0.002231	-50.6627	1.58

Annexe B

Relations Trigonométriques

$$\sin x \cos y = \frac{1}{2} (\sin(x+y) + \cos(x-y)) \quad (3)$$

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} (\cos(x-y) - \cos(x+y)) \quad (4)$$

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} (\cos(x+y) + \cos(x-y)) \quad (5)$$

$$\cos x + \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = 0 \quad (6)$$

$$\sin x + \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = 0 \quad (7)$$

$$\cos^2 x + \cos^2\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} \quad (8)$$

$$\sin^2 x + \sin^2\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} \quad (9)$$

Annexe C

Analyse des circuits du premier ordre

L'objectif initial consistait à déterminer Z_d , l'impédance opérationnelle, et par conséquent L_d ($L_d = \frac{Z_d - R_a}{s}$), l'inductance opérationnelle, des circuits équivalents pertinents. Afin de me familiariser avec les étapes requises pour obtenir Z_d pour un circuit du troisième ordre, j'ai préalablement examiné un circuit du deuxième ordre fourni par **Allan Walton**. La détermination antérieure de Z_d pour ce circuit simplifié m'a permis de suivre les étapes et de m'assurer que j'avais les connaissances nécessaires pour aborder un circuit de troisième ordre, plus complexe. L'analyse a été réalisée sur le circuit illustré dans la **Figure 2.8.a** du deuxième chapitre.

$$Z_d(s) = R_a + s L_a + (s L_{md} // (R_f + s L_f)) \quad (10)$$

$$Z_d(s) = R_a + s L_a + \frac{s L_{md}(R_f + s L_f)}{s L_{md} + R_f + s L_f} \quad (11)$$

$$Z_d(s) = R_a + \frac{s L_a (s L_{md} + R_f + s L_f) + (s L_{md}(R_f + s L_f))}{s L_{md} + R_f + s L_f} \quad (12)$$

$$Z_d(s) = R_a + \frac{s (R_f L_a + R_f L_{md} + s L_a L_{md} + s L_a L_f + s L_{md} L_f)}{R_f + s (L_{md} + L_f)} \quad (13)$$

$$Z_d(s) = R_a + \frac{s (R_f (L_a + L_{md}) + s (L_a L_{md} + L_a L_f + s L_{md} L_f))}{R_f + s (L_{md} + L_f)} \quad (14)$$

$$\frac{Z_d(s) - R_a}{s} = L_d(s) = \frac{R_f (L_a + L_{md}) + s (L_a L_{md} + L_a L_f + L_{md} L_f)}{R_f + s (L_{md} + L_f)} \quad (15)$$

Analyse des circuits du deuxième ordre

De la même façon que le circuit du premier ordre, l'analyse a été réalisée sur le circuit illustré dans la **Figure 2.8.b** du deuxième chapitre comme suit :

$$Z_d(s) = R_a + s L_a + (s L_{md} // (R_f + s L_f)) // (R_k + s L_k) \quad (16)$$

$$Z_d(s) = R_a + s L_a + \frac{\frac{s L_{md}(R_f + s L_f)}{s L_{md} + R_f + s L_f} (R_k + s L_k)}{\frac{s L_{md}(R_f + s L_f)}{s L_{md} + R_f + s L_f} + (R_k + s L_k)} \quad (17)$$

$$Z_d(s) = R_a + s L_a + \frac{\frac{s L_{md}(R_f + s L_f)(R_k + s L_k)}{s L_{md} + R_f + s L_f}}{\frac{s L_{md}(R_f + s L_f) + (R_k + s L_k)(s L_{md} + R_f + s L_f)}{s L_{md} + R_f + s L_f}} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} Z_d(s) &= R_a \quad (19) \\ &+ s \frac{L_a R_f + s L_a L_k + L_{md} R_f + s L_{md} L_k + s L_a L_{md} R_f + s^2 L_a L_{md} L_f}{R_f R_k + s R_f L_k + s L_f R_k + s^2 L_f L_k + s L_{md} R_f + s^2 L_f L_{md} + s L_{md} R_k + s^2 L_k L_{md}} \\ &+ s \frac{s L_a L_{md} R_k + s^2 L_a L_{md} L_k}{R_f R_k + s R_f L_k + s L_f R_k + s^2 L_f L_k + s L_{md} R_f + s^2 L_f L_{md} + s L_{md} R_k + s^2 L_k L_{md}} \end{aligned}$$

$$\frac{Z_d(s) - R_a}{s} = L_d(s) = \frac{(L_a + L_{md})(R_f + s L_k) + s L_a L_{md}(R_f + s L_f + R_k + s L_k)}{(R_f + s L_f)(R_k + s L_k) + s L_{md}(R_f + s L_f + R_k + s L_k)} \quad (20)$$

Analyse des circuits du troisième ordre

De la même façon que le circuit de premier ordre, l'analyse a été réalisée sur le circuit illustré dans la **Figure 2.8.c** de deuxième chapitre et selon cette thèse [43].

L'analyse des circuits selon l'axe q peut faite comme celle selon l'axe d précédemment en remplaçant respectivement $R_f, L_f, R_k, L_k, R_j, L_j$ et L_{md} par $R_{kq1}, L_{kq1}, R_{kq2}, L_{kq2}, R_{kq3}, L_{kq3}$ et L_{mq} .