

**Titre:** Mesure rapide de la réponse fréquentielle à l'arrêt "F-SSFR" et  
Title: saturation empirique des machines synchrones à pôles saillants

**Auteur:** Abdelghafour Belqorchi  
Author:

**Date:** 2021

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Belqorchi, A. (2021). Mesure rapide de la réponse fréquentielle à l'arrêt "F-SSFR" et saturation empirique des machines synchrones à pôles saillants [Thèse de doctorat, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/9921/>

## Document en libre accès dans PolyPublie Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/9921/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Jean Mahseredjian, Innocent Kamwa, & Ultas Karaagac  
Advisors:

**Programme:** Génie électrique  
Program:

**POLYTECHNIQUE MONTRÉAL**

affiliée à l'Université de Montréal

**Mesure rapide de la réponse fréquentielle à l'arrêt «F-SSFR» et saturation  
empirique des machines synchrones à pôles saillants**

**ABDELGHAFOUR BELQORCHI**

Département de génie électrique

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiae Doctor*

Génie électrique

Décembre 2021

# **POLYTECHNIQUE MONTRÉAL**

affiliée à l'Université de Montréal

Cette thèse intitulée :

## **Mesure rapide de la réponse fréquentielle à l'arrêt «F-SSFR» et saturation empirique des machines synchrones à pôles saillants**

Présentée par **Abdelghafour BELQORCHI**

en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiæ Doctor*

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

**Houshang KARIMI**, président

**Jean MAHSEREDJIAN**, membre et directeur

**Innocent KAMWA**, membre et codirecteur

**Ulas KARAAGAC**, membre et codirecteur

**Keyhan SHESHYEKANI**, membre

**Handy FORTIN-BLANCHETTE**, membre externe

## DÉDICACE

*À ma chère épouse Azad, source intarissable d'amour et de tendresse. Ta patience et soutien le long de ce parcours ont fini par porter fruit. Ce modeste travail n'aurait jamais abouti sans ton support infaillible.*

*À mes enfants Afnane et Yassine*

## **REMERCIEMENTS**

Cette thèse est le fruit d'une longue collaboration entre Hydro-Québec Production et Polytechnique Montréal.

L'auteur désire remercier chaleureusement M. Paul-André Lévesque directeur d'Expertise de Centrales d'Hydro-Québec pour son appui constant à ce travail.

La réalisation des nombreuses expériences de cette recherche n'aurait été possible sans le dévouement et l'expertise du personnel de l'unité d'Essais Spéciaux de Production d'HQ et du personnel local des nombreuses centrales visitées.

Ma gratitude à M. Jean Mahseredjian est immense pour son soutien infaillible, ses conseils et son support qui était toujours au rendez-vous surtout dans les moments difficiles.

Un merci immense aux professeurs Ulas Karaagac et Innocent Kamwa pour leurs contributions et supports.

## RÉSUMÉ

Cette thèse est une contribution aux récents efforts de détermination des paramètres électriques et d'amélioration de la représentation de la saturation des machines synchrones.

La méthode d'essai de réponse fréquentielle à l'arrêt est une réponse adéquate au renforcement de la réglementation sur la détermination des paramètres électriques des alternateurs du réseau. Cependant, la complexité des mesures et de l'analyse des données, le manque de publications sur des machines de puissance ainsi que la durée jugée excessive continuent d'entraver l'adoption de la méthode au sein de la communauté des essais.

La présente recherche enrichit la littérature avec quatre expériences de réponse fréquentielle à l'arrêt conduites, selon la norme IEEE-115, sur des machines à pôles saillants de grande puissance. Les machines choisies offrent une variété de conceptions avec rotor à amortisseurs discontinus, continus ou même dépourvue d'amortisseurs. Pour atténuer la contrainte de la durée des mesures, une fonction de transfert non classique est proposée en substitution de deux fonctions recommandées par la norme IEEE. L'adoption de cette fonction de transfert conduit à une réduction encore plus ambitieuse avec l'utilisation d'une nouvelle variante de la méthode de réponse fréquentielle à l'arrêt. La nouvelle approche rapide repose sur un développement théorique simple avec des approximations pratiques et des hypothèses heuristiques dont la validité est confirmée par la précision des paramètres électriques déduits. La technique de mesure rapide et l'analyse conséquente pour l'extraction des paramètres sont systématiques et à la portée du non spécialiste des machines.

L'engouement pour améliorer la représentation de la saturation a conduit à l'émergence de nouveaux modèles commerciaux pour les machines synchrones. L'objectif principal étant d'améliorer la précision de simulation du courant de l'inducteur aux régimes permanent et transitoire. Ces efforts ont montré qu'il est prudent de recentrer le développement de nouveaux modèles sur les équations électromagnétiques classiques consenties dans la littérature.

La saturation étant un phénomène hautement non linéaire et complexe à représenter, cette thèse a opté pour des méthodes empiriques simples et surtout faciles à intégrer aux modèles des machines synchrones existants. La nouvelle méthode empirique de saturation proposée pour le régime permanent est directement appliquée dans le domaine d-q. En contraste avec les méthodes empiriques dans le domaine des phases, elle repose sur un raisonnement clair et simple justifiant

le recours à la courbe de saturation à vide pour l'estimation du courant de l'inducteur en charge. La thèse montre qu'un simple changement d'échelle aboutit à une transition pratique et utile entre la courbe de saturation à vide dans l'axe -d et la courbe de saturation en charge du même axe. La précision résultante sur l'estimation du courant de l'inducteur en charge est légèrement meilleure que celle obtenue par la méthode empirique classique de Potier. Une investigation complémentaire sur la saturation de l'axe -q a amené à la proposition d'un amendement nécessaire à la technique de mesure de l'angle de charge de l'IEEE-115. La thèse dissipe un sérieux doute et confirme la véracité de la faible voire absence de saturation dans l'axe -q des machines à pôles saillants.

Le modèle d-q reconnaissant la saturation uniquement pour la branche de magnétisation exhibe des difficultés de simulation des courants de court-circuit triphasé brusque à vide pour une tension de défaut généralement au-delà de 0.30 p.u. Pour améliorer son comportement transitoire, la thèse propose et analyse des représentations empiriques simples reflétant aussi la saturation des inductances de fuite du modèle d-q. Les fonctions de saturation suggérées sont calibrées et validées avec les oscillogrammes des courants du stator et de l'inducteur des essais de court-circuit triphasé pour des tensions de défaut allant de 0.1 à 1 p.u.

Un ensemble de mesures fréquentielles, en régime permanent à différents paliers de charge et en régime transitoire sont prises sur un échantillon représentatif de machines à pôles saillants de grande puissance pour développer et appliquer les innovations proposées dans cette thèse. La comparaison avec les résultats des méthodes empiriques standardisées et avec ceux des essais classiques de l'IEEE-115 permet de confirmer la validité et la précision des nouvelles techniques suggérées.

## ABSTRACT

This thesis is a contribution to ongoing work on electrical parameters determination and saturation modeling improvements efforts for synchronous machines. Stand-Still Frequency Response test constitutes an appropriate response to the strengthening of regulations related to grid generators parameters determination. However, the complexity of measurements and data analysis, the lack of conclusive publications on large machines as well as the excessive test time duration continue to hamper the adoption of this test within testing community.

This research enriches the literature with four Stand-Still Frequency Response tests conducted, according to IEEE-115 standard, on large salient pole machines. The chosen machines offer a variety of designs including rotors with discontinuous, continuous and even without damper windings. To reduce the constraint of excessive time test duration, a non-classical transfer function is proposed to replace two functions recommended by the IEEE standard. Adoption of this proposed transfer function leads to an even more ambitious time reduction with the use of a Fast Stand-Still Frequency Response variant. The new rapid approach is based on a simple theoretical development with practical approximations and heuristic assumptions. The suggested measurements technique and the consequent data analysis for parameters derivation are systematic and easily within the reach of the non-specialist.

The main incentive behind emergence of new commercial synchronous machines models is to improve excitation current accuracy at steady-state and transient conditions. One of the important learned lessons is to keep the agreed upon classical electromagnetic equations at the center of any model development.

Since saturation is a highly nonlinear and complex phenomenon, this thesis has opted for empirical saturation methods with a focus on simplicity and easiness of integration into existing standardized models. Therefore, a new empirical saturation method, directly applied in d-q domain, is proposed for the steady state regime. In contrast to the empirical methods in phase domain, it is based on a clear and simple reasoning justifying the use of no-load saturation curve for excitation current estimation at load condition. The thesis shows that a simple d-axis stator current re-scaling results in a practical and useful correlation between no-load and on-load d-axis saturation curves. A supplemental investigation concerning q-axis saturation, has led to the proposal of a mandatory amendment to load angle measurement technique of the IEEE-115 standard. This correction dispels

a serious contradiction and confirms the idea of negligible q-axis saturation in salient pole machines.

As for transient regime, this thesis shows classical d-q model inability to simulate accurately no-load three-phase sudden short-circuit currents for fault voltages above 0.30p.u. To improve its transient behavior, this thesis proposes and analyzes simple empirical representations reflecting saturation of d-q model leakage inductances. The suggested saturation functions are calibrated and validated with oscillograms of stator and excitation currents of the no-load three-phase sudden short-circuit tests at fault voltages ranging from 0.10 to 1.00p.u.

A set of frequency measurements, data collected at steady and transient states on a representative sample of large salient pole machines served for the development of this thesis proposed technics and methods. For validation purposes, the new approaches results are compared with those of existing standardized empirical methods and with those of classical IEEE-115 tests.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE .....	III
REMERCIEMENTS .....	IV
RÉSUMÉ .....	V
ABSTRACT .....	VII
TABLE DES MATIÈRES .....	IX
LISTE DES TABLEAUX .....	XII
LISTE DES FIGURES .....	XIV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	XIX
CHAPITRE 1 INTRODUCTION .....	1
1.1 Contexte .....	1
1.2 Problématique .....	3
1.3 Objectifs et portée .....	4
1.4 Hypothèses .....	7
1.5 Revue de littérature .....	10
1.5.1 Mise à jour de la méthode SSFR .....	10
1.5.2 Le modèle d-q et la saturation en régime permanent .....	12
1.5.3 Le modèle d-q et la saturation en régime transitoire .....	15
CHAPITRE 2 EXPÉRIENCES SSFR SUR DES MPS DE GRANDE PUISSANCE .....	16
2.1 Cadre théorique .....	16
2.1.1 Paramètres opérationnels .....	18
2.1.2 Paramètres standards .....	21
2.2 Considérations pratiques et instrumentation .....	24
2.2.1 Prérequis pour l'essai SSFR .....	24

2.2.2 Schéma de montage et spécifications des instruments.....	25
2.2.3 Positionnement selon les axes -d et -q.....	27
2.3 Mesures recueillies .....	29
2.3.1 Caractéristiques des machines étudiées .....	29
2.3.2 Fonctions mesurées.....	30
2.4 Détermination des paramètres équivalents .....	35
2.4.1 Asymptotes à l'origine .....	35
2.4.2 Identification préliminaire des éléments équivalents.....	38
2.4.3 Identification finale des éléments équivalents.....	43
2.5 Détermination des constantes de temps et réactances standards.....	62
2.6 Conclusion .....	68
<b>CHAPITRE 3 NOUVELLE VARIANTE RAPIDE DE L'ESSAI SSFR .....</b>	<b>72</b>
3.1 Introduction.....	72
3.2 Analyse théorique modifiée du modèle 2-1 .....	74
3.3 Caractéristiques des cinq MPS étudiées .....	77
3.4 Ajustement simultané à 2FT versus à 3FT .....	79
3.5 Ajustement à $L_d(s) - sG(s)$ Vs à $L_d(s) - L_{do}(s)$ .....	88
3.6 Technique de mesure SSFR rapide .....	96
3.6.1 Base théorique de la mesure SSFR Rapide (F-SSFR).....	97
3.6.2 Protocole pratique de la technique SSFR Rapide .....	101
3.6.3 Validation des résultats de la technique SSFR Rapide.....	102
3.7 Mise à jour sur la signature fréquentielle de l'axe -q.....	110
3.7.1 Déphasage entre la mesure et la prévision du concepteur .....	110
3.7.2 Visualisation de la lacune de conception avec amortisseurs discontinus .....	113

3.8 Conclusion .....	114
<b>CHAPITRE 4 REPRÉSENTATION EMPIRIQUE DE LA SATURATION .....</b>	<b>116</b>
4.1 Introduction.....	116
4.2 Mesures pratiques pour la validation des modèles de saturation .....	118
4.3 Représentation empirique de la saturation en régime permanent .....	119
4.3.1 Méthodes standardisées dans le domaine des phases.....	121
4.3.2 Nouvelle méthode dans le domaine d-q.....	129
4.3.3 Mise au point sur la saturation dans l'axe -q.....	137
4.4 Représentation empirique de la saturation en régime transitoire.....	148
4.4.1 Équations électromagnétiques pour la simulation du court-circuit triphasé à vide .	149
4.4.2 Simulation du court-circuit triphasé avec le modèle 2-1 classique.....	150
4.4.3 Simulation du court-circuit triphasé avec saturation de $L_{al}$ .....	156
4.4.4 Simulation du court-circuit triphasé avec saturation de $L_{FD1l}$ .....	160
4.5 Synthèse sur les nouvelles approches de saturation empirique .....	165
<b>CHAPITRE 5 CONCLUSION.....</b>	<b>167</b>
<b>RÉFÉRENCES .....</b>	<b>170</b>

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Caractéristiques des machines étudiées .....	30
Tableau 2.2 Branchements et FT SSFR requises par l'IEEE-115 .....	32
Tableau 2.3 Configuration de l'ARF et découpage fréquentiel pour la machine -1.....	34
Tableau 2.4 Configuration de l'ARF et découpage fréquentiel pour la machine -3.....	35
Tableau 2.5 Précision de la résistance du stator déterminée par les mesures SSFR.....	36
Tableau 2.6 Détermination et précision de la résistance de l'inducteur par les mesures SSFR ....	38
Tableau 2.7 Constantes de temps SSFR dans l'axe -d pour l'ordre -2.....	40
Tableau 2.8 Constantes de temps SSFR dans l'axe -d pour l'ordre -3.....	40
Tableau 2.9 Constantes de temps SSFR dans l'axe -q pour l'ordre -2.....	41
Tableau 2.10 Constantes de temps SSFR dans l'axe -q pour l'ordre -3 .....	41
Tableau 2.11 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -d pour l'ordre -2...42	
Tableau 2.12 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -d pour l'ordre -3...42	
Tableau 2.13 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -q pour l'ordre -2...43	
Tableau 2.14 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -q pour l'ordre -3...43	
Tableau 2.15 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -d pour un ordre -2.....56	
Tableau 2.16 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -d pour un ordre -3.....56	
Tableau 2.17 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -q pour un ordre -2.....61	
Tableau 2.18 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -q pour un ordre -3.....62	
Tableau 2.19 Constantes de temps standards de l'axe -d pour l'ordre -2.....63	
Tableau 2.20 Constantes de temps standards de l'axe -d pour l'ordre -3.....63	
Tableau 2.21 Constantes de temps standards de l'axe -q pour l'ordre -2.....64	
Tableau 2.22 Constantes de temps standards de l'axe -q pour l'ordre -3.....65	
Tableau 2.23 Inductances standards de l'axe -d pour les ordres -2 et -3.....65	

Tableau 2.24 Inductances standards de l'axe -q pour les ordres -1, -2 et -3.....	66
Tableau 2.25 Précision des paramètres standards, de l'axe -d, issus des mesures SSFR.....	68
Tableau 2.26 Précision des paramètres standards, de l'axe -q, issus des mesures SSFR.....	68
Tableau 3.1 Caractéristiques des machines étudiées au chapitre 3 .....	78
Tableau 3.2 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT et SSFR-3FT (dc à 10Hz).....	82
Tableau 3.3 Précision des paramètres standards issus des modèles SSFR-2FT et SSFR-3FT .....	82
Tableau 3.4 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT et SSFR- $L_d$ - $L_{do}$ (dc-10Hz).....	90
Tableau 3.5 Précision des paramètres standards issus du modèle SSFR- $L_d$ - $L_{do}$ (dc-10Hz).....	90
Tableau 3.6 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT, SSFR- $L_d$ - $L_{do}$ , FSSFR (10Hz).....	103
Tableau 3.7 Précision des paramètres standards issus du modèle SSFR-Rapide (F-SSFR) .....	104
Tableau 4.1 Caractéristiques des MPS pour analyse de la saturation en régime permanent.....	119
Tableau 4.2 Précision de la CSV, modélisée avec les fonctions quadratique et exponentielle ...	129
Tableau 4.3 Précision de la nouvelle méthode empirique de saturation en régime permanent...	136
Tableau 4.4 Valeurs de $X_{qs}$ déterminées à F.P. nominal versus les valeurs de conception.....	140
Tableau 4.5 Degrés de saturation du fer selon les deux axes -d et -q.....	141
Tableau 4.6 $X_{qs}$ déterminée à F.P. unitaire via les deux tensions: de terminal et du réseau.....	148
Tableau 4.7 Variations de $L_{FDll}$ en fonction de la tension de pré-défaut .....	160

## LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Structure du modèle 3-3.....	17
Figure 2.2 Instrumentation requise par les mesures SSFR .....	27
Figure 2.3 Positionnement selon l'axe -d .....	29
Figure 2.4 Positionnement selon l'axe -q .....	29
Figure 2.5 Ajustement à l'amplitude de $L_d(s)$ pour la machine -1.....	47
Figure 2.6 Ajustement à la phase de $L_d(s)$ pour la machine -1.....	47
Figure 2.7 Ajustement à l'amplitude de $sG(s)$ pour la machine -1.....	48
Figure 2.8 Ajustement à la phase de $sG(s)$ pour la machine -1.....	48
Figure 2.9 Ajustement à l'amplitude de $L_d(s)$ pour la machine -2.....	49
Figure 2.10 Ajustement à la phase de $L_d(s)$ pour la machine -2.....	50
Figure 2.11 Ajustement à l'amplitude de $sG(s)$ pour la machine -2.....	50
Figure 2.12 Ajustement à la phase de $sG(s)$ pour la machine -2.....	51
Figure 2.13 Ajustement à l'amplitude de $L_d(s)$ pour la machine -3.....	51
Figure 2.14 Ajustement à la phase de $L_d(s)$ pour la machine -3.....	52
Figure 2.15 Ajustement à l'amplitude de $sG(s)$ pour la machine -3.....	52
Figure 2.16 Ajustement à la phase de $sG(s)$ pour la machine -3.....	53
Figure 2.17 Ajustement à l'amplitude de $L_d(s)$ pour la machine -4.....	53
Figure 2.18 Ajustement à la phase de $L_d(s)$ pour la machine -4.....	54
Figure 2.19 Ajustement à l'amplitude de $sG(s)$ pour la machine -4.....	54
Figure 2.20 Ajustement à la phase de $sG(s)$ pour la machine -4.....	55
Figure 2.21 Ajustement à l'amplitude de $L_q(s)$ pour la machine -1.....	57

Figure 2.22 Ajustement de la phase de $L_q(s)$ pour la machine -1 .....	58
Figure 2.23 Ajustement à l'amplitude de $L_q(s)$ pour la machine -2.....	58
Figure 2.24 Ajustement de la phase de $L_q(s)$ pour la machine -2 .....	59
Figure 2.25 Ajustement à l'amplitude de $L_q(s)$ pour la machine -3.....	59
Figure 2.26 Ajustement de la phase de $L_q(s)$ pour la machine -3 .....	60
Figure 2.27 Ajustement à l'amplitude de $L_q(s)$ pour la machine -4.....	60
Figure 2.28 Ajustement de la phase de $L_q(s)$ pour la machine -4 .....	61
Figure 3.1 Structure du modèle 2-1.....	74
Figure 3.2 Fer du pôle avec un seul cône en forme de queue d'aronde .....	77
Figure 3.3 Fer du pôle avec deux cônes en forme de «T».....	77
Figure 3.4 Cale de serrage et de blocage en acier en forme de «V» .....	78
Figure 3.5 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -1 .....	83
Figure 3.6 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -2.....	84
Figure 3.7 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -3 .....	85
Figure 3.8 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -4.....	86
Figure 3.9 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -5 .....	87
Figure 3.10 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ pour la machine -1.....	91
Figure 3.11 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ pour la machine -2.....	92
Figure 3.12 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ pour la machine -3.....	93
Figure 3.13 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ pour la machine -4.....	94
Figure 3.14 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ pour la machine -5.....	95
Figure 3.15 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -1.....	105

Figure 3.16 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -2.....	106
Figure 3.17 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -3.....	107
Figure 3.18 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -4.....	108
Figure 3.19 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -5.....	109
Figure 3.20 Connexions flexibles des amortisseurs continus de la machine -4.....	111
Figure 3.21 Surfaces de contact peinturées au niveau du queue d'aronde .....	111
Figure 3.22 Ajustement à $L_q(s)$ via un ordre -1 pour la machine -3 .....	112
Figure 3.23 Ajustement à $L_q(s)$ via un ordre -1 pour la machine -5 .....	112
Figure 3.24 Influence de l'emballage sur la réponse dans l'axe -q de la machine -1 .....	113
Figure 3.25 Influence de l'emballage sur la réponse dans l'axe -q de la machine -5 .....	114
Figure 4.1 Carte de la saturation selon la norme IEEE-1110.....	117
Figure 4.2 Diagramme de Fresnel en régime permanent .....	121
Figure 4.3 Tension d'entrefer $El_{ag}$ derrière la réactance de fuite $X_{al}$ .....	122
Figure 4.4 Repérage de la tension d'entrefer $Ep_{ag}$ sur la CSV.....	124
Figure 4.5 Valeurs de $X_p$ en fonction du courant magnétisant .....	126
Figure 4.6 Utilisation du coefficient de saturation pour l'estimation du courant d'excitation .....	127
Figure 4.7 Représentation de la CSV par les fonctions quadratique et exponentielle .....	128
Figure 4.8 Courbes de saturation à vide et en charge pour la machine -2 .....	131
Figure 4.9 Courbes de saturation à vide et en charge pour la machine -3 .....	131
Figure 4.10 Courbes de saturation à vide et en charge-modifiée pour la machine -2 .....	132
Figure 4.11 Courbes de saturation à vide et en charge-modifiée pour la machine -3.....	133
Figure 4.12 Vérification de la validité de la nouvelle approche de saturation à F.P. nominal .....	135
Figure 4.13 Vérification de la validité de la nouvelle approche de saturation à F.P. unitaire.....	136

Figure 4.14 Utilisation de la tension d'alternateur pour repérer la position du rotor à vide .....	138
Figure 4.15 Utilisation de la tension d'alternateur pour repérer la position du rotor en charge ..	138
Figure 4.16 Angles de charge mesurés avec la tension d'alternateur prise comme référence ....	139
Figure 4.17 $X_{qs}$ déterminées avec la tension d'alternateur prise comme référence.....	139
Figure 4.18 Essai de vérification de la stabilité de phase de la tension d'alternateur.....	143
Figure 4.19 Phase de la tension d'alternateur à la pleine charge .....	144
Figure 4.20 Phase de la tension d'alternateur à mi-charge.....	144
Figure 4.21 Phase de la tension d'alternateur à la marche en motorisation.....	145
Figure 4.22 Variation de la phase de la tension d'alternateur en fonction de la charge .....	145
Figure 4.23 Angles de charge mesurés via la tension du réseau.....	147
Figure 4.24 $X_{qs}$ déterminées via la tension du réseau .....	147
Figure 4.25 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 via le modèle classique.....	152
Figure 4.26 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 via le modèle classique...	152
Figure 4.27 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 via le modèle classique.....	153
Figure 4.28 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 via le modèle classique...153	153
Figure 4.29 Courant de court-circuit du stator de la machine -4 via le modèle classique.....	154
Figure 4.30 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -4 via le modèle classique...154	154
Figure 4.31 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 via le modèle classique.....	155
Figure 4.32 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 via le modèle classique...155	155
Figure 4.33 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 avec saturation de $L_{al}$ .....	157
Figure 4.34 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 avec saturation de $L_{al}$ ....157	157
Figure 4.35 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 avec saturation de $L_{al}$ .....	158
Figure 4.36 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 avec saturation de $L_{al}$ ....158	158

Figure 4.37 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 avec saturation de $L_{al}$ .....	159
Figure 4.38 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 avec saturation de $L_{al}$ ....	159
Figure 4.39 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	161
Figure 4.40 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	161
Figure 4.41 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	162
Figure 4.42 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	162
Figure 4.43 Courant de court-circuit du stator de la machine -4 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	163
Figure 4.44 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -4 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	163
Figure 4.45 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	164
Figure 4.46 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 avec $L_{FD1l}$ modifiée.....	164
Figure 4.47 Variations de $L_{FD1l}$ en fonction du courant d'excitation initial .....	165

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ARF	Analyseur de réponse fréquentielle
CC3PhBV	Court-circuit triphasé brusque à vide
CSC	Courbe de saturation en charge
CSV	Courbe de saturation à vide
EF	Éléments finis
ESP	Essais Spéciaux de Production
F.m.m	Force magnétomotrice
F.P.	Facteur de puissance
FSSFR	Fast stand-still frequency response
FT	Fonction de transfert
HQ	Hydro-Québec
MLE	Maximum likelihood estimation
MPL	Machine à pôles lisses
MPS	Machine à pôles saillants
MS	Machine synchrone
NERC	North American electric reliability corporation
RTD	Resistance temperature detector
SSFR	Stand-still frequency response
TRMC	Taux de rejet en mode commun
WECC	Western electricity coordinating council

## CHAPITRE 1 INTRODUCTION

### 1.1 Contexte

En Amérique du Nord, l'intérêt pour une modélisation précise des réseaux électriques s'est intensifié à la suite des problèmes majeurs survenus sur l'interconnexion du ouest nord-Américain les 2 juillet et 10 août 1996 [1]. Depuis 1997, le WECC (Western Electricity Coordinating Council) a imposé dans sa zone de juridiction, l'obligation de conduire des essais de détermination des paramètres et de validation des modèles des systèmes de génération sur tous les groupes de plus de 10 MVA [2]. Le NERC (North American Electric Reliability Corporation) via ses standards MOD-032, 033, 025, 026 et 027 [3] a rendu obligatoire la pratique de validation des modèles des générateurs, systèmes d'excitation et des gouverneurs. Les valeurs du manufacturier, jadis fournies par de nombreux producteurs pour la simulation du réseau, ne sont plus tolérées. Les transporteurs d'électricité sont responsables de l'application de ces mesures et ont autorité de contraindre les producteurs à fournir des modèles fiables et précis de leurs systèmes de génération. Des certificats de non-conformité sont émis à l'égard du producteur dont le modèle de centrale ne concorde pas avec les mesures au point de raccordement à la suite d'un événement d'importance. Les producteurs récalcitrants sont contraints de payer des pénalités voire perdre momentanément le droit de connexion au réseau [4].

Cette tendance au renforcement des essais de détermination des paramètres des systèmes de génération, en particulier les alternateurs, est reflétée dans les nouveaux guides et normes d'essais. Le NERC a produit un guide [5] qui suggère certaines méthodes d'essais pour la détermination des paramètres des alternateurs ainsi que des techniques de validation des modèles englobant les systèmes d'excitation et les gouverneurs. Le souci économique est très présent dans les approches adoptées par les auteurs du guide. Retirer une machine du réseau pour conduire des essais a des conséquences financières proportionnelles à la durée d'indisponibilité de la machine. Pour assurer le consensus, les méthodes choisies sont relativement rapides et faciles à conduire. Cette approche démocratique ne fait pas toujours bon ménage avec la rigueur scientifique et la qualité des livrables. Il y a une absence évidente de publications scientifiques en faveur de la validité de certaines méthodes et techniques adoptées. L'ajustement manuel aveugle des paramètres d'un modèle commercial pour s'ajuster aux mesures, dans une condition d'opération donnée est un bel exemple.

Vu que les alternateurs sont les principaux pourvoyeurs d'énergie réactive dans le réseau, un effort a été également déployé dans le sens d'améliorer l'estimation du courant rotor en charge. Le NERC recommande fortement le nouveau modèle commercial GENTPJ [6] pour la simulation des machines synchrones (MS) dans les logiciels commerciaux de simulation du réseau. À ce titre le vieux modèle GENSAL [7] est dorénavant jugé par le NERC désuet et inadéquat pour les machines à pôles saillants (MPS). Ce modèle est connu par son imprécision sur l'estimation du courant rotor aux régimes permanent et transitoire. Selon les promoteurs du nouveau modèle, cette lacune est corrigée par l'introduction d'un nouveau coefficient de saturation  $k_{is}$  reflétant la saturation du fer du stator à cause du passage du courant dans ce dernier. Le guide d'essais du NERC suggère une technique d'ajustement du modèle GENTPJ aux courbes en V (courant stator vs courant rotor à puissance active constante) de l'alternateur pour attribuer une valeur optimale à  $k_{is}$ . Doté de ce degré de liberté additionnel, le nouveau modèle permet une meilleure estimation du courant d'excitation au régime permanent. Cependant, cette supposée contribution du courant du stator dans la saturation du fer est questionnable. De plus, les paramètres transitoires définis dans la littérature depuis plusieurs décennies, se retrouvent altérés par les nouvelles équations de ce modèle. En effet, pour un essai de délestage dans l'axe-d, les paramètres de GENTPJ qui permettent un ajustement adéquat à la tension décroissante du stator ne concordent pas avec les valeurs réelles de la machine [8]. À noter que cette technique d'ajustement à la tension décroissante du stator fait maintenant partie du récent guide du NERC.

Les normes des essais IEEE-115 [9] et de modélisation IEEE-1110 [10] ont été révisées dans l'esprit d'offrir aux utilisateurs les bonnes pratiques en matière d'essais et de modélisation. La nouvelle version de l'IEEE-115, en vigueur depuis Mars 2020, emboite le pas au NERC et reconnaît la validité de l'essai de délestage selon l'axe-d pour la détermination des paramètres. Toutefois, elle n'adopte pas l'approche aveugle d'ajustement des paramètres d'un modèle pour s'ajuster aux courbes. Son approche repose sur un fondement théorique mais qui n'est pas sans défauts lui aussi. En effet, pour simplifier l'analyse, les effets de la saturation et de l'impédance du transformateur d'excitation ont été ignorés ce qui ajoute une erreur allant jusqu'à 20% sur les paramètres transitoires de la machine [11]. La norme réitère sa confiance dans la méthode d'essai SSFR (Stand-Still Frequency Response) pour la détermination des paramètres selon les axes -d et -q. L'expérience SSFR conduite lors du projet de maîtrise recherche sur la machine de 285 MVA [12] est dorénavant citée comme exemple.

La norme IEEE-1110 n'a pas embarqué dans la promotion de modèles commerciaux comme GENTPJ ou le dernier né GENQEC [13]. Elle est restée fidèle à sa tradition rigoureuse de modéliser la machine synchrone dans le respect des lois électromagnétiques qui régissent son fonctionnement. Toutefois, comme pour l'IEEE-115, il n'y a aucune nouveauté pour le chapitre de la saturation.

## 1.2 Problématique

Bien que la méthode SSFR constitue une réponse adéquate à l'accentuation des exigences sur les paramètres et la modélisation, il n'en demeure pas moins que certains désagréments constituent un frein à la popularité de cette méthode. Les mesures aux très basses fréquences requièrent des précautions particulières au niveau du montage et une instrumentation sophistiquée. Les pionniers de l'essai SSFR ont souffert de la mauvaise qualité des mesures basses fréquences, affectées par le bruit électromagnétique dans les centrales [14]. La répercussion sur la précision des paramètres est directe puisque les asymptotes à l'origine sont critiques dans le processus d'extraction. Le bruit de haute fréquence se greffe, en mode commun, aux signaux différentiels utiles et à faible énergie, ce qui dégrade la qualité du rapport signal sur bruit de la mesure. Ce bruit conduit et rayonné déjoue de nombreux instruments commerciaux [15]. Même pour des équipements de précision, le taux de rejet du bruit en mode commun (TRMC) n'est élevé qu'en bas d'une centaine de Hz. Souvent la spécification technique omet de préciser que le TRMC se dégrade rapidement avec la fréquence. Face à cette mauvaise protection, la réponse d'un étage amplificateur différentiel est un décalage constant du signal de sortie [16]. L'amplitude de cette erreur dépend de la qualité de la protection anti-bruit mode commun. D'où l'importance d'une bonne installation et d'une instrumentation immunisée contre le bruit hautes fréquences.

D'un autre côté, lors des mesures basses fréquences, une variation même légère de la température altère la forme de la phase de l'inductance opérationnelle vue du côté du stator  $\angle L_d(s)$  [17]. Cela complique le processus d'ajustement du modèle aux fonctions de transfert issues des mesures SSFR. Une signature fréquentielle de la phase, non compensée en température, engendre une imprécision sur la détermination des éléments équivalents (résistances et inductances) du rotor. Pour cette raison, une attention particulière est requise lors des mesures pour empêcher au maximum la variation de la température du bobinage. La machine doit être stable thermiquement et donc arrêtée depuis au moins deux jours pour les machines à grande inertie thermique.

L'enregistrement de la température du bobinage durant les mesures SSFR est une pratique recommandée afin de pouvoir compenser si requis.

D'autre part, l'analyse des mesures SSFR pour l'extraction des paramètres requiert une connaissance théorique avancée des MS. L'analyste doit être à l'aise avec les équations électromagnétiques dans le domaine fréquentiel, l'interprétation des signatures fréquentielles mesurées, la corrélation entre les paramètres de la machine et l'étendue de l'intervalle fréquentiel d'analyse... En bref, l'analyse nécessite un jugement basé sur des connaissances qui ne sont pas à la portée d'un non spécialiste des machines. Pour ce dernier, la tentation demeure forte d'opter pour des méthodes classiques comme le court-circuit triphasé brusque à vide (CC3PhBV) dont la technique et l'analyse sont maîtrisées depuis plusieurs décennies. De plus, le manque de publications dans la littérature d'expériences SSFR réussies sur des machines de puissance conforte ce choix facile et privé la communauté des avantages de cette méthode.

Le modèle SSFR est linéaire et requiert l'inclusion d'une représentation adéquate de la saturation aux régimes permanent et transitoire. Les méthodes de saturation empiriques demeurent les seules alternatives proposées par la norme IEEE-115. Certes faciles et pratiques, il n'en demeure pas moins que la relation entre ces solutions dans le domaine des phases et le modèle d-q lui-même n'est pas évidente. Il semble que la solution dans le domaine des phases est utilisée comme fourreau-tout. À la fois elle compense pour l'utilisation en charge de la courbe de saturation à vide (CSV) et pour dissimuler les imperfections de la structure du modèle d-q. La situation en régime transitoire est encore plus avide à l'amélioration. De nos jours, après plusieurs décennies d'essais de CC3PhBV, les normes IEEE ne proposent aucune méthode empirique pour représenter adéquatement la saturation du fer. Le modèle d-q avec uniquement l'inductance de magnétisation assujettie à la saturation n'est pas en mesure de reproduire adéquatement les courants de court-circuit aux paliers de tension de défaut au-delà d'environ 0.30p.u.

### **1.3 Objectifs et portée**

Hydro-Québec (HQ), dispose d'un parc de 62 centrales hydroélectriques abritant exclusivement des MPS. Important joueur dans le domaine de l'énergie en Amérique du Nord, HQ est concernée par les nouvelles exigences sur la détermination des paramètres et la modélisation. Dans le cadre d'un partenariat de coopération entre HQ et l'École Polytechnique de Montréal, cette thèse a pour

but de participer à l'effort d'amélioration de la fiabilité des réseaux électriques. Elle cible spécifiquement les volets des essais de détermination des paramètres et de représentation de la saturation aux régimes permanent et transitoire pour les MPS.

Pour répondre au besoin de simplification des méthodes d'essais, cette recherche vise à apporter des améliorations à la méthode SSFR au niveau de la technique, de la durée des mesures et de l'analyse. Ces améliorations, faites sans sacrifier la qualité des livrables, aideront à rendre la méthode à la portée du non spécialiste des machines. Pour y arriver, les sous objectifs suivants sont visés.

#### 1. Enrichir la littérature et augmenter la confiance dans les résultats de la méthode SSFR

Une expérience réussie est le meilleur argument en faveur de la méthode SSFR. Dans cette thèse de nouvelles expériences SSFR, conduites sur un échantillon représentatif de MPS de puissance, seront présentées en détail. Elles reposent sur les directives classiques consenties par la norme IEEE-115. Les paramètres résultants seront validés, lorsque possible, par comparaison avec ceux issus des essais classiques comme le CC3PhBV. Les oscillogrammes des courants du stator et de l'inducteur serviront à la validation du modèle SSFR.

#### 2. Simplifier la technique de mesure SSFR

La zone des basses fréquences requiert des précautions particulières car assujettie à la nuisance du bruit électromagnétique et de la variation de la température. Il est impératif d'atténuer l'impact de ces facteurs ou d'éviter carrément la mesure dans cette zone.

#### 3. Simplifier l'analyse des données SSFR pour l'extraction des paramètres:

Par une simplification des expressions théoriques des fonctions de transfert (FT) mesurées et une sélection judicieuse de ces dernières, l'analyste non spécialiste doit être en mesure d'extraire facilement les paramètres de la machine. Le recours à des techniques avancées d'ajustement aux courbes avec son lot de risque de non-convergence doit être évité. Les paramètres doivent être obtenus avec précision via de simples formules et ce peu importe l'étendu fréquentiel des données.

#### 4. Réduire la durée des mesures SSFR

Même étant une obligation légale, le retrait de la machine du réseau pour les essais est considéré par de nombreux producteurs comme une perte financière. La méthode SSFR a l'avantage de se conduire avec rotor à l'arrêt en parallèle avec des travaux de maintenance sur les auxiliaires de la

machine. Cette thèse se propose de la rendre encore plus attrayante par une réduction d'au moins 50% de la durée totale des mesures.

La motivation derrière l'émergence de nouveaux modèles commerciaux comme le GENTPJ est principalement l'imprécision sur l'estimation du courant d'excitation aux régimes permanent et transitoire. La présente recherche vise à recentrer la quête d'amélioration de la représentation de la saturation autour des modèles standardisés à l'IEEE-1110. Pour éviter les dérapages, il semble judicieux de d'abord raffiner le modèle standardisé qui est en vérité la base des équations des nouveaux modèles. Dans cet esprit, cette recherche ambitionne de suivre les objectifs qui suivent.

#### 5. Proposer une nouvelle méthode empirique de saturation en régime permanent

Il s'agit de doter en régime permanent, le modèle SSFR d'une représentation empirique de la saturation directement dans le domaine d-q et non dans le domaine des phases. La clarté du concept, la précision sur l'estimation du courant d'excitation en charge jumelées à la facilité d'intégration aux modèles commerciaux existants sont des critères qui guident l'élaboration de cette nouvelle technique.

#### 6. Expliquer et corriger le problème de la forte saturation mesurée dans l'axe-q pour les MPS

La littérature néglige la saturation dans l'axe -q pour les MPS. Étrangement, la détermination du paramètre  $X_{qs}$ , via la méthode de l'IEEE-115, montre une forte saturation de ce paramètre allant jusqu'à 40%. Ce problème, connu des ingénieurs d'essais et des manufacturiers des machines de puissance, requiert une investigation pour clarifier la situation.

#### 7. Proposer une représentation empirique de la saturation en régime transitoire

Le modèle SSFR avec seulement l'inductance de magnétisation  $L_{ad}$  affectée par la saturation est inadéquat pour la simulation des courants de CC3PhBV à des tensions de défaut au-delà de 0.30p.u. À l'instar du régime permanent, des modèles empiriques de saturation transitoire doivent être développés. Les solutions d'analyse par éléments finis (EF) sont couteuses, complexes et difficiles à intégrer dans les logiciels commerciaux.

#### 8. Valider les résultats et conclusions de cette recherche sur un échantillon représentatif de MPS de grande puissance

Il est impératif de s'assurer de l'applicabilité, la répétitivité et la validité des méthodes proposées sur un échantillon représentatif de MPS de puissance. Des mesures SSFR, en régime permanent à différents paliers de charge et en régime transitoire à la suite d'essais de CC3PhBV seront à la base de cette vérification.

Cette recherche repose sur des mesures relevées en centrales exclusivement sur des MPS de grande puissance allant de 38.5MVA à 367MVA. Par conséquence, les conclusions de ce travail se limitent aux MPS de puissance. Ceci n'empêche pas que certains résultats puissent être généralisés aux petites machines, compensateurs synchrones à pôles saillants et machines à pôles lisses. Les communautés des ingénieurs d'essais, des producteurs et des manufacturiers sont particulièrement visées par cette recherche. Une importance capitale sera donc accordée aux essais standardisés de l'IEEE-115 pour fin de validation. Pour la même raison mais pas la seule, le modèle d-q à un seul amortisseur dans chaque axe, standardisé à L'IEEE-1110, sera au centre des nouvelles propositions d'amélioration.

## 1.4 Hypothèses

Les améliorations souhaitées pour la méthode SSFR sur les MPS de grande puissance, reposent sur un ensemble d'hypothèses qui sont énumérées ci-dessous :

### Hypothèse 1:

Le balayage fréquentiel entre 1mHz et 10mHz sert essentiellement à déterminer l'asymptote à l'origine de  $L_d(s)$ . Dans l'axe-d, l'information pertinente sur les éléments du circuit équivalent se retrouve au-delà de 10mHz.

Si l'asymptote à l'origine  $L_d(0)$ , peut être déterminée autrement, il est possible de réduire substantiellement la durée des mesures SSFR et en même temps éviter toutes les contraintes de mesure aux basses fréquences.

Cette hypothèse repose sur la remarque que le minimum absolu de la phase de  $L_d(s)$  et sa fréquence correspondante constituent une mesure acceptable de la constante de temps de l'inducteur. Cette affirmation repose, à son tour, sur une seconde hypothèse présentée ci-dessous.

### Hypothèse 2:

Durant le régime transitoire, la branche de l'inducteur agit seule et la contribution de l'amortisseur est encore négligeable.

Cette hypothèse simplificatrice a pour but de rendre l'analyse des données SSFR à la portée d'un non spécialiste. Mieux encore, elle permet d'automatiser la procédure d'extraction des paramètres. Cette hypothèse sera validée en comparant les paramètres transitoires de la machine avec et sans l'hypothèse pour un échantillon représentatif de MPS.

#### Hypothèse 3:

Les deux fonctions de transfert  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$  peuvent être remplacées par  $L_{do}(s)$  mesurée à inducteur ouvert.

Le gain est la réduction substantielle du temps des mesures SSFR. En effet,  $L_{do}(s)$  s'accommode aisément du balayage fréquentiel au-delà de 10mHz ce qui n'est pas le cas pour  $sG(s)$ . De plus, l'asymptote à l'origine de  $L_{do}(s)$  est identique à celle de  $L_d(s)$  ce qui permet le début de la mesure de cette dernière au de-là de 10mHz.

La validation de cette hypothèse se fait par simple comparaison des paramètres obtenus par le modèle SSFR classique dérivé de  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$  avec ceux dérivés de  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$ .

Pour ce qui est de l'investigation sur la saturation des MPS aux régimes permanent et transitoire, les hypothèses suivantes sont formulées :

#### Hypothèse 4 :

Il est possible de développer une transformation empirique fiable qui connecte ensemble les courbes de saturation à vide et en charge dans l'axe-d.

Une telle transformation va justifier le recours à la CSV dans le modèle de représentation de la saturation en régime permanent. En même temps, elle éliminera le besoin de remplacer l'inductance de fuite du stator par une valeur fictive qui compense, entre autres, l'erreur due à l'adoption de la CSV.

Sur le plan pédagogique, cette approche originale rompt avec l'adoption floue et non convaincante de la CSV par les méthodes empiriques dans le domaine des phases. La validité de l'hypothèse formulée est vérifiée en comparant les courants d'excitation estimés et mesurés à différents paliers

de charge et facteurs de puissance. Sa précision sera également comparée à celle s atteintes par les deux méthodes empiriques standardisées de l'IEEE.

#### Hypothèse 5 :

La mesure de l'angle de charge via la seule technique recommandée par l'IEEE-115 est erronée. La valeur mesurée insinue une forte saturation dans l'axe-q et ce dans le contexte d'une MPS. Ce résultat va à l'encontre des connaissances établies. De plus, la valeur de  $X_{qs}$  mesurée est dépendante du niveau de charge et du facteur de puissance. Pire encore, aux conditions nominales de puissance et de facteur de puissance,  $X_{aqs}$  se révèle plus saturée que  $X_{ads}$ .

L'originalité de cette hypothèse est qu'elle met en doute une méthode d'essai standardisée et reconnue par les spécialistes des MS incluant les manufacturiers. Ces derniers, sont les plus surpris par la forte saturation dans l'axe-q car la mesure contredit toujours leur prédition basée sur les calculs empiriques ou analyse par EF.

La validité de l'hypothèse se base d'abord sur une explication convaincante de la source de l'erreur dans la technique de l'IEEE-115. Ensuite, les résultats conséquents à la correction doivent être cohérents avec les connaissances établies. D'autres techniques de mesure de  $X_{qs}$  seront mises à contribution pour valider la valeur  $X_{qs}$  résultante de la correction.

#### Hypothèse 6 :

La simulation en régime transitoire peut-être grandement améliorée via un ajustement réfléchi de l'inductance de fuite différentielle dans le modèle 2-1.

Il est important de remarquer que pour l'essai de CC3PhBV, les courants dans les circuits du stator, inducteur et amortisseur sont tous sensibles à la valeur de l'inductance différentielle. En se basant donc sur les courants mesurés du stator et de l'inducteur à différents niveaux de tension de défaut, il est possible de les corrélérer à une valeur fictive de cette inductance. Vraisemblablement, il s'agit d'un équivalent de courbe de saturation pour ce paramètre.

Le peu d'articles traitant ce sujet étaient concernés par l'ajustement des autres inductances de fuite pour mieux représenter les saturations locales dans la machine telles que calculées par l'analyse EF. L'hypothèse formulée propose pour la première fois, sans recourir aux EF, un ajustement

empirique d'un seul paramètre du modèle 2-1 pour simuler adéquatement les courants du stator et de l'inducteur issus du CC3PhBV et ce à une tension de défaut allant jusqu'à 1.0p.u.

La qualité de la concordance entre les courants du CC3PhBV mesurés et simulés par le biais de cette hypothèse est une bonne démonstration de la validité ou invalidité de cette hypothèse.

## 1.5 Revue de littérature

Cette recherche bibliographique cible, entre autres, les avancées et améliorations suggérées dans la littérature pour les mesures SSFR. Majoritairement, les publications visées sont celles qui tentent de rendre la méthode plus attrayante pour la communauté des ingénieurs d'essais et des manufacturiers des MS. Pour des raisons contractuelles, cette clientèle est étroitement liée aux normes d'essais et de modélisation IEEE-115 et IEEE-1110. Pour cette raison, loin des modèles commerciaux, cette recherche bibliographique est limitée au modèle d-q ainsi que les représentations de saturation associées à ce modèle.

### 1.5.1 Mise à jour de la méthode SSFR

Les principaux obstacles qui entravent l'adoption de la méthode SSFR, lors des essais de réception et de détermination des paramètres des alternateurs de puissance, demeurent encore de nos jours :

1. La sensibilité des mesures basses fréquences aux variations de température du bobinage et au bruit électromagnétique présent dans les centrales électriques [18-19-20].
2. La durée excessive des mesures. En effet, pour un balayage fréquentiel entre 1mHz et 1kHz, à raison de 10 points par décade et de 5 cycles par points, 10 heures sont requises pour compléter la mesure d'une seule fonction de transfert.
3. Le recours à des méthodes d'analyse sophistiquées pour l'extraction des paramètres avec obligation de disposer de valeurs initiales de départ.
4. Le manque de confiance dans les résultats SSFR. Seules des publications avec des résultats probants et concernant des machines de puissance peuvent améliorer cet aspect.

Pour extraire les paramètres en présence de bruit, la méthode de maximum de vraisemblance (MLE) reste la technique la plus utilisée [21-22-23-24]. Certains auteurs ont exploré d'autres méthodes, encore plus complexes, pour atteindre le minimum global et éviter le piège du minimum

local [25] lors de l'exercice d'ajustement des courbes. Avec le souci de neutraliser complètement l'impact du bruit aux basses fréquences, une méthode d'analyse hybride, jumelant l'algorithme génétique et la méthode MLE a été présentée. Cette sophistication bien qu'intéressante, va à l'encontre de la simplification souhaitée par les usagers des essais.

Pour le volet de la durée des mesures, de nouvelles techniques ont été explorées. Le spectre fréquentiel utile, formé par une juxtaposition de sinusoïdes, est injecté via deux sources synchronisées simultanément à l'inducteur et au stator [26]. Cette approche où l'inducteur et le stator deviennent à double usage (entrée et sortie), permet de mesurer rapidement et simultanément deux fonctions de transfert. Le gain en temps est évalué par les auteurs à 85% de la durée classique. Théoriquement, la mesure rapide et dans les mêmes conditions de température et de bruit favorise la dérivation de paramètres cohérents et précis. Pratiquement en revanche, pour des raisons intrinsèques aux sources et à cause de l'impédance de leur charge, des problèmes de synchronisation entre les deux sources sont inévitables. Pour tenir compte de cette réalité, la technique d'extraction des paramètres se complique davantage plus qu'elle l'est déjà. Le gain substantiel en temps se trouve amputé par la complexité de l'analyse et le doute sur la précision des paramètres dérivés en présence de bruit ambiant. D'autres variantes avec une réduction significative en temps mais moins ambitieuses que la précédente, ont été proposées par d'autres chercheurs. Dans [27], l'excitation se fait au moyen d'un bruit blanc tandis qu'en [20], elle est constituée de sinusoïdes juxtaposées. Dans ces deux cas, l'injection se fait uniquement d'un seul côté de la machine (stator ou inducteur). Il reste qu'en absence d'une comparaison avec d'autres méthodes d'essais, il est difficile de statuer sur la précision des paramètres obtenus. Pour le cas d'injection du bruit blanc, la précision découlant de l'application de la transformation de Fourier Rapide est tout simplement questionnable. Dans les deux cas, il aurait été intéressant d'expliquer de quelle façon optimale, il faut ajuster le gain de l'amplificateur (source) ? L'expérience avec les machines de puissance a montré qu'il faut ajuster le gain par palier décroissant au fur et à mesure que la fréquence augmente. Cette précaution est prise pour ne pas dépasser les limites de tension et de puissance de l'amplificateur. Avec une injection en un seul temps, il faut probablement baisser le gain à sa limite maximale permise aux fréquences hautes. La réduction de l'énergie des signaux basses fréquences, risque de rendre vulnérable la technique d'extraction étant donné l'importance de la zone des basses fréquences.

La complexité de ces approches sur le plan de la mesure et de l'analyse ne fait qu'entretenir la réputation de complexité associée à la méthode SSFR. Pour se tailler une place méritée au sein des méthodes d'essais, il est impératif de suggérer des techniques de mesure et d'analyse simples. Pour convaincre les sceptiques, les améliorations doivent être conduites sur des machines de puissance puis validées par confrontation avec les méthodes classiques. En parallèle, il faut continuer d'enrichir la littérature avec des expériences SSFR classiques comme celles présentées en [29].

### **1.5.2 Le modèle d-q et la saturation en régime permanent**

La méthode SSFR permet d'obtenir un modèle linéaire auquel il faut ajouter une représentation fiable de la saturation. Ce modèle linéaire recourt à la superposition des effets des deux axes fictives  $-d$  et  $-q$  pour représenter le comportement électromagnétique de l'alternateur. Cette superposition ne peut être étendue à la saturation vue sa nature non linéaire. Le problème se complique encore plus lorsque la machine débite sur le réseau une puissance non nulle. Principalement à cause de la saillance, le vecteur de force magnétomotrice (F.m.m) résultante des deux axes est décalé du vecteur du flux résultant par un angle qui varie avec la charge. La saturation est donc attachée à cet axe dépendant de la charge. Sans chercher d'autres raisons, ces difficultés sont suffisantes pour justifier le raisonnement classique de Potier [30]. La saturation n'est pas considérée en fonction de la F.m.m résultante des deux axes mais du flux total dans l'entrefer. Ce dernier est calculé avec la tension du terminal du stator derrière l'inductance de fuite de ce dernier ou encore la réactance de Potier. Cette dernière est adoptée pour mieux raffiner l'estimation du courant rotor à un point d'opération donné. Faute de disposer de la courbe de saturation dans cet axe du flux résultant, la CSV est utilisée pour calculer le degré de saturation du fer. Il reste à déterminer les composantes de cette saturation selon les axes  $-d$  et  $-q$ . Dans [31], les deux possibilités, à savoir répartir la saturation en proportion du courant magnétisant ou du flux dans chaque axe, ont été explorées. Dans les deux cas, les erreurs sur l'estimation du courant d'excitation et sur l'angle de charge sont faibles si la valeur de la réactance fictive de Potier est ajustée. Ce résultat n'est pas satisfaisant, car les réactances  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$  résultantes ont des valeurs différentes selon est-ce que la priorité est l'estimation du courant d'excitation ou de l'angle de charge. En plus de l'incohérence du modèle MS résultant, cette dualité dans les valeurs n'est pas acceptée car ces deux paramètres sont souvent l'objet d'ententes contractuelles. Les auteurs de [32] ont utilisé les analyses par EF pour calculer  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$  pour un large éventail de points dans l'espace P-Q (puissance active vs puissance

réactive). La répartition de la saturation, selon les axes -d et -q, devient moins significative vu que le modèle de saturation proposé s'arrange pour reproduire les paramètres mesurés  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$ . En effet, par des approximations empiriques et des hypothèses heuristiques, ils ont proposé une fonction de saturation utilisant la tension de Potier et un terme additionnel basé sur la composante en -q de la tension de Potier. Selon les auteurs, ce 2<sup>ème</sup> terme inclut la cross-saturation et compense pour les imperfections de la méthode de Potier. Encore une fois, la valeur de  $X_p$  qui permet d'obtenir une bonne estimation du courant d'excitation est différente de celle qui permet de bien estimer l'angle de charge  $\delta$ . En d'autres termes, pour bien estimer  $X_{ads}$  et  $X_{qs}$ , il faut deux valeurs significativement différentes de  $X_p$ . Les chercheurs ont réalisé le manque de corrélation, dans tous l'espace (P-Q), entre  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$  d'une part et  $X_p$  d'autre part. Les auteurs ont attribué cette difficulté à la possible nécessité de tenir compte de la cross-saturation. Cette conclusion faite pour une machine à pôles lisses, pousse l'auteur de cette thèse à privilégier une approche différente surtout dans le contexte des MPS. Vu sa nature empirique et les difficultés constatées dans le domaine des phases moyennant une seule courbe de saturation, il est préférable de recourir à deux courbes de saturation directement dans le domaine d-q.

La publication [33] a plaidé en faveur de la présence de la cross-saturation lorsque le fer est saturé et ce en raison de la non-symétrie de la perméabilité magnétique par rapport à l'axe du flux résultant. La base théorique de cette explication fait intervenir un coefficient de couplage, entre les axes -d et -q, dont la valeur est fonction du déphasage entre l'angle du flux résultant et l'axe-d. Toutefois, la méthode proposée pour déterminer ce coefficient n'est pas applicable sur un alternateur de puissance. Dans un autre article [34], il est montré que le couplage de cross-saturation n'est pas symétrique sur une petite MPS spéciale disposant d'un inducteur dans l'axe-q aussi. La tentative expérimentale de mesurer l'amplitude de cette influence est questionnable par ce qu'elle incombe la différence de saturation dans les axes -d à vide et celui du flux total en charge à la cross-saturation. Les auteurs concluent que la cross-saturation explique la saturation intense sur la valeur de  $X_{qs}$  d'où la nécessité de sa considération pour une bonne estimation de l'angle de charge. Il est important de remarquer que cette dernière conclusion concerne une MPS ce qui bouscule la croyance sur sa saturation selon l'axe-q. Toutefois et en supposant que la stratégie de mesure de cette influence est correcte, la question reste à savoir si de telles conclusions peuvent

être généralisées aux machines de puissance. De plus, comment quantifier expérimentalement sur une vraie machine, ce couplage non symétrique entre les enroulements de l'axe-d (rotor et stator) et celui de l'axe -q? Dans cette thèse, il sera vu qu'au moins pour les MPS de puissance, les courants du stator et de l'inducteur  $I_d$  et  $I_F$  n'ont aucune influence significative sur le flux de l'axe-q. Ce dernier ne dépend en régime permanent que du courant  $I_q$ .

Le modèle qui inclut deux courbes de saturation (selon les deux axes) et deux réactances représentant le couplage mutuel entre les axes -d et -q a été présenté dans [35]. Bâtir, un tel modèle a été simplifié par la considération d'une saturation en fonction du courant magnétisant dans chaque axe. Ce modèle reconnu par la norme IEEE 1110, conduit à considérer les valeurs de  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$  en charge, influencées par les courants magnétisants dans les deux axes. Les courbes de saturation à vide dans les axes -d et -q (si cette dernière est disponible) sont utilisées pour évaluer les coefficients de saturation à appliquer aux inductances de magnétisation. Une seconde approche reconnue par la norme IEEE 1110, consiste à séparer  $X_{ds}$  et  $X_{qs}$  des deux réactances représentant le couplage de cross-saturation. Dans ce cas, la tension de Potier est utilisée pour évaluer les deux coefficients de saturation dans chaque axe.

L'asymétrie dans le couplage par cross-saturation a été contestée dans [36]. L'auteur affirme que même sur une MPS, le couplage doit être symétrique vu que les pertes sont représentées séparément dans le modèle d-q. Dans [37], les auteurs ont démontré que le modèle théorique reste physiquement valable tant qu'il respecte au minimum le principe de conservation de l'énergie et ce même si la cross-saturation n'est pas symétrique. À ce titre, il est important de rappeler que la représentation de la saturation par deux coefficients (fonctions des courants magnétisants) à multiplier aux inductances de magnétisation dans chaque axe sans tenir compte de la cross-saturation ou une mauvaise représentation de ce couplage viole les lois de la physique [38]. Pour cette raison, dans [37], une nouvelle approche a été proposée pour la transformation de l'anisotropie du circuit magnétique en une isotropie virtuelle. Contrairement à la transformation fixe présentée en [33], une transformation variable est suggérée et qui reflète mieux la réalité, tout en respectant les lois de la physique. Le seul handicap, c'est la nécessité de recourir à l'analyse par EF pour dériver la fonction de transformation. Elle est spécifique à la machine étudiée à l'instar de la courbe de saturation.

Le survol de ces travaux conduits sur plusieurs décennies, montre que même en régime permanent, la représentation de la saturation reste complexe. De nos jours, il y a un regain d'intérêt pour ce sujet. Le but étant d'améliorer l'estimation du courant d'excitation et de l'angle de charge par les modèles commerciaux des MS.

### **1.5.3 Le modèle d-q et la saturation en régime transitoire**

En plus de s'assurer que la représentation de la saturation en régime permanent permet une bonne estimation du courant d'excitation et de l'angle de charge dans l'espace (P-Q), il est impératif de s'assurer que ce modèle performe adéquatement en régime transitoire. À ce titre, la littérature est presque muette sur l'incapacité des modèles de saturation à prédire avec précision les valeurs saturées de  $X_d'$  et  $X_d''$  ainsi que leurs constantes de temps associées. À titre d'exemple, pour la majorité des MPS, le modèle d-q ne reproduit pas correctement les courants de CC3PhBV lorsque la tension de pré-défaut est au-delà de 0.30 p.u. Une partie de la réponse se trouve dans la publication [39]. Elle démontre par analyse par EF qu'à fort courant du stator, le fer de ce dernier sature. Par conséquence, l'inductance de fuite du stator diminue de 25% pour un turboalternateur à 4 pôles et de 50% pour un 2 pôles si le courant du stator est à 5.0 p.u. L'auteur de l'article conclut qu'en régime transitoire, il ne faut pas se contenter de considérer la saturation uniquement dans le chemin principal du flux représenté par les inductances de magnétisation  $X_{ad}$  et  $X_{aq}$ . La saturation de l'inductance de fuite du stator a été également reconnue par [10] et [40]. Plus encore, [41] ont ajouté également la nécessité de considérer la saturation du chemin du flux de fuite de l'inducteur et de l'amortisseur. La publication [41] est particulièrement intéressante car elle concerne une MPS de grande puissance. Selon les résultats obtenus par analyse par EF, à la suite d'un essai de CC3PhBV, l'inductance de fuite de l'amortisseur commence à saturer pour une tension de pré-défaut entre 0.1 p.u et 0.25 p.u. À 0.5 p.u. de tension de pré-défaut, l'inductance de fuite de l'inducteur sature également. À 1.00 p.u. de tension, toutes les inductances de fuite saturent. Cette publication met la lumière sur la saturation locale de différentes parties du stator et du rotor et l'impact sur les inductances de fuite des enroulements. La question se pose à savoir si les conclusions de cette étude peuvent se généraliser à toutes les MPS de grande puissance. Dans l'affirmatif, le défi reste à approximer ces effets et à les intégrer raisonnablement dans un modèle de saturation transitoire. La puissance de l'analyse par EF n'étant pas toujours disponible, il est important d'exploiter les courants mesurés du CC3PhBV pour développer un tel modèle.

## CHAPITRE 2 EXPÉRIENCES SSFR SUR DES MPS DE GRANDE PUISSANCE

À HQ, après le succès de la première expérience SSFR sur la machine de 285MVA [12]. Une seconde expérience a été conduite sur un groupe de type bulbe de 56MVA [17]. Dans les deux cas, les résultats SSFR ont été validés par comparaison avec ceux issus des essais classiques de CC3PhBV, de décroissance de tension du stator à vide et de tension appliquée (Dalton-Cameron). Avec ces deux expériences positives, la méthode SSFR a été intégrée à l'offre de service de l'unité d'Essais Spéciaux de Production d'HQ (ESP). Elle est dorénavant la seule méthode suggérée lors des essais de réception, pour les machines à diodes tournantes et celles partiellement réfectionnées. Pour continuer la validation de la méthode et profitant des arrêts de mise en service des machines, SSFR a été également conduite sur un certain nombre de machines désignées pour subir l'essai contractuel de CC3PhBV.

En plus de l'expérience objet de publication en [17], le présent chapitre se consacre à la présentation de trois autres expériences supplémentaires sur des MPS dont l'une est dépourvue d'amortisseurs. Avant d'entamer les aspects pratiques de la méthode SSFR, un rappel des notions théoriques de base derrière son élaboration est présenté à la section suivante.

### 2.1 Cadre théorique

Les machines étudiées dans cette thèse sont toutes des MPS. Le modèle 2-1 est la structure du rotor recommandée par [10] pour ce type de machines. La lamination du fer du rotor justifie de se limiter à un seul amortisseur dans chaque axe. Cependant, basé sur notre expérience, le modèle résultant a une bande passante limitée et est généralement en bas de 5Hz. Pour les manufacturiers, les intervenants des essais de réception ainsi que les surveillants de la stabilité du réseau cet intervalle fréquentiel est suffisant. Pour des analyses requérants une bande passante plus élevée, l'ordre du modèle doit être augmenté à deux voire trois amortisseurs par branches et ce même pour une MPS. La Figure 2.1 présente le cas complexe du modèle 3-3 ou encore trois circuits du rotor dans chaque axe. Le modèle plus simple 2-1 s'obtient en retirant l'amortisseur-2 et l'inductance  $L_{FD2l}$  de l'axe -d et les amortisseurs -2 et -3 de l'axe -q.

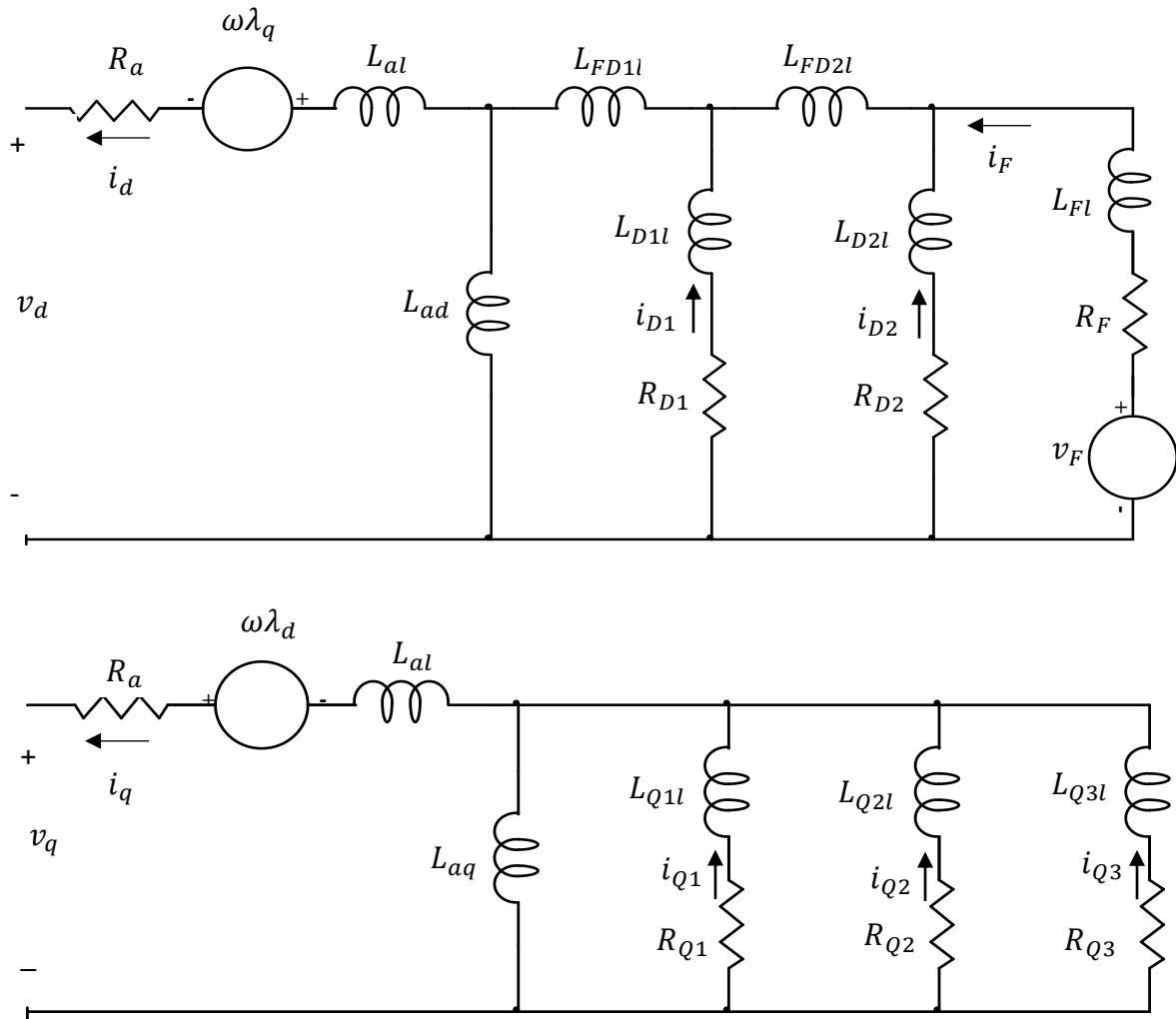


Figure 2.1 Structure du modèle 3-3

Tous les éléments équivalents sont en p.u. et sont définis comme suit :

$R_a$ ,  $L_{al}$ ,  $R_F$  et  $L_{Fl}$  sont respectivement les résistances et inductances de fuite du stator et de l'inducteur.  $L_{ad}$  et  $L_{aq}$  sont respectivement les inductances de magnétisation selon les axes -d et -q.  $L_{FD1l}$  et  $L_{FD2l}$  sont les inductances de fuite différentielles entre le circuit de l'inducteur et celui de l'amortisseur -1 d'une part et entre l'amortisseur -2 et l'amortisseur -1 d'autre part.  $R_{D1}$ ,  $L_{D1l}$ ,  $R_{D2}$ ,  $L_{D2l}$ ,  $R_{Q1}$ ,  $L_{Q1l}$ ,  $R_{Q2}$ ,  $L_{Q2l}$ ,  $R_{Q3}$  et  $L_{Q3l}$  sont respectivement les résistances et inductances de fuite des amortisseurs des axes -d et -q.

$v_d$ ,  $\lambda_d$  et  $i_d$  sont respectivement les composantes, selon l'axe -d, de la tension, flux et courant du stator.  $v_q$ ,  $\lambda_q$  et  $i_q$  sont leurs équivalentes dans l'axe -q.  $v_F$  et  $i_F$  sont la tension et le courant de l'inducteur. Finalement  $i_{D1}$ ,  $i_{D2}$ ,  $i_{D3}$ ,  $i_{Q1}$ ,  $i_{Q2}$  et  $i_{Q3}$  sont les courants circulant dans les amortisseurs des deux axes.

### 2.1.1 Paramètres opérationnels

Les variables d'entrées et de sorties des circuits -d et -q ci-dessus, sont liées par des FT ou encore des paramètres opérationnels. Ces dernières sont déterminées pratiquement via le relevé des réponses fréquentielles de l'alternateur lorsque le rotor est à l'arrêt et positionné selon les axes -d et -q. Théoriquement, l'analyse linéaire des circuits électriques permet de calculer ces paramètres opérationnels en fonction des éléments équivalents des circuits du modèle. Le résultat exact de cet exercice sera présenté au chapitre 3 pour le modèle 2-1. Pour ce même modèle et pour simplifier les expressions dérivées, l'analyse classique qui consiste à négliger  $L_{FD1l}$  est exposée ci-après [43].

En utilisant l'opérateur de Laplace  $s$ , les équations électromagnétiques dans le domaine fréquentiel et selon l'axe -d, s'obtiennent par :

$$\begin{cases} \psi_d(s) = -L_d i_d(s) + L_{ad} i_F(s) + L_{ad} i_{D1}(s) \\ \Psi_F(s) = -L_{ad} i_d(s) + L_{FF} i_F(s) + L_{ad} i_{D1}(s) \\ \Psi_{D1}(s) = -L_{ad} i_d(s) + L_{ad} i_F(s) + L_{DD1} i_{D1}(s) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec:  $L_d = L_{ad} + L_{al}$ ,  $L_{FF} = L_{ad} + L_{Fl}$  et  $L_{DD1} = L_{ad} + L_{D1l}$  sont les inductances propres en p.u.

Si  $\Psi_F(0)$  et  $\Psi_{D1}(0)$  sont les valeurs initiales des flux de l'inducteur et de l'amortisseur, les expressions des tensions de ces derniers sont données par:

$$\begin{aligned} v_F(s) &= s\Psi_F(s) - \Psi_F(0) + R_F i_F(s) \\ 0 &= s\Psi_{D1}(s) - \Psi_{D1}(0) + R_{D1} i_{D1}(s) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Ainsi, des équations précédentes, on obtient les variations de  $i_F$  et de  $i_{D1}$  autour d'une condition initiale.

$$\begin{cases} \Delta i_F(s) = \frac{1}{P(s)} [(R_{D1} + sL_{D1l})\Delta v_F(s) + sL_{ad}(R_{D1} + sL_{D1l})\Delta i_d(s)] \\ \Delta i_{D1}(s) = \frac{1}{P(s)} [-sL_{ad}\Delta v_F(s) + sL_{ad}(R_F + sL_{Fl})\Delta i_d(s)] \end{cases} \quad (2.3)$$

avec :  $P(s) = (L_{DD1}L_{FF} - L_{ad}^2)s^2 + (L_{DD1}R_F + L_{FF}R_{D1})s + R_F R_{D1}$  (2.4)

et «  $\Delta$  » qui représente une variation de faible amplitude autour du point d'équilibre initial.

En utilisant les expressions de  $\Delta i_F(s)$  et  $\Delta i_{D1}(s)$  dans l'équation (2.1), les variations du flux du stator selon les axes -d et -q sont obtenues par:

$$\begin{cases} \Delta \psi_d(s) = G(s)\Delta v_F(s) - L_d(s)\Delta i_d(s) \\ \Delta \psi_q(s) = -L_q(s)\Delta i_q(s) \end{cases} \quad (2.5)$$

$L_d(s)$  : Inductance opérationnelle dans l'axe -d. C'est le rapport de la transformée de Laplace du flux du stator de l'axe -d sur celle du courant stator du même axe, lorsque le circuit de l'inducteur est en court-circuit.

$L_q(s)$  : Inductance opérationnelle dans l'axe -q. C'est le rapport de la transformée de Laplace du flux du stator de l'axe -q sur la transformée de Laplace du courant stator du même axe.

$G(s)$  : Fonction de transfert du stator vers le rotor. C'est le ratio de la transformée de Laplace du flux du stator de l'axe -d sur celle de la tension de l'inducteur lorsque le stator est ouvert.

En fonction des éléments équivalents,  $L_d(s)$  et  $G(s)$  sont données par :

$$L_d(s) = L_d \frac{1 + (T_4 + T_5)s + T_4 T_6 s^2}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2} \quad (2.6)$$

$$G(s) = G_o \frac{(1 + sT_{kd})}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2} \quad (2.7)$$

$T_1$  à  $T_6$  ainsi que  $T_{kd}$  sont des constantes de temps en radian et qui sont reliées aux éléments équivalents par:

$$\begin{aligned}
G_o &= \frac{L_{ad}}{R_F} & T_{kd} &= \frac{L_{D1l}}{R_{D1}} \\
T_1 &= \frac{L_{ad} + L_{Fl}}{R_F} & T_2 &= \frac{L_{ad} + L_{D1l}}{R_{D1}} \\
T_3 &= \frac{1}{R_{D1}} (L_{D1l} + \frac{L_{ad} L_{Fl}}{L_{ad} + L_{Fl}}) & T_4 &= \frac{1}{R_F} (L_{Fl} + \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}) \\
T_5 &= \frac{1}{R_{D1}} (L_{D1l} + \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}) & T_6 &= \frac{1}{R_{D1}} (L_{D1l} + \frac{L_{ad} L_{Fl} L_{al}}{L_{ad} L_{al} + L_{ad} L_{Fl} + L_{Fl} L_{al}})
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Les numérateurs et dénominateurs de  $L_d(s)$ ,  $G(s)$  et  $L_q(s)$  peuvent être factorisés de la sorte :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT_d')(1+sT_d'')}{(1+sT_{do})(1+sT_{do}'')} \tag{2.9}$$

$$G(s) = G_o \frac{(1+sT_{kd})}{(1+sT_{do})(1+sT_{do}'')} \tag{2.10}$$

$$L_q(s) = L_q \frac{1+sT_q''}{1+sT_{qo}''} \tag{2.11}$$

$T_d'$  et  $T_d''$ : constantes de temps standards transitoire et subtransitoire de l'axe -d, à stator en court-circuit.

$T_{do}'$  et  $T_{do}''$ : constantes de temps standards transitoire et subtransitoire de l'axe -d, à stator ouvert.

$T_q''$  et  $T_{qo}''$ : constantes de temps standards subtransitoires de l'axe -q, respectivement à stator en court-circuit et ouvert.

$T_{kd}$ : constante de temps de fuite de l'amortisseur de l'axe-d.

## 2.1.2 Paramètres standards

### 2.1.2.1 Paramètres standards classiques

Des équations (2.6) et (2.9), il est possible de déduire les expressions exactes de  $T_d^{'}, T_d^{''}, T_{do}^{'}$  et  $T_{do}^{''}$ .

Cependant, encore une fois par souci de simplification des expressions obtenues, la littérature [43] suggère certaines approximations:

En considérant  $R_F$  négligeable devant  $R_{D1}$ , il devient justifié de négliger  $T_2$  et  $T_3$  devant  $T_1$ . De la même façon  $T_5$  et  $T_6$  deviennent négligeables devant  $T_4$ . Physiquement, cela implique que durant le régime transitoire, la contribution du circuit amortisseur est négligeable.

Avec cette hypothèse simplificatrice, les approximations suivantes sont donc obtenues:

$$T_d^{\prime} \approx T_4 \quad T_d^{''} \approx T_6 \quad T_{do}^{\prime} \approx T_1 \quad T_{do}^{''} \approx T_3 \quad (2.12)$$

De plus, de (2.9) les inductances standards aux régimes permanent  $L_d$ , transitoire  $L_d^{'}$  et subtransitoire  $L_d^{''}$  s'écrivent :

$$L_d = \lim_{s \rightarrow 0} L_d(s) \quad (2.13)$$

Avec l'inducteur agissant seul en régime transitoire, l'expression de  $L_d^{'}$  se réduit à :

$$L_d^{\prime} = \lim_{s \rightarrow \infty} L_d(s) = L_d \frac{T_d^{\prime}}{T_{do}^{\prime}} \quad (2.14)$$

$$L_d^{''} = \lim_{s \rightarrow \infty} L_d(s) = L_d \frac{T_d^{\prime} T_d^{''}}{T_{do}^{\prime} T_{do}^{''}} \quad (2.15)$$

En utilisant les approximations (2.12) et les expressions de (2.8),  $L_d^{'}$  et  $L_d^{''}$  deviennent :

$$L_d^{\prime} = L_{al} + \frac{L_{ad} L_{Fl}}{L_{ad} + L_{Fl}} \quad (2.16)$$

$$L_d^{''} = L_{al} + \frac{L_{ad} L_{Fl} L_{D1l}}{L_{ad} L_{Fl} + L_{ad} L_{D1l} + L_{Fl} L_{D1l}} \quad (2.17)$$

Pour l'axe-q, aucune approximation n'est requise. Ainsi  $T_q''$ ,  $T_{qo}''$  et  $L_q''$  s'écrivent :

$$T_q'' = \frac{1}{R_{Q1}} (L_{Q1l} + \frac{L_{aq} L_{Q1l}}{L_{aq} + L_{Q1l}}) \quad (2.18)$$

$$T_{qo}'' = \frac{L_{aq} + L_{Q1l}}{R_{Q1}} \quad (2.19)$$

$$L_q'' = L_{Q1l} + \frac{L_{aq} L_{Q1l}}{L_{aq} + L_{Q1l}} \quad (2.20)$$

Il est important de rappeler que les formules des constantes de temps et inductances standards de l'axe -d, sont dérivées avec  $L_{FD1l}$  négligeable et ne sont valides que si la résistance de l'inducteur  $R_F$  est très petite par rapport à celle de l'amortisseur  $R_{D1}$ . Cette dernière condition n'est pas toujours remplie ce qui explique les écarts entre les valeurs mesurées et approximées de ces paramètres standards. Dans de telles situations, des formules exactes sont recommandées.

### 2.1.2.2 Paramètres standards plus exacts

Avec les équations (2.6) et (2.9) et toujours avec l'hypothèse de  $L_{FD1l}$  négligeable, des expressions plus exactes des constantes de temps standards peuvent être dérivées.

$$T_d' = T_4 + T_5 \quad T_d'' = \frac{T_4 T_6}{T_4 + T_5} \quad T_{do}' = T_1 + T_2 \quad T_{do}'' = \frac{T_1 T_3}{T_1 + T_2} \quad (2.21)$$

En revenant à l'hypothèse que le circuit inducteur agit seul en régime transitoire, des expressions conséquentes pour les inductances standards s'obtiennent comme suit:

$$L_d' = L_d \left( \frac{T_4 + T_5}{T_1 + T_2} \right) \quad L_d'' = L_d \left( \frac{T_4 T_6}{T_1 T_3} \right) \quad (2.22)$$

Les expressions présentées en haut concernent un modèle 2-1 avec inductance différentielle  $L_{FD1l}$  inexisteante (un seul amortisseur dans chaque axe). L'expérience a montré qu'en ce qui concerne les MPS, cette inductance a toujours une valeur négative non nulle. Pour en tenir compte dans le processus de détermination des paramètres standards, les méthodes de l'IEEE-1110 seront exposées dans la section suivante.

### 2.1.2.3 Paramètres standards selon la norme IEEE-1110

La norme IEEE-1110 propose deux alternatives pour la détermination pratique des paramètres standards à partir des paramètres opérationnels mesurés par la méthode SSFR.

La première approche proposée par [44] et [45] consiste à déterminer en premier les constantes de temps à partir des mesures. Avec les formules analytiques de l'annexe E de ladite norme, les éléments équivalents sont ensuite calculés. La deuxième approche suggérée par [46] et [47] suggère de déterminer les éléments équivalents directement des mesures SSFR. Via des solutions numériques ou des formules analytiques, les paramètres standards sont ensuite calculés.

Dans ce présent chapitre, la première approche ne sera utilisée que pour une détermination préliminaire des éléments équivalents. La seconde approche est adoptée pour leur dérivation finale. La norme IEEE-1110 suggère certaines méthodes numériques pour la détermination directe des éléments équivalents à partir des mesures SSFR. La présente recherche empreinte plutôt la piste de la solution proposée en [12]. En effet, il a été démontré que grâce au calcul symbolique de Matlab [48], les expressions des fonctions opérationnelles peuvent être dérivées facilement en fonction des éléments équivalents sans aucune approximation et ce peu importe l'ordre du modèle. Les valeurs de ces paramètres sont ensuite estimées numériquement de manière à réduire au minimum l'écart entre les fonctions opérationnelles estimées et celles mesurées. Avec un vecteur solution initial approprié, la méthode MLE remplit adéquatement cette fonction.

Les équations analytiques de l'annexe E de l'IEEE-1110 permettent ensuite le calcul des constantes de temps standards  $T_d^{'}, T_d^{''}, T_d^{'''}$  et  $T_q^{'}, T_q^{''}, T_q^{'''}$  à partir des éléments équivalents estimés. Cependant, dans l'axe-d pour deux branches et plus au rotor, ces équations ne sont qu'approximatives. Pour contourner cette lacune, cette thèse recourt à la factorisation numérique des numérateurs et dénominateurs des FT estimées via MLE. Avec cette approche, l'erreur commise sur le calcul des constantes de temps est insignifiante et ce, une fois de plus, peu importe l'ordre du modèle.

En ce qui concerne, les inductances (ou réactances) standards, la solution proposée dans [49] sera adoptée dans ce chapitre. Elle consiste à exprimer en modèle d'état les équations de la machine à l'arrêt. La décomposition en fractions partielles des inductances opérationnelles permet ensuite d'isoler les inductances standards des deux axes. Pour un modèle complexe comme le 3-3 (voir Figure 2.1), ce calcul conduit aux équations ci-dessous :

$$\frac{1}{L_d(s)} = \frac{1}{L_{ad} + L_{al}} + \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_{ad} + L_{al}} \right) \frac{sT_d'}{1+sT_d'} + \left( \frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d} \right) \frac{sT_d''}{1+sT_d''} + \left( \frac{1}{L_d'''} - \frac{1}{L_d''} \right) \frac{sT_d'''}{1+sT_d'''} \quad (2.23)$$

$$\frac{1}{L_q(s)} = \frac{1}{L_{aq} + L_{al}} + \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_{aq} + L_{al}} \right) \frac{sT_q'}{1+sT_q'} + \left( \frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q} \right) \frac{sT_q''}{1+sT_q''} + \left( \frac{1}{L_q'''} - \frac{1}{L_q''} \right) \frac{sT_q'''}{1+sT_q'''} \quad (2.24)$$

Ces éléments de théorie seront à la base de la démarche pratique de détermination des éléments équivalents, constantes de temps et inductances standards des machines étudiées dans ce chapitre.

## 2.2 Considérations pratiques et instrumentation

### 2.2.1 Prérequis pour l'essai SSFR

Pour la détermination des paramètres électriques des MPS avec la méthode SSFR, certains prérequis doivent être réalisés avant le début de l'opération de positionnement du rotor et de mesure des FT. Ainsi les points suivants doivent être respectés ou réalisés.

- a- S'assurer de la stabilité thermique des enroulements du stator et du rotor. Après un fonctionnement en charge, la machine doit être à l'arrêt pour au moins 48 heures si la rotation à vide pour refroidir rapidement la machine ne peut être conduite. Cette durée peut être revue à la hausse si la température du bobinage est encore plus élevée que celle de l'air ambiant. Durant les mesures, les courants d'air doivent être éliminés. Les chauffages d'appoint de déshumidification ou encore la ventilation forcée d'évacuation des gaz doivent être arrêtés.
- b- Enlever les flexibles de sortie des phases du stator. S'assurer que les branches parallèles d'une même phase sont connectées ensemble. Si cela n'est pas possible, ouvrir le sectionneur de l'alternateur, déconnecter le transformateur d'excitation et retirer les fusibles des transformateurs de mesure de tension.
- c- Retirer les balais en carbone ou déconnecter les barres principales du rotor de la sortie du pont à diodes dans le cas des alternateurs avec excitation à diodes tournantes.
- d- Ouvrir le sectionneur de neutre de l'alternateur. Cette décision doit être reconsidérée si en raison de l'amplificateur utilisé, une tension en mode commun est susceptible de se former sur les enroulements flottants du stator et/ou du rotor.

- e- S'assurer que le système d'injection d'huile dans les paliers est fonctionnel et que la rotation manuelle du rotor est possible.
- f- Brancher un acquiseur sur les capteurs de mesure de température RTD, logés dans les encoches du stator. Pendant les mesures SSFR, une acquisition automatique toutes les 15 minutes est recommandée.
- g- Avant de débuter les mesures, il est important de procéder d'abord au relevé des résistances des trois phases A, B et C et aussi de l'inducteur le plus près possible des connexions principales des pôles. Cette précaution permet de déceler dans le cas d'une machine neuve tout déséquilibre, entre les trois phases, causé par un serrage insuffisant des boulons des flexibles des branches parallèles ou de la barre de neutre. À la suite d'un cas vécu, la phase de  $Z_d(s)$  souffrait d'une grande dispersion aux basses fréquences. Les données étaient inexploitables pour le calcul de  $L_d(s)$ .

De plus, l'expérience a montré qu'il est important de s'assurer à l'avance de la disponibilité de la source triphasée requise pour l'alimentation de l'amplificateur. Par prudence, il est recommandé d'installer les instruments loin des armoires à fort rayonnement magnétique comme celui du cabinet du transformateur d'excitation ou radiofréquence comme celui des ponts à thyristors. De plus, la filerie du montage SSFR doit être séparée des câbles externes à fort transit de courant. Finalement les signaux SSFR de mesures à faible énergie doivent être éloignés des fils d'alimentation du stator venant de l'amplificateur.

## 2.2.2 Schéma de montage et spécifications des instruments

La réponse fréquentielle de l'alternateur est obtenue via un analyseur de réponse fréquentielle (ARF) et d'un amplificateur linéaire ajusté en mode courant. Ce dernier est connecté entre les phases A et B du stator et permet d'amplifier et de transformer le signal faible tension généré par l'ARF à un courant de quelques dizaines d'ampères dépendamment de sa puissance. L'ARF, en plus de générer la fréquence désirée entre 1mHz et 1kHz, permet également de mesurer via ses canaux d'entrée, les signaux de tension et de courant du stator et de l'inducteur. Des modules programmables d'isolation, de conditionnement et de filtrage sont utilisés pour isoler l'ARF des enroulements de l'alternateur et de s'adapter à sa plage optimale de mesure. Un programme Labview contrôle le balayage fréquentiel et ajuste le gain (ou atténuation) et le filtre des modules

de conditionnement au fur et à mesure de la progression du balayage. Via une interface graphique, l'opérateur spécifie les zones des balayages fréquentiels avec pour chaque zone, le nombre de cycles pour moyennage de la mesure, l'amplitude du signal de tension générée par l'ARF et finalement les réglages correspondants des conditionneurs. L'amplitude du signal de sortie de l'ARF est diminuée avec la fréquence afin de respecter la limite de puissance maximale de l'amplificateur. Au fur et à mesure de la progression du balayage, le programme enregistre et affiche les points mesurés sous forme de diagramme de bode. La Figure 2.2 montre l'instrumentation minimale requise pour la mesure des FT SSFR.

1- Un analyseur de réponse fréquentielle ayant de préférence les caractéristiques minimales suivantes :

- a- Un générateur de fréquence intégré couvrant la fenêtre de 1mHz à 1kHz avec une précision en fréquence supérieure à 0.05% dans cette plage.
  - b- Deux canaux d'entrée isolés. Il existe des modèles avec 4 canaux ce qui assure la mesure simultanée de deux FT. L'opérateur doit faire attention aux tensions différentielle et en mode commun maximales à ne pas dépasser sur ces entrées. La tension du mode commun est susceptible d'affecter négativement la précision de mesure de l'instrument.
  - c- Des précisions de mesure en gain et en phase supérieures respectivement à 0.02dB et 0.02° dans la plage de 1mHz-1kHz.
  - d- La possibilité de commande manuelle locale via le clavier alphanumérique et les différents boutons de réglage ou à distance via un réseau local et un ensemble de commandes préprogrammées.
- 2- Un amplificateur linéaire: Fonctionnement en mode courant avec capacité de régulation et de génération maximale de puissance jusqu'à au moins  $0.5\Omega$  d'impédance de charge.
- 3- Deux modules d'isolation, de conditionnement et de filtrage programmables. La réponse fréquentielle du module doit être prise en compte pour la correction des mesures SSFR.
- 4- Deux shunts de mesure de courant 50A/100mV et 5A/500mV. Les pinces ampèremétriques peuvent également être utilisées si leur erreur à pleine échelle est moins de 0.5% sur toute la plage de fréquence.

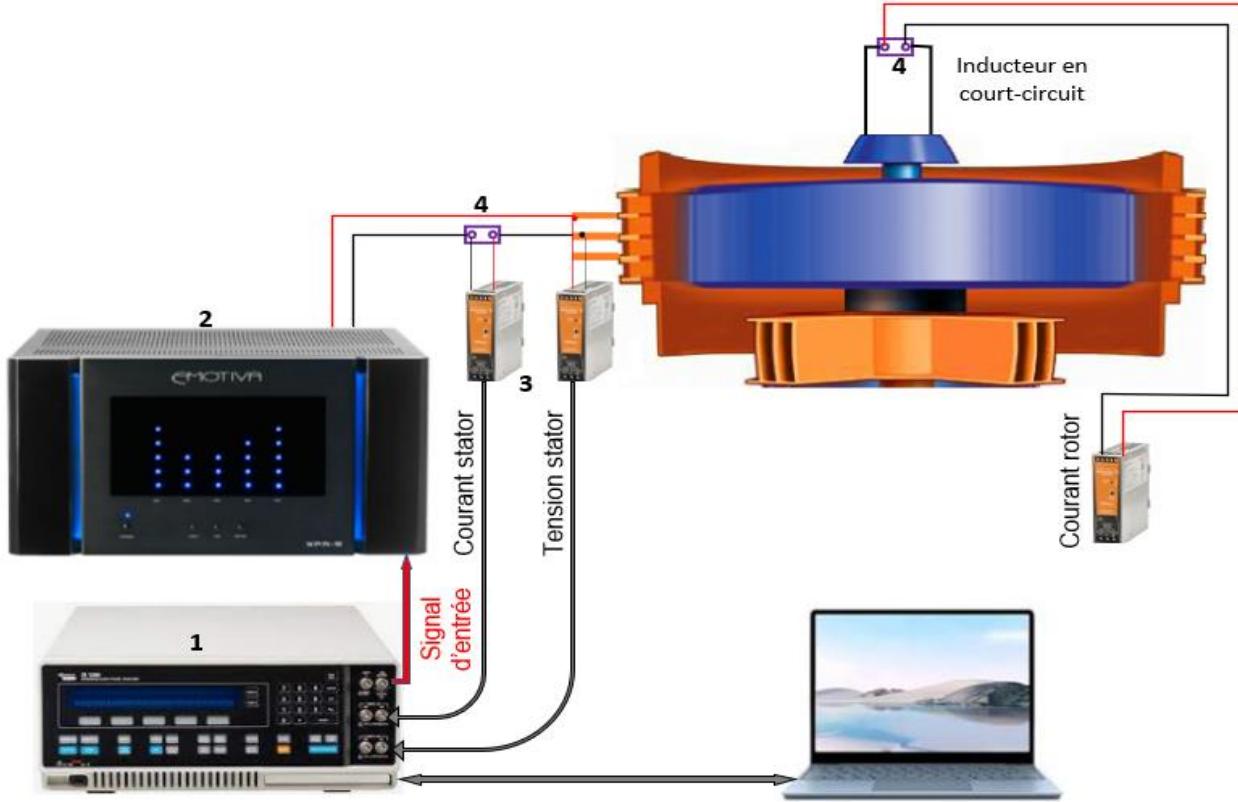


Figure 2.2 Instrumentation requise par les mesures SSFR

### 2.2.3 Positionnement selon les axes -d et -q

Les Figures 2.3 et 2.4 montrent les deux configurations suggérées par la norme IEEE-115 pour le positionnement selon les axes -d et -q. D'autres configurations sont aussi valides mais les pionniers de la mesure SSFR trouvent qu'il est plus facile de chercher un minimum qu'un maximum d'induction à l'inducteur. La démonstration ci-dessous montre la logique derrière le positionnement selon l'axe-d:

Avec le branchement réalisé, les courants des trois phases sont obtenus par :

$$\begin{cases} I_a = I_b = -I_s / 2 \\ I_c = I_s \end{cases} \quad (2.25)$$

Les composantes selon les axes -d et -q des courants du stator sont :

$$\begin{cases} I_d = 2 / 3 \cdot (I_a \cos(\theta) + I_b \cos(\theta - 2\pi / 3) + I_c \cos(\theta + 2\pi / 3)) \\ I_q = 2 / 3 \cdot (I_a \sin(\theta) + I_b \sin(\theta - 2\pi / 3) + I_c \sin(\theta + 2\pi / 3)) \end{cases} \quad (2.26)$$

$\theta$  est l'angle en radians entre l'axe magnétique des pôles du rotor et celui de la phase A.

$$\begin{cases} I_d = 2/3.((-I_s/2).\cos(\theta) + (-I_s/2).\cos(\theta - 2\pi/3) + I_s \cos(\theta + 2\pi/3)) \\ I_q = 2/3.((-I_s/2).\sin(\theta) + (-I_s/2).\sin(\theta - 2\pi/3) + I_s \sin(\theta + 2\pi/3)) \end{cases} \quad (2.27)$$

Cherchant un minimum d'induction à l'inducteur signifie que le rotor doit être tourné de manière à annuler le courant  $I_d$ . Cela est possible lorsque  $\theta = -\pi/6$ . En effet :

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{3} \left[ -\frac{I_s}{2} \cos(-\pi/6) - \frac{I_s}{2} \cos(-\pi + \pi/6) + I_s \cos(\pi/2) \right] \\ I_q = \frac{2}{3} \left[ -\frac{I_s}{2} \sin(-\pi/6) - \frac{I_s}{2} \sin(-\pi + \pi/6) + I_s \sin(\pi/2) \right] \\ I_d = 0 \\ I_q = \frac{2}{3} \left( \frac{I_s}{4} + \frac{I_s}{4} + I_s \right) = I_s \end{cases} \quad (2.28)$$

La configuration choisie pour le positionnement selon l'axe-d permet de profiter pleinement de la puissance de la source vue que  $I_q = I_s$ . L'angle  $\theta = -\pi/6$  sera gardé fixe et les mesures selon l'axe-d se feront en injectant entre les phases A et B avec la phase C couverte. Le champ magnétique produit doit être évidemment uniquement selon l'axe -d comme il est possible de le constater ci-dessous : Avec  $I_a = -I_s$ ,  $I_b = I_s$ ,  $I_c = 0$  et  $\theta = -\pi/6$

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{3} [-I_s \cos(-\pi/6) + I_s \cos(-\pi + \pi/6) + 0 \cos(\pi/2)] = \frac{-2I_s}{\sqrt{3}} \\ I_q = \frac{2}{3} [-I_s \sin(-\pi/6) + I_s \sin(-\pi + \pi/6) + 0 \sin(\pi/2)] = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

Une démonstration similaire peut être faite pour justifier la configuration adoptée lors du positionnement de l'axe -q.

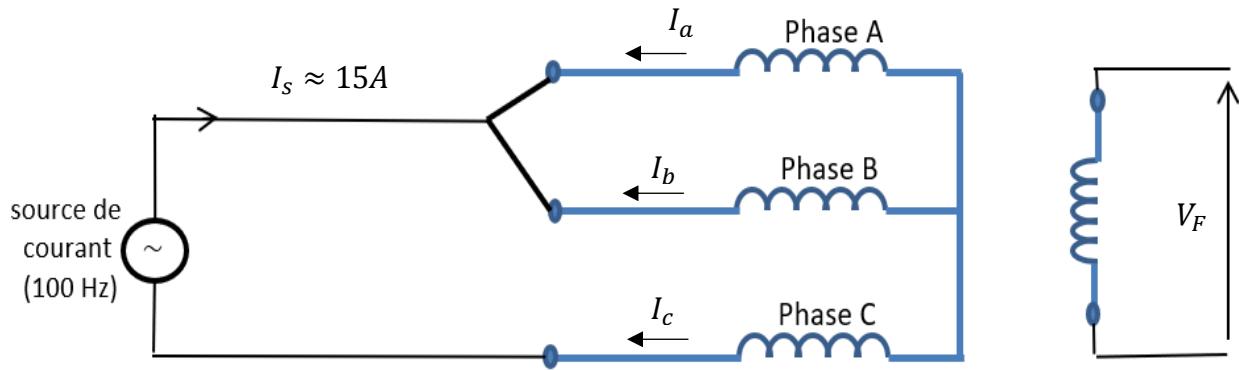


Figure 2.3 Positionnement selon l'axe -d

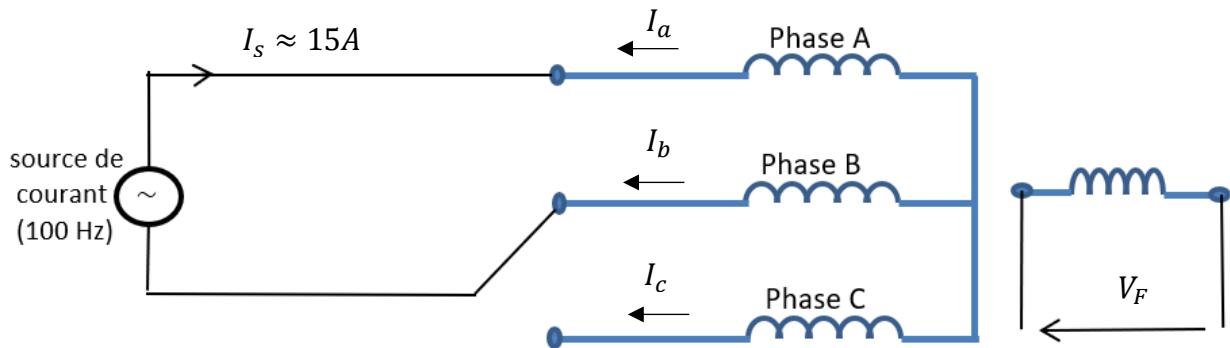


Figure 2.4 Positionnement selon l'axe -q

## 2.3 Mesures recueillies

### 2.3.1 Caractéristiques des machines étudiées

Les machines étudiées dans ce chapitre sont toutes des MPS à rotor laminé. À part la machine -3, le reste sont équipées d'un circuit amortisseur constitué par une grille à la surface de chaque pôle. La machine -4 a la particularité d'avoir ses grilles connectées ensemble. Les machines -1 et -4 font partie de nouveaux projets de centrales. De ce fait, elles ont également subi les essais classiques de CC3PhBV et  $T_{do}^{'}$ . Le Tableau 2.1 présente quelques caractéristiques de ces machines.

Tableau 2.1 Caractéristiques des machines étudiées

Mach.	Puissance MVA	Tension kV	Nb de pôles	Nb <sup>(1)</sup> En/p/p	$I_{FG}$ <sup>(2)</sup> (A)	$L_{al}$ p.u.	Observations
M-1	150	13.8	54	3.0	835	0.133	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs incontinus
M-2	57	13.8	96	1.7	428	0.28	- machine vieille - excitation diodes tournantes - amortisseurs incontinus
M-3	57	13.8	96	1.75	452	0.20	- machine vieille - excitation statique - amortisseurs inexistantes
M-4	55.6	13.8	84	1.6	628	0.27	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs continus

(1): Nombre d'encoches par pôle et par phase.

(2):  $I_{FG}$  est le courant d'excitation qui correspond à la tension nominale sur la droite d'entrefer

### 2.3.2 Fonctions mesurées

Pour la détermination des paramètres électriques de l'alternateur avec la méthode SSFR, la norme IEEE-115 recommande de mesurer les FT représentées au Tableau 2.2.

$v_{arm}(s)$  et  $i_{arm}(s)$  sont la tension et le courant entre les phases A et B en (V) et (A)

$v_F(s)$  et  $i_F(s)$  sont la tension et le courant d'excitation en (V) et (A)

$\Delta$  représente une faible variation autour d'un point d'équilibre initial

Pour le calcul des FT en p.u. le système de base réciproque de Rankin [50] est utilisé. Une variable mesurée est calculée en p.u. en divisant par sa valeur de base correspondante. Le rapport des nombres de tours inducteur/stator  $N_{aF}$  est utilisé pour transférer les variables mesurées du côté du rotor vers celui du stator. Les valeurs de base de ce système sont :

$$\omega_n = 2\pi 60 \quad \text{Pulsation nominale en radian/seconde}$$

$$V_{s-base} = \sqrt{2/3} U_{ll} \quad \text{Tension de base du stator en kV} \quad (U_{ll} \text{ est la tension ligne-ligne en kV})$$

$$Z_{s-base} = U_{ll}^2 / S_{s-base} \quad \text{Impédance de base du stator en } \Omega \quad (S_{s-base} \text{ est la puissance en MVA})$$

$$L_{s-base} = Z_{s-base} / \omega_n \quad \text{Inductance de base du stator en H}$$

$$I_{s-base} = V_{s-base} / Z_{s-base} \quad \text{Courant de base du stator en kA}$$

$$I_{F-base} = I_{FG} (L_{du} - L_{al}) \quad \text{Courant de base du rotor en A (} L_{du} \text{ et } L_{al} \text{ sont en p.u. et } I_{FG} \text{ en A)}$$

$$Z_{F-base} = S_{s-base} \times 10^6 / I_{F-base}^2 \quad \text{Impédance de base de l'inducteur en } \Omega$$

$$V_{F-base} = Z_{F-base} I_{F-base} \quad \text{Tension de base de l'excitation en V}$$

$$N_{aF} = \frac{3}{2} I_{s-base} \times 10^3 / I_{F-base} \quad \text{Rapport théorique du nombre de tours inducteur sur stator}$$

Tableau 2.2 Branchements et FT SSFR requises par l'IEEE-115

Branchements	F.T. mesurée	Relations
	Impédance opérationnelle de l'axe-d $Z_d(s) = \frac{\Delta v_d(s)}{\Delta i_d(s)}  _{\Delta v_F=0}$ $Z_d(s) = \frac{1}{2} \frac{\Delta v_{arm}(s)}{\Delta i_{arm}(s)} = R_a + sL_d(s)$	
	Impédance opérationnelle de l'axe-q $Z_q(s) = \frac{\Delta v_q(s)}{\Delta i_q(s)}  _{\Delta v_F=0}$ $Z_q(s) = \frac{1}{2} \frac{\Delta v_{arm}(s)}{\Delta i_{arm}(s)} = R_a + sL_q(s)$	
	Fonction de transfert inducteur à stator $sG(s) = -\frac{\Delta i_F(s)}{\Delta i_d(s)}  _{\Delta v_F=0}$ $\frac{\Delta i_F(s)}{\Delta i_d(s)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Delta i_F(s)}{\Delta i_{arm}(s)}$	
	Impédance de transfert inducteur à stator $Z_{afo}(s) = -\frac{\Delta v_F(s)}{\Delta i_d(s)}  _{\Delta i_F=0}$ $\frac{\Delta v_F(s)}{\Delta i_d(s)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Delta v_F(s)}{\Delta i_{arm}(s)}$	

Pour des mesures optimales, le Tableau 2.3 et 2.4 présentent pour les machines -1 et -3, les configurations de l'ARF ainsi que les durées des balayages. Le cas de la machine -1 est représentatif

de dizaines d'expériences SSFR conduites sur des MPS chez HQ. Il est important de remarquer les points suivants :

- L'expérience montre que 10 points par décade sont suffisants pour une résolution adéquate de la signature fréquentielle de toutes les FT. C'est également la valeur recommandée par la norme IEEE-115. Malgré la prolongation de la durée d'environ 2 heures, 40 points sont devenus la coutume dans la plage 1mHz-1Hz à HQ. Ce choix a pour but de profiter du balayage fréquentiel nocturne pour enregistrer le maximum de points possibles. Cette relative abondance de points augmente la confiance dans la qualité des données mesurées. En dehors de la plage des basses fréquences, le balayage est rapide ce qui laisse à l'opérateur la latitude d'opter pour le nombre de points de son choix.
- L'expérience montre que lorsque les précautions d'immunisation contre le bruit sont efficaces, 3 cycles pour chaque point conduisent à une signature fréquentielle similaire à celle obtenue avec 5 cycles. Dans la plage 1mHz -1Hz, pour une mesure de 40 points à 3 cycles, le gain en temps est d'environ 5 heures en passant de 11h:30 à 6h:30.
- Il n'est pas du tout requis de débuter la mesure de  $Z_{afo}(s)$  à 1mHz. Ce constat peut être généralisé à toutes les MPS de grande puissance. La fréquence de début recommandée est de 10mHz ce qui baisse la durée de 11h:30min à seulement 1h:35min.
- Il sera vu plus tard qu'il est très important de garder le courant d'alimentation du stator constant sur au moins la plage 1mHz-5Hz. La valeur de ce courant doit être la même pendant la mesure des trois FT de l'axe -d. L'amplificateur de 5kW utilisé est incapable de réguler son courant lorsque son impédance de charge est supérieure à environ  $0.5\Omega$ . Pour des machines ayant une puissance en bas de 80MVA et une forte inductance de fuite  $X_{al}$  ( $X_{al} > 0.20$ p.u.) cette valeur limite de  $0.5\Omega$  risque de se situer à peine à un peu plus que 5Hz. Le découpage fréquentiel tient compte de cette contrainte pour profiter de la régulation en courant de l'amplificateur pour au moins les mesures en bas de 5Hz.

Tableau 2.3 Configuration de l'ARF et découpage fréquentiel pour la machine -1

Fonctions mesurées	Courant de l'ampli. (Arms)	Plage de fréquence	Nbre de points	Nb de cycles par point	Durée
$Z_d(s)$	22.8	1mHz à 1Hz	40	5	11h:30min
	"	1Hz à 20Hz	40	10	< 2min
	15.8	20Hz à 140Hz	20	"	"
	7.9 à 5.9	140Hz à 500Hz	20	"	"
	2.9 à 1.9	500Hz à 1000Hz	40	"	"
$sG(s)$	22.8	2mHz à 1Hz	40	5	06h:25min
	"	1Hz à 20Hz	40	10	< 2min
	15.8	20Hz à 140Hz	20	"	"
	7.9 à 5.9	140Hz à 500Hz	20	"	"
	2.9 à 1.9	500Hz à 1000Hz	40	"	"
$Z_{afo}(s)$	22.8	10mHz à 50mHz	12	5	01h:35min
	"	50mHz à 1Hz	20	5	15min
	"	1Hz à 20Hz	40	10	< 2min
	15.6 à 14.9	20Hz à 140Hz	20	"	"
	7.5 à 4.4	140Hz à 500Hz	20	"	"
	2.2 à 1.4	500Hz à 1000Hz	40	"	"
$Z_q(s)$	22.8	1mHz à 50mHz	25	5	12h:00min
	"	50mHz à 1Hz	20	5	15min
	"	1Hz à 20Hz	40	10	< 2min
	19.4 à 18.9	20Hz à 140Hz	20	"	"
	11.4 à 6.9	140Hz à 500Hz	20	"	"
	2.4 à 1.5	500Hz à 1000Hz	40	"	"

La résistance du rotor relativement élevée et l'absence d'amortisseur pour la machine -3 influencent beaucoup le temps de début et donc la durée des balayages. La réduction est substantielle pour la mesure de  $Z_{afo}(s)$  et  $Z_q(s)$ .

Tableau 2.4 Configuration de l'ARF et découpage fréquentiel pour la machine -3

Fonctions mesurées	Courant de l'ampli. (Arms)	Plage de fréquence	Nbre de points	Nb de cycles par point	Durée
$Z_d(s)$	22.8	3mHz à 50mHz	20	5	4h:25min
	"	50mHz à 1Hz	20	5	15min
	"	1Hz à 10Hz	20	10	< 2min
	22.8 à 7.98	10Hz à 20Hz	20	"	"
	8.0 à 6.7	20Hz à 140Hz	20	"	"
$sG(s)$	22.8	3mHz à 50mHz	20	5	04h:25min
	"	50mHz à 1Hz	20	5	15min
	"	1Hz à 10Hz	20	10	< 2min
	15.8	10Hz à 20Hz	20	"	"
	8.0 à 6.6	20Hz à 140Hz	20	"	"
$Z_{afo}(s)$	22.8	100mHz à 1Hz	15	5	5min
	11.2 à 11.9	1Hz à 10Hz	20	10	< 2min
	7.9 à 9.3	10Hz à 20Hz	20	10	"
	4.6 à 6.7	20Hz à 140Hz	20	"	"
$Z_q(s)$	22.3	100mHz à 1Hz	15	5	7min
	11.2 à 13.4	1Hz à 20Hz	40	10	< 2min
	7.1 à 12.3	20Hz à 140Hz	20	"	"

## 2.4 Détermination des paramètres équivalents

### 2.4.1 Asymptotes à l'origine

#### Résistance du stator

Comme décrit dans le texte de la norme IEEE-115, la résistance de l'enroulement du stator est obtenue directement de l'asymptote à l'origine de  $Z_d(s)$  ou de  $Z_q(s)$ . Bien que cette résistance soit directement mesurée avec un pont de Kelvin ou un micro-ohmmètre numérique, sa détermination via les mesures SSFR augmente la confiance dans la précision des données recueillies.

$$R_{ai}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} \{ Réel [Z_i(s)] \} \text{ avec } i=d \text{ ou } q \quad (2.30)$$

Pour les quatre machines étudiées, le Tableau 2.5 résume les résistances du stator obtenues selon les axes -d et -q. Quand la fréquence de début est aussi basse que 1mHz, la précision sur la détermination de la résistance du stator est jugée satisfaisante, car inférieure à 1%. La fiabilité et répétabilité des mesures basses fréquences sont démontrées par l'écart négligeable entre les valeurs mesurées selon les axes -d et -q.

Tableau 2.5 Précision de la résistance du stator déterminée par les mesures SSFR

Axe		Fréquence de début et température du stator	Résistance SSFR en (mΩ)	Correction de la résistance à 25°C en (mΩ)	Déviation par rapport à la valeur du pont de Kelvin en (%)
M-1	-d	1mHz et 19.0°C	3.324	3.403	-0.1
	-q	1mHz et 19.3°C	3.327	3.401	-0.2
M-2	-d	2mHz et 20.0°C	10.568	10.776	1.8
	-q	2mHz et 19.5°C	10.553	10.779	1.9
M-3	-d	3mHz et 23.5°C	14.144	14.227	-0.8
	-q	3mHz et 25.0°C	14.398	14.398	0.4
M-4	-d	1mHz et 10.5°C	13.704	14.515	0.7
	-q	1mHz et 10.7°C	13.716	14.518	0.7

### Inductance opérationnelle à l'origine

L'inductance opérationnelle selon l'axe -d ou -q ( $L_{d,q}(s)$ ) est obtenue à partir de l'impédance d'entrée mesurée dans cet axe ( $Z_{d,q}(s)$ ):

$$L_i(s) = (Z_i(s) - R_a) / s \text{ avec } i=d \text{ ou } q \quad (2.31)$$

Les valeurs à l'origine  $L_i(s)$  pour les quatre machines et selon les deux axes sont présentées au

Tableau 2.6. À cause de la non-linéarité du fer quand faiblement magnétisé [9], la valeur de  $L_d(0)$  est significativement plus basse que la valeur linéaire non saturée  $L_{du}$ . Cette dernière est calculée via la droite de court-circuit et la CSV.

Dans l'axe -q, compte tenu de l'incertitude associée à la valeur du manufacturier de  $\pm 10\%$ ,  $L_q(0)$  mesurée gravite autour de cette valeur de conception. Les lignes de flux, selon l'axe -q, peuvent être considérées circulant majoritairement dans l'air car elles ne semblent pas assujetties à la non-linéarité du fer. La valeur de  $L_q(0)$  est donc une mesure fiable et crédible de  $L_{qu}$ .

### Rapport de transformation inducteur/stator

De l'asymptote à l'origine de  $Z_{afo}(s)$  et de  $L_d(s)$ , le rapport de transformation entre l'inducteur et le stator est obtenue par:

$$N_{aF} = \frac{1}{s[L_d(0) - L_{al}]} \underset{s \rightarrow 0}{\lim} Z_{afo}(s) \quad (2.32)$$

Pour les quatre machines, les valeurs obtenues pour  $N_{aF}$  sont rapportées au Tableau 2.6. La valeur mesurée est de 6% à 9.5% inférieure à la valeur théorique. Comme  $L_d(0)$ ,  $N_{aF}$  est influencée par la non-linéarité du fer lorsque faiblement excité. En effet, lors de la mesure de  $Z_{afo}(s)$ , le courant injecté au stator influence sa valeur mesurée aux basses fréquences. Le calcul de  $N_{aF}$  impliquant également la valeur de  $L_d(0)$ , il est donc important d'injecter le même courant au stator lors des mesures basses fréquences de  $Z_d(s)$  et  $Z_{afo}(s)$ . Le  $N_{aF}$  ainsi calculé, bien qu'en dessous de la valeur théorique linéaire, est commun et consistent avec l'ensemble des mesures de l'axe -d. La détermination précise de la résistance de l'inducteur en est une parfaite démonstration.

### Résistance de l'inducteur

À partir des valeurs de  $N_{aF}$ , de  $L_d(0)$  et de l'asymptote à l'origine de  $sG(s)$ , la résistance de l'inducteur est calculée. Encore une fois, cette résistance est aisément mesurée avec un pont de Kelvin. Cependant sa détermination via les mesures SSFR augmente la confiance dans la précision et la cohérence des données de  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $Z_{afo}(s)$ .

$$R_F = \frac{s[L_d(0) - L_{al}]}{\frac{2}{3} N_{aF} \underset{s \rightarrow 0}{\lim} [sG(s)]} \quad (2.33)$$

Dans l'équation précédente,  $L_d(0) - L_{al}$  est en mH et  $sG(s)$  en A/A, de manière à obtenir la valeur de  $R_F$  en mΩ. Cette valeur calculée du côté du stator doit être rapportée du côté du rotor afin de retrancher la valeur de 100mΩ du shunt de mesure du courant d'excitation. Il est aussi important de retrancher la valeur de la résistance de contact des balais si le court-circuit de l'inducteur ne peut se réaliser qu'en aval du compartiment collecteur. Cette valeur modifiée peut être ensuite ramenée à 25°C puis comparée à la valeur obtenue par le pont de Kelvin. L'équation ci-dessous permet de transférer la valeur de  $R_F$  en mΩ du côté du stator vers son équivalente  $R_{F-r}$  en mΩ du côté du rotor.

$$R_{F-r} = \frac{2}{3} R_F N_{aF}^2 \quad (2.34)$$

Pour les quatre machines, les valeurs obtenues pour  $R_{F-r}$  après élimination de la valeur du shunt de courant et correction à 25°C sont présentées au Tableau 2.6. L'écart par rapport à la valeur du pont de Kelvin est également mentionné. Comme pour la résistance du stator, quand la fréquence de début est aussi basse que 1mHz, la précision sur la détermination de la résistance de l'inducteur est jugée bonne car en bas de 1%. Pour la machine -2, l'effet de variation significative de la température aux basses fréquences (sera vu plus loin sur la phase mesurée de  $L_d(s)$ ) explique l'écart de 2.7% qui reste somme toute acceptable.

Tableau 2.6 Détermination et précision de la résistance de l'inducteur par les mesures SSFR

Machine	$L_d(0)$ (p.u.)	$L_q(0)$ (p.u.)	$N_{aF}$ et écart par rapport à la valeur théorique	$R_{F-r}$ en mΩ et écart par rapport à la valeur du pont de Kelvin
M-1	0.717 (-18.5%)	0.636 (-7.8%)	19.32 (-9.3%)	143.2 (0.9%)
M-2	1.070 (-13.7%)	0.809 (1.1%)	11.39 (-7.5%)	150.9 (2.7%)
M-3	1.047 (-14.6%)	0.796 (-0.5%)	10.25 (-6.0%)	184.7 (1.2%)
M-4	1.028 (-13.6%)	0.865 (4.2%)	7.86 (-8.0%)	144.5 (0.8%)

## 2.4.2 Identification préliminaire des éléments équivalents

À partir des FT SSFR, une première détermination des éléments équivalents du modèle de la MPS est requise. Ce vecteur solution préliminaire sert à initialiser la méthode MLE, utilisée pour la détermination finale des éléments équivalents.

La stratégie pour l'initialisation recourt à l'approche-1, suggérée par l'IEEE-1110 et qui consiste à relever d'abord les constantes de temps SSFR des FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  puis de calculer ensuite les valeurs des éléments équivalents. Ces derniers sont obtenus avec les formules de l'annexe E de ladite norme.

Pour déterminer les constantes de temps qui s'ajustent le mieux à  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ , la technique adoptée et celle proposée par [51] pour la réduction de l'erreur entre un rapport de polynômes  $N(s)/D(s)$  et la réponse fréquentielle  $F(s)$  d'un système linéaire. Pour un modèle à bande passante limitée tel que le modèle 2-2, les constantes de temps à chercher sont  $T_1, T_2, T_3, T_4$  et  $T_5$  dans l'axe-d et  $T_{q1}, T_{q2}, T_{q3}$  et  $T_{q4}$  dans l'axe-q. Les constantes de temps à déterminer sont  $T_1$  à  $T_8$  et  $T_{q1}$  à  $T_{q6}$  pour un modèle large bande comme celui de la Figure 2.1. Les constantes de temps en radian sont liées à  $L_d(s), sG(s)$  et  $L_q(s)$  par :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT_1)(1+sT_2)}{(1+sT_3)(1+sT_4)} \quad L_d(s) = L_d \frac{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)}{(1+sT_4)(1+sT_5)(1+sT_6)} \quad (2.35)$$

$$G(s) = G_o \frac{(1+sT_5)}{(1+sT_3)(1+sT_4)} \quad G(s) = G_o \frac{(1+sT_7)(1+sT_8)}{(1+sT_4)(1+sT_5)(1+sT_6)} \quad (2.36)$$

$$L_q(s) = L_q \frac{(1+sT_{q1})(1+sT_{q2})}{(1+sT_{q3})(1+sT_{q4})} \quad L_q(s) = L_q \frac{(1+sT_{q1})(1+sT_{q2})(1+sT_{q3})}{(1+sT_{q4})(1+sT_{q5})(1+sT_{q6})} \quad (2.37)$$

Pour les modèles 2-2 et 3-3, le Tableau 2.7 et 2.8 présentent les constantes de temps de l'axe -d tandis que le Tableau 2.9 et 2.10 présentent celles de l'axe-q. La machine -3, ne disposant pas de circuit amortisseur, n'est pas concernée par cette analyse préliminaire. Un ajustement jugé satisfaisant doit respecter simultanément l'amplitude et la phase des FT  $L_d(s), sG(s)$  pour l'axe-d et de  $L_q(s)$  pour l'axe-q. Pour un ordre donné, l'ajustement aux FT vise à couvrir la plus large bande de fréquence possible à partir de la basse fréquence. Le modèle dérivé a donc une bande de fréquence caractéristique qui restreint son utilisation en dedans de cette bande.

Un ordre -2 ou encore un seul amortisseur dans l'axe-d, conduit à un modèle à bande passante limitée ne dépassant pas 4Hz. Cependant, cette bande est suffisante, car elle englobe les plateaux définissant les régimes transitoire et subtransitoire. Un ordre -3 ou encore deux amortisseurs arrive

à peine à étendre cette bande à 40Hz pour la machine -4 et à seulement 20Hz pour la machine -2. À prime à bord, cette complexification du modèle n'apporte qu'un avantage limité et ce pour les trois machines. Il est toutefois intéressant de voir au prochain paragraphe si cette constatation est encore valide avec la détermination finale des éléments du modèle.

Tableau 2.7 Constantes de temps SSFR dans l'axe -d pour l'ordre -2

Machine	Bandé	$T_1$ (s)	$T_2$ (s)	$T_3$ (s)	$T_4$ (s)	$T_5$ (s)
M-1	DC-3.0Hz	0.095663	1.204659	0.100512	2.960620	0.094687
M-2	DC-4.0Hz	0.039069	1.768445	0.049469	3.697490	0.03419
M-3	--	--	--	--	--	--
M-4	DC-3.5Hz	0.0644703	0.888900	0.0721347	1.778360	0.0678195

Tableau 2.8 Constantes de temps SSFR dans l'axe -d pour l'ordre -3

(s)	M-1	M-2	M-3	M-4
	DC-30Hz	DC-20Hz	---	DC-40Hz
$T_1$	0.00727206	0.00899752	---	0.00403830
$T_2$	0.131237	0.0415401	---	0.0694974
$T_3$	1.178923	1.751983	---	0.867615
$T_4$	0.00766057	0.00946553	---	0.00427347
$T_5$	0.138905	0.0516835	---	0.0773215
$T_6$	2.876507	3.662849	---	1.734370
$T_7$	0.00779401	0.0109827	---	0.00438118
$T_8$	0.128287	0.0318577	---	0.0681866

Dans l'axe-q, une structure d'ordre -2 (deux amortisseurs) conduit à un ajustement valable sur une bande allant jusqu'à 35Hz pour les machines -2 et -4. L'ajustement est pénible pour la machine -1 et ne dépasse guère 0.5Hz. Curieusement cet intervalle se rétrécit davantage à seulement 0.2Hz en ajoutant un 3<sup>ème</sup> amortisseur. Le 3<sup>ème</sup> ordre permet un bon ajustement jusqu'à 45Hz et 58Hz respectivement pour les machines -2 et -4. Toutefois, un bon ajustement n'est pas suffisant en soi. À titre d'exemple, la signature fréquentielle de la machine -2 présente une anomalie frappante. Le plateau attendu dans la région subtransitoire est absent. Cette constatation applicable à la machine

-1 aussi, laisse perplexe quant à la valeur qu'il faut attribuer à  $X_q''$  et sa constante de temps associée  $T_q''$ . Avec une telle situation, il est évident que la détermination finale des éléments équivalents n'est pertinente que pour la machine -4.

Tableau 2.9 Constantes de temps SSFR dans l'axe -q pour l'ordre -2

Machine	Bandé	$T_{q1}$ (s)	$T_{q2}$ (s)	$T_{q3}$ (s)	$T_{q4}$ (s)
M-1	DC-0.5Hz	0.154399	24.298324	0.193897	26.580439
M-2	DC-35Hz	0.00295943	0.0347044	0.00412157	0.0417948
M-3	--	--	--	--	--
M-4	DC-35Hz	0.00463059	0.0726096	0.00490328	0.130511

Tableau 2.10 Constantes de temps SSFR dans l'axe -q pour l'ordre -3

	Bandé	$T_{q1}$ (s)	$T_{q2}$ (s)	$T_{q3}$ (s)	$T_{q4}$ (s)	$T_{q5}$ (s)	$T_{q6}$ (s)
M1	0.2Hz	x	x	x	x	x	x
M2	45Hz	0.00143241	0.00880393	0.0488425	0.0020299	0.0101303	0.0563674
M3	--	--	--	--	--	--	--
M4	58Hz	0.00247458	0.0677589	0.292692	0.0026628	0.117957	0.306819

Les Tableau 2.11 et 2.12 présentent, pour les ordres -2 et -3 respectivement, les éléments équivalents préliminaires déterminés à partir des constantes de temps de l'axe -d. Il faut se rappeler que les valeurs indiquées ne sont valides que dans l'intervalle de fréquence qui a été utilisé pour leur détermination. Cela n'empêche que certains paramètres, pris individuellement, sont bons bien au-delà de cet intervalle de fréquence. Aussi, les équations de l'annexe E de la norme IEEE-1110 sont approximatives et conduisent à une seule solution pour l'ordre -3 alors qu'en vérité plusieurs solutions sont possibles [52]. Il faut noter aussi, les valeurs élevées qui concernent le 2<sup>ème</sup> amortisseur et les valeurs négatives des inductances différentielles  $L_{FD1l}$  et  $L_{FD2l}$ . Ces deux derniers points seront discutés à la suite de la détermination finale des éléments équivalents.

On remarque qu'à ce stade de détermination préliminaire,  $L_d(0)$  et  $R_F$  font partie du processus de recherche. Avec ces degrés de liberté additionnels, la méthode numérique d'ajustement retourne

un meilleur résultat. Les valeurs déterminées auparavant, à partir de l'asymptote à l'origine, sont plus précises et seront utilisées lors de la détermination finale des éléments équivalents.

Tableau 2.11 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -d pour l'ordre -2

Machine	Bandé	$L_d(0)$ (p.u.)	$R_F$ (p.u.)	$R_{D1}$ (p.u.)	$L_{Fl}$ (p.u.)	$L_{D1l}$ (p.u.)	$L_{FD1l}$ (p.u.)
M-1	DC-3.2Hz	0.717	7.23061e-4	0.079915	0.295303	2.852641	-0.0752890
M-2	DC-3.4Hz	1.096	8.45789e-4	0.047277	0.455324	0.609400	-0.100294
M-3	--	--	--	--	--	--	--
M-4	DC-3.5Hz	1.025	1.66201e-3	0.154522	0.707427	3.950729	-0.349829

Tableau 2.12 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -d pour l'ordre -3

(p.u.)	M-1	M-2	M-3	M-4
$L_d(0)$	0.723	1.096	---	1.030
$R_F$	7.624556e-04	8.592435e-04	---	0.00173863
$R_{D1}$	0.0418403	0.0352719	---	0.0775891
$R_{D2}$	13.231598	6.057954	---	18.428158
$L_{Fl}$	1.118011	1.760328	---	1.479035
$L_{D1l}$	2.023534	0.423619	---	1.994484
$L_{D2l}$	38.878046	25.082244	---	30.437187
$L_{FD1l}$	-0.0511151	-0.0205981	---	-0.157596
$L_{FD2l}$	-0.836865	-1.382596	---	-0.952198

Les Tableau 2.13 et 2.14 présentent pour l'axe-q, les éléments équivalents déterminés à partir des constantes de temps du même axe et ce pour les ordres -2 et -3. Comme il a été mentionné auparavant, l'ordre -3 n'apporte aucune amélioration, minime soit-elle, à l'ajustement de la machine -1.

Tableau 2.13 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -q pour l'ordre -2

Machine	Bandé	$L_q(0)$ (p.u.)	$R_{Q1}$ (p.u.)	$R_{Q2}$ (p.u.)	$L_{Q1l}$ (p.u.)	$L_{Q2l}$ (p.u.)
M-1	DC-0.5Hz	0.698737	0.0268727	5.337474e-04	2.407368e+02	0.0289764
M-2	DC-35Hz	0.807677	0.141587	0.509765	0.112659	5.990955
M-3	--	--	--	--	--	--
M-4	DC-35Hz	0.865626	0.0191214	0.823776	0.0307081	14.474890

Tableau 2.14 Détermination préliminaire des éléments équivalents de l'axe -q pour l'ordre -3

	$L_q(0)$ (p.u.)	$R_{Q1}$ (p.u.)	$R_{Q2}$ (p.u.)	$R_{Q3}$ (p.u.)	$L_{Q1l}$ (p.u.)	$L_{Q2l}$ (p.u.)	$L_{Q3l}$ (p.u.)
M-1	x	x	x	x	x	x	x
M-2	0.809428	0.136290	0.606022	0.769753	2.320189	1.831508	0.263467
M-3	--	--	--	--	--	--	--
M-4	0.874245	0.0202530	0.124321	1.224101	0.332933	13.510639	1.025916

À ce stade-ci, il est assez ardu de se prononcer sur la précision des éléments équivalents des deux axes. Il est important d'attendre leur détermination finale et de les convertir ensuite en paramètres standards pour pouvoir se comparer avec les résultats issus des essais classiques de l'IEEE-115 ou au minimum les valeurs du manufacturier.

### 2.4.3 Identification finale des éléments équivalents

Théoriquement, le modèle 2-1 est la structure la plus adaptée pour l'analyse des MPS étudiées dans cette thèse. D'autres machines MPS, tournant à grande vitesse comme les compensateurs synchrones, requièrent une structure de type 2-2 voire plus. De plus, comme vu précédemment, pour des études impliquant un spectre fréquentiel au-delà d'une dizaine de Hz, il est toujours requis de passer à un modèle supérieur à 2-1. Pour ces cas plus complexes, le recours à une technique robuste pour la détermination des éléments équivalents est encore plus justifié. La technique statistique MLE permet de réussir un ajustement adéquat aux FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  pour l'axe-d ou  $L_q(s)$  pour l'axe-q. Plus l'ordre du modèle est élevé, plus le vecteur solution de départ devient

pertinent. En effet, l'expérience a montré que si ce dernier est mal calculé, la technique MLE peut ne pas converger voire tendre vers un minimum local conduisant à des éléments équivalents incohérents.

Les paramètres  $L_{aq}$ ,  $L_{ad}$  et  $R_F$  sont déjà déterminés à l'étape de l'analyse préliminaire à partir des asymptotes à l'origine de  $L_q(s)$ ,  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $Z_{afo}(s)$ . En absence d'un essai pour mesurer l'inductance de fuite du stator  $L_{al}$ , la valeur du manufacturier est retenue pour cette dernière. Pour une structure 2-1, les paramètres qui restent à déterminer sont  $R_{D1}$ ,  $L_{D1l}$ ,  $L_{Fl}$  et  $L_{FDl}$  pour l'axe -d et  $R_{Q1}$ ,  $L_{Q1l}$  pour l'axe -q. Théoriquement, dans les deux axes, la solution obtenue est unique. En effet, avec les cinq constantes de temps ( $T_1$  à  $T_5$ ), décrivant les signatures fréquentielles de  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ , les quatre inconnus de l'axe -d peuvent être facilement déterminés. Toutefois, avec  $R_F$  connue, le système à 5 connus et 4 inconnus est surdimensionné. La solution est donc obtenue dans le sens de la réduction de l'erreur entre les réponses mesurées des deux FT et celles du modèle estimé. Cela ne pose pas vraiment problème étant donné que pour toute technique d'ajustement, une infinité de solutions sont possibles dépendamment de l'intervalle d'analyse, de la consistance des données, du jugement de l'analyste...

Les FT modèles à ajuster à leurs équivalentes mesurées sont des expressions mathématiques en fonction des éléments inconnus et de la fréquence:  $L_q(\eta_q, s)$ ,  $L_d(\eta_d, s)$  et  $sG(\eta_d, s)$  avec  $\eta_q$  et  $\eta_d$  sont les vecteurs des éléments inconnus à trouver par ajustement :

$$\eta_q = [R_{Q1} \ L_{Q1l}] \quad \text{et} \quad \eta_d = [R_{D1} \ L_{D1l} \ L_{Fl} \ L_{FDl}]$$

Ces vecteurs deviennent pour un modèle 3-3 :

$$\eta_q = [R_{Q1} \ L_{Q1l} \ R_{Q2} \ L_{Q2l} \ R_{Q3} \ L_{Q3l}] \quad \text{et} \quad \eta_d = [R_{D1} \ L_{D1l} \ R_{D2} \ L_{D2l} \ L_{Fl} \ L_{FD1l} \ L_{FD2l}]$$

Le module de calcul symbolique de Matlab permet d'obtenir ces FT modèles estimées et ce peu importe l'ordre du modèle. De plus, aucune approximation n'est requise dans la formulation des expressions des FT en fonction des éléments équivalents et de la fréquence  $s$ .

La méthode MLE partant avec les valeurs initiales, ajuste les éléments de manière à minimiser la fonction  $V(\eta_i)$  [17] :

$$V(\eta_i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [e_i^T(k, \eta_i) R^{-1}(k, \eta_i) e_i(k, \eta_i)] + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log \det(R(k, \eta_i)) \quad \text{avec } i=d \text{ ou } q \quad (2.38)$$

$N$  est le nombre de points mesurés.

L'erreur résiduelle dans l'axe-d,  $e_d$  et sa matrice de covariance  $R_d$  sont données par:

$$e_d = \begin{vmatrix} |L_d(s)| - |\hat{L}_d(s)| \\ \angle(L_d(s)) - \angle(\hat{L}_d(s)) \\ |sG(s)| - |\hat{sG}(s)| \\ \angle(sG(s)) - \angle(\hat{sG}(s)) \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad R_d = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_d \cdot e_d^T \quad (2.39)$$

$\hat{L}_d(s)$  et  $\hat{sG}(s)$  sont les FT modèles calculées avec les paramètres estimés.  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  sont les FT mesurées. Il est possible de pondérer les termes du vecteur  $e_d$  pour prioriser l'ajustement à  $L_d(s)$  au dépend de  $sG(s)$  et pour favoriser l'ajustement dans un intervalle de fréquence précis.

De même, l'erreur résiduelle dans l'axe-q,  $e_q$  et sa matrice de covariance  $R_q$  sont données par:

$$e_q = \begin{vmatrix} |L_q(s)| - |\hat{L}_q(s)| \\ \angle(L_q(s)) - \angle(\hat{L}_q(s)) \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad R_q = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_q \cdot e_q^T \quad (2.40)$$

Le lecteur peut se référer à [17] pour plus de détails sur la méthode statistique MLE.

Pour une machine donnée et selon l'ordre de la structure du rotor, le vecteur solution initiale obtenu en 2.4.2 est utilisé pour l'initialisation de la MLE. Plusieurs tentatives d'ajustement sont lancées en augmentant à chaque fois l'intervalle fréquentiel d'ajustement. La limite de la bande fréquentielle du modèle est atteinte lorsque l'ajustement commence à dégrader la partie englobant le premier pôle ou zéro de  $L_d(s)$ .

Les Figures 2.5 à 2.8 illustrent l'ajustement accompli pour la machine -1. Les éléments équivalents et le domaine fréquentiel correspondant sont visibles au Tableau 2.15 pour l'ordre -2 et au Tableau 2.16 pour l'ordre -3. L'ajustement obtenu permet de conclure qu'avec un seul amortisseur le modèle est limité à une bande de 10Hz. Cet intervalle est réduit mais reste suffisant pour cette

machine car il inclut les régimes transitoire et subtransitoire. L'ajout d'un deuxième amortisseur (ordre -3) étale la portée de l'ajustement à seulement 35Hz. Par conséquence, l'utilisation du modèle pour la simulation de perturbations dont la fréquence est bien supérieure à 35Hz n'est pas précise. La norme IEEE-115 suggère un balayage fréquentiel jusqu'à 1kHz mais il est bien clair maintenant que même un ordre -3 est loin d'être valide sur toute cette plage de mesure. Il est surtout déconseillé de produire un modèle qui s'ajuste grossièrement à toute la plage jusqu'à 1kHz. Les paramètres transitoire et subtransitoire risquent de manquer significativement de précision dans leur détermination. Cet important aspect pour la détermination précise des paramètres des MPS a été auparavant négligé dans la littérature et les versions antérieures de l'IEEE-115. Cette lacune est maintenant partiellement comblée avec l'introduction de l'exemple de l'expérience SSFR, conduite par l'auteur de cette thèse sur la machine de 285MVA [12], dans la version révisée de 2019 de l'IEEE-115.

Les Figures 2.9 à 2.12 montrent l'ajustement obtenu pour la machine -2. L'ordre -3 conduit à un modèle assez large bande de 300Hz tandis que l'ordre -2 est approprié jusqu'à 20Hz environ. Un comportement similaire est observé pour la machine -4 comme il est constaté aux Figures 2.17 à 2.20. La bande fréquentielle restreinte de la machine -1 peut être expliquée graphiquement par la signature fréquentielle de l'amplitude de  $L_d(s)$ . Les plateaux transitoire et subtransitoire sont quasiment indissociables. Le zéro et le pôle du régime subtransitoire sont si proches que leur effet sur la courbe est presque annulé. L'ajout d'un amortisseur supplémentaire n'améliore que partiellement la situation car l'amplitude mesurée reste horizontale et le pôle et zéro supplémentaires doivent être nécessairement proches eux aussi. Le Tableau 2.7 montre que les constantes de temps du régime subtransitoire (ordre -2) sont proches comparées aux autres machines. La même constatation est faite pour les constantes de temps sub-subtransitoire de la machine -1 comme il est constaté au Tableau 2.8.

L'explication physique de ce comportement particulier de la machine -1 réside dans la faiblesse de son amortisseur comparativement à ceux des machines -2 et -4. En effet, la machine -1 semble plus proche de la machine -3 qui est dépourvue d'amortisseur. Pour se convaincre, il suffit de voir l'amplitude de  $L_d(s)$  de ces deux machines.

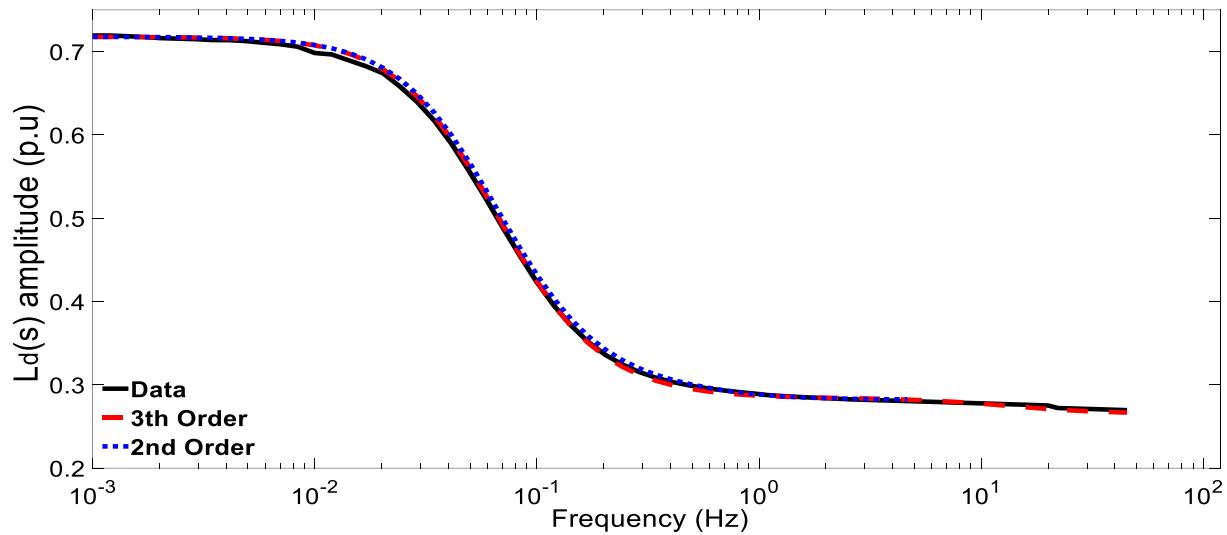


Figure 2.5 Ajustement à l'amplitude de  $L_d(s)$  pour la machine -1

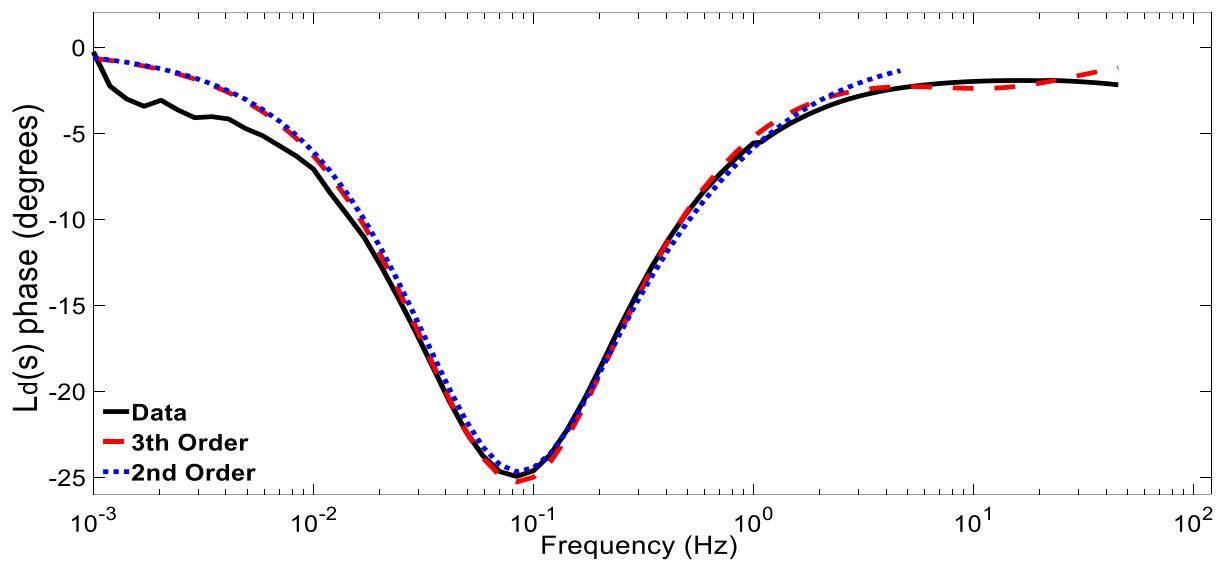


Figure 2.6 Ajustement à la phase de  $L_d(s)$  pour la machine -1

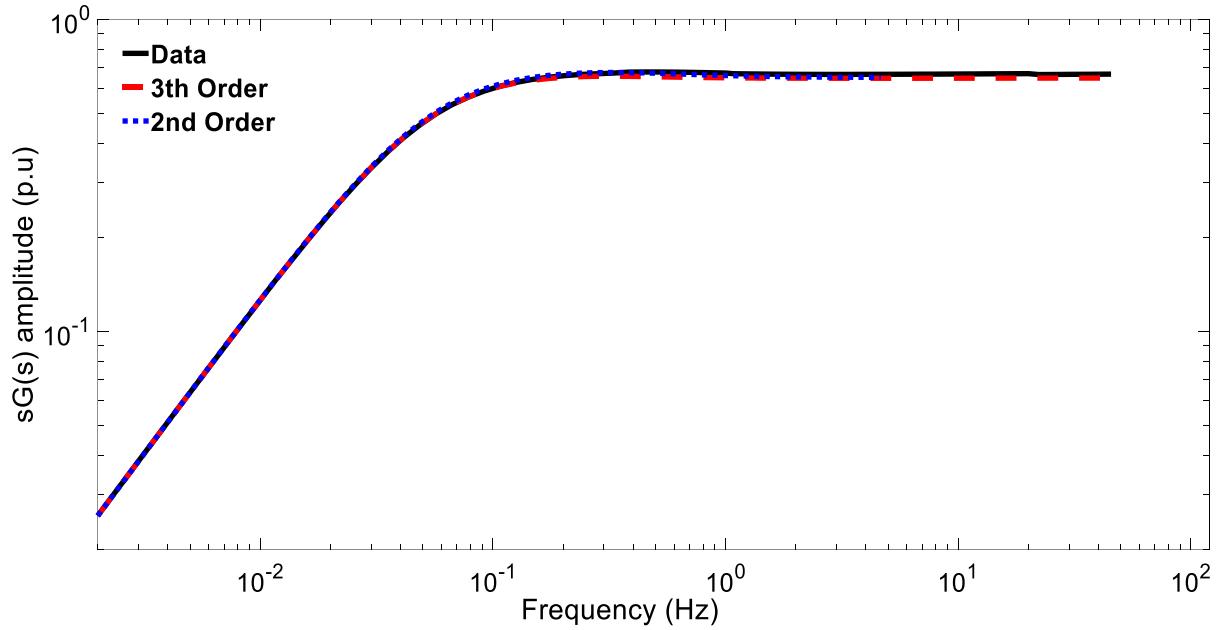


Figure 2.7 Ajustement à l'amplitude de  $sG(s)$  pour la machine -1

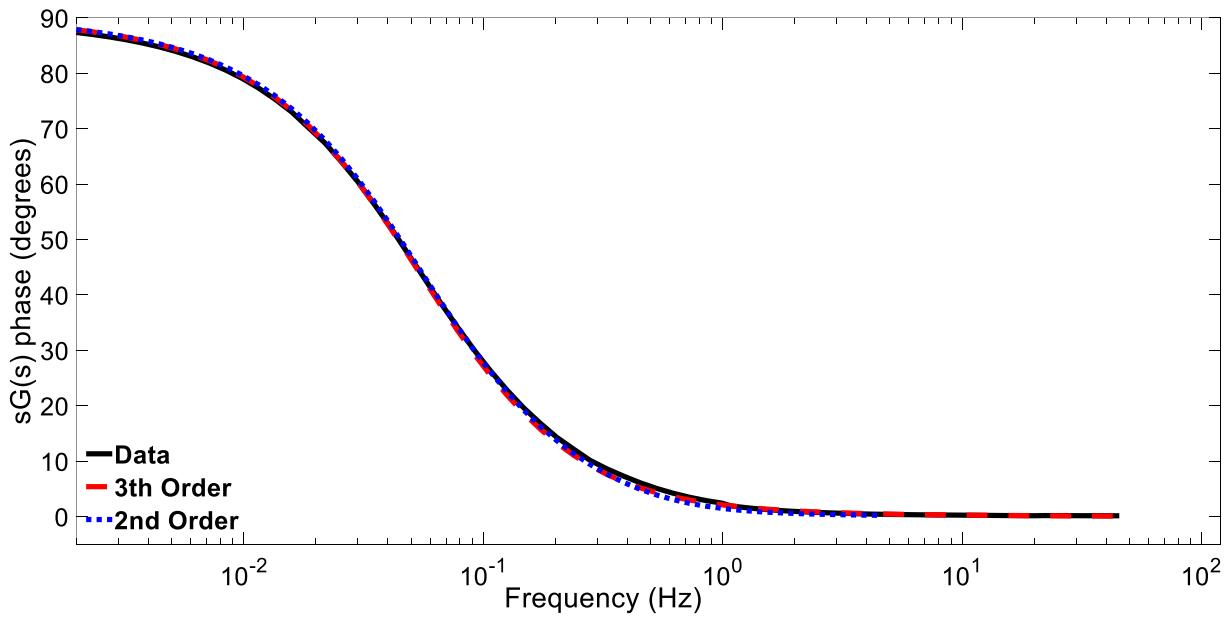


Figure 2.8 Ajustement à la phase de  $sG(s)$  pour la machine -1

La signature fréquentielle de la machine -2 est particulièrement intéressante à examiner. L'impact d'une variation significative de la température est bien visible aux basses fréquences sur la phase de  $L_d(s)$ . Loin des regards, des ventilateurs au puits turbine sont restés en fonction durant toute la

nuit. Les variations de température de l'air entre le jour et la nuit ont visiblement influencé la température des enroulements de cette machine refroidie à l'air et qui ne dispose pas de radiateurs à eau. La malchance est encore intervenue avec l'arrêt intempestif du système d'acquisition de la température du stator durant les mesures de cette nuit. Par conséquence, aucune correction de la phase n'est possible. L'impact de cette variation de température a été déjà constaté sur la précision de détermination des résistances du stator et de l'inducteur. Cependant, somme toute, les données recueillies sont viables et la qualité de l'ajustement atteint est satisfaisante.

Autre point intéressant à remarquer est la force relative de l'amortissement comparativement à la machine -1. En effet, sur l'amplitude de  $L_d(s)$ , le plateau subtransitoire est facilement distinguable. Avec un tel comportement, contrairement à la machine -1, il est légitime de s'attendre à une bonne précision sur la détermination des paramètres subtransitoires spécifiquement les constantes de temps standards.

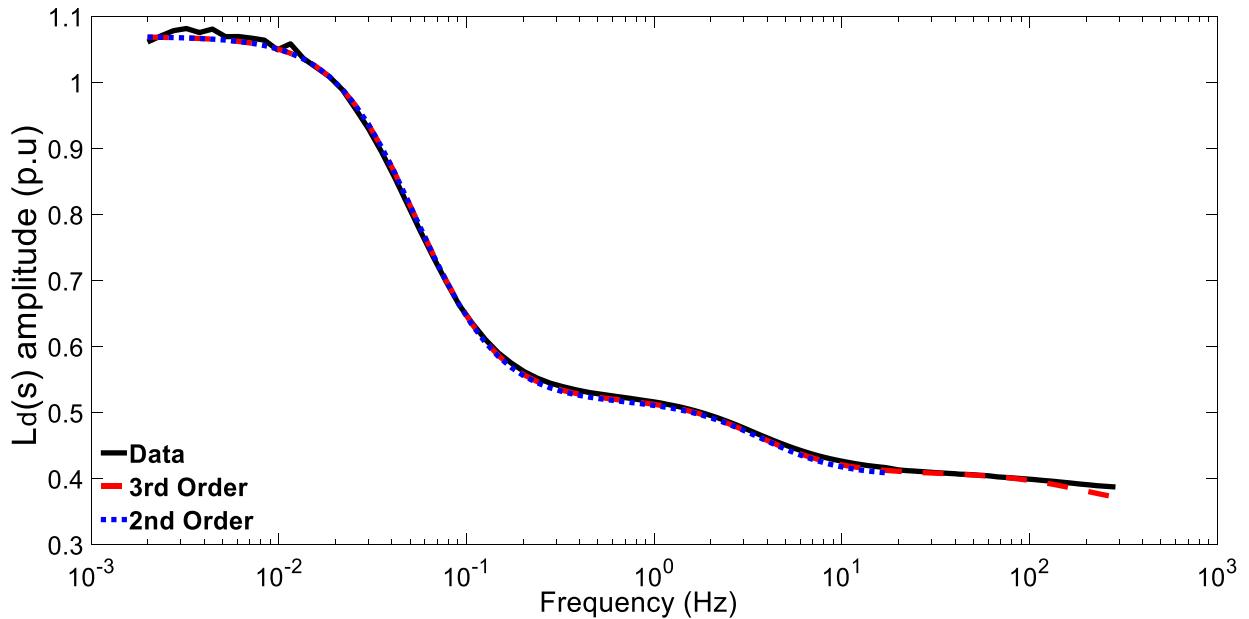


Figure 2.9 Ajustement à l'amplitude de  $L_d(s)$  pour la machine -2

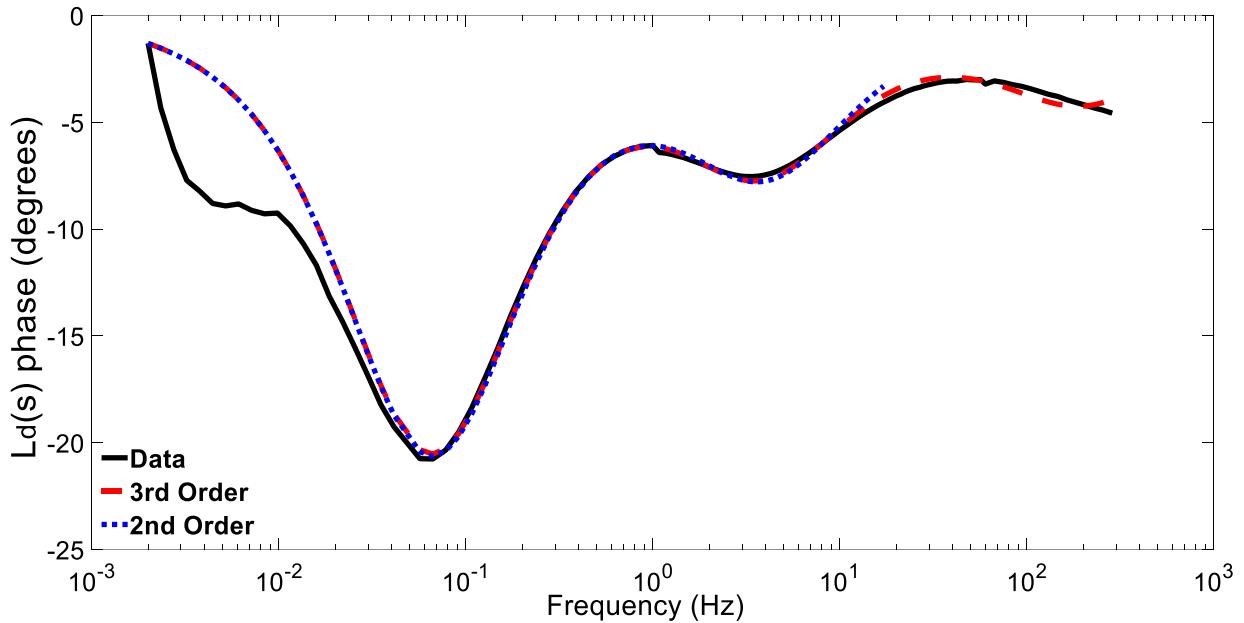


Figure 2.10 Ajustement à la phase de  $L_d(s)$  pour la machine -2

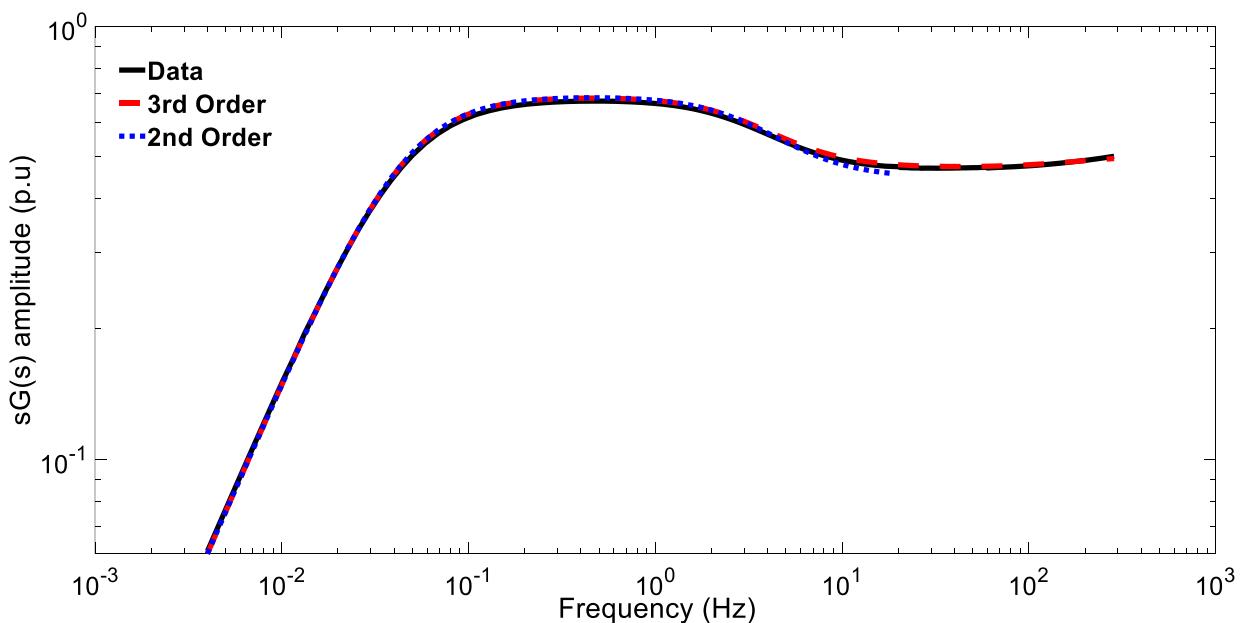


Figure 2.11 Ajustement à l'amplitude de  $sG(s)$  pour la machine -2

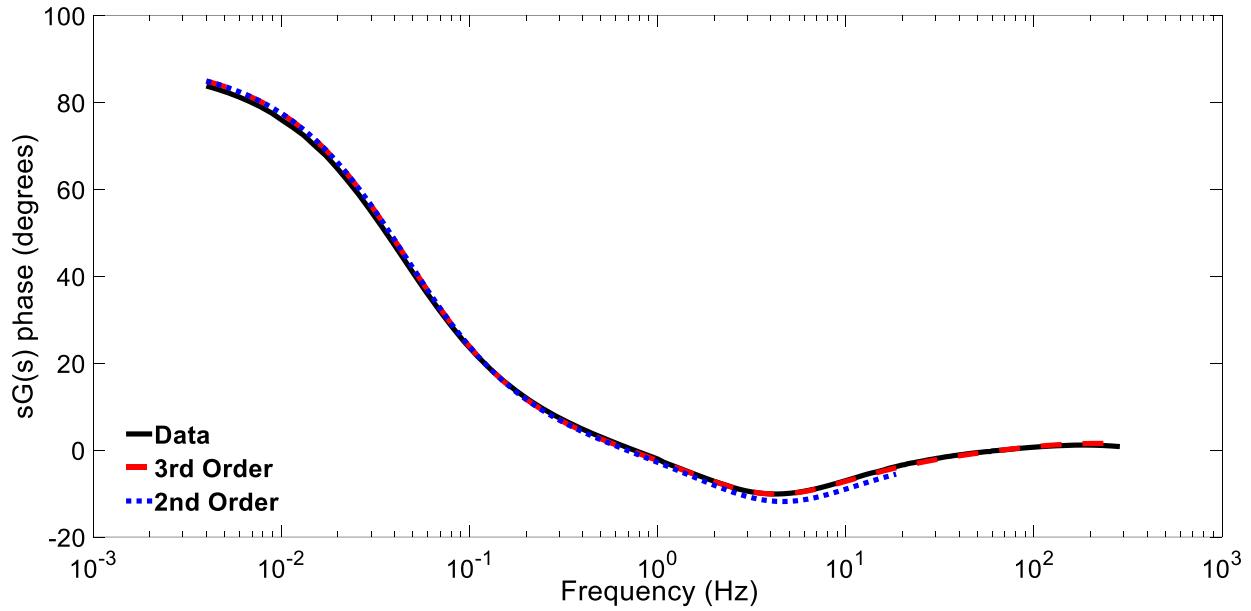


Figure 2.12 Ajustement à la phase de  $sG(s)$  pour la machine -2

La machine -3 est dépourvue d'amortisseur ce qui renvoie la structure du modèle à sa forme la plus simple possible. L'ordre -1 arrive donc à représenter adéquatement les signatures fréquentielles de  $L_d(s)$ - $sG(s)$  et ce jusqu'à environ 10Hz comme il est visible sur les Figure 2.13 à 2.16.

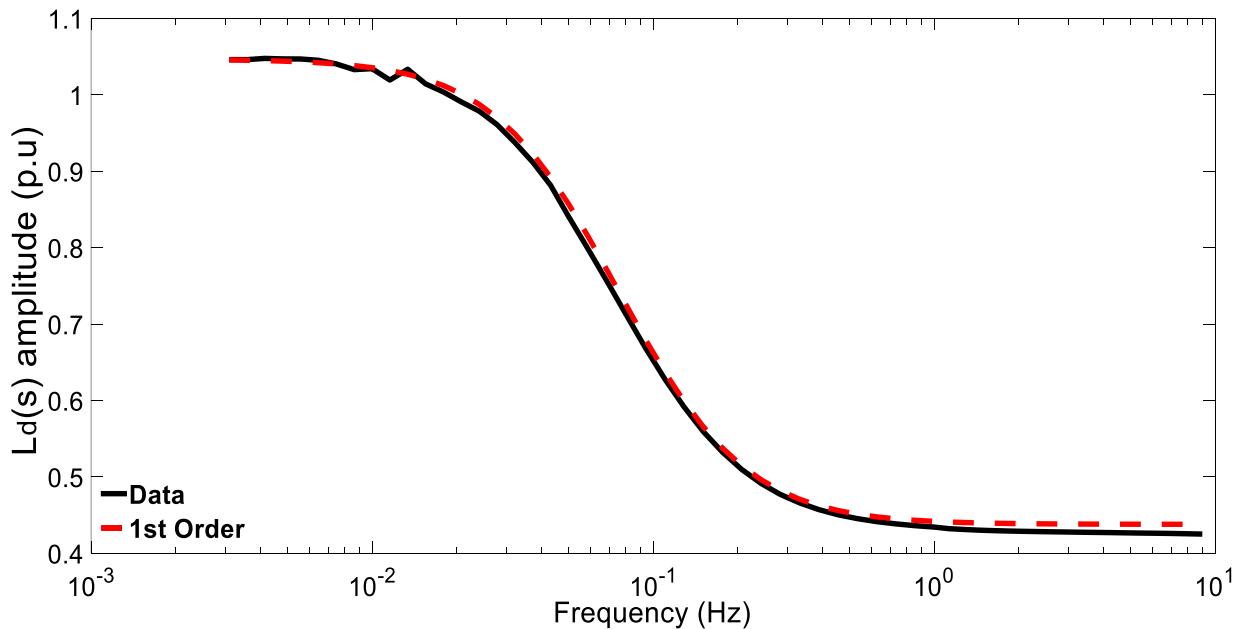


Figure 2.13 Ajustement à l'amplitude de  $L_d(s)$  pour la machine -3

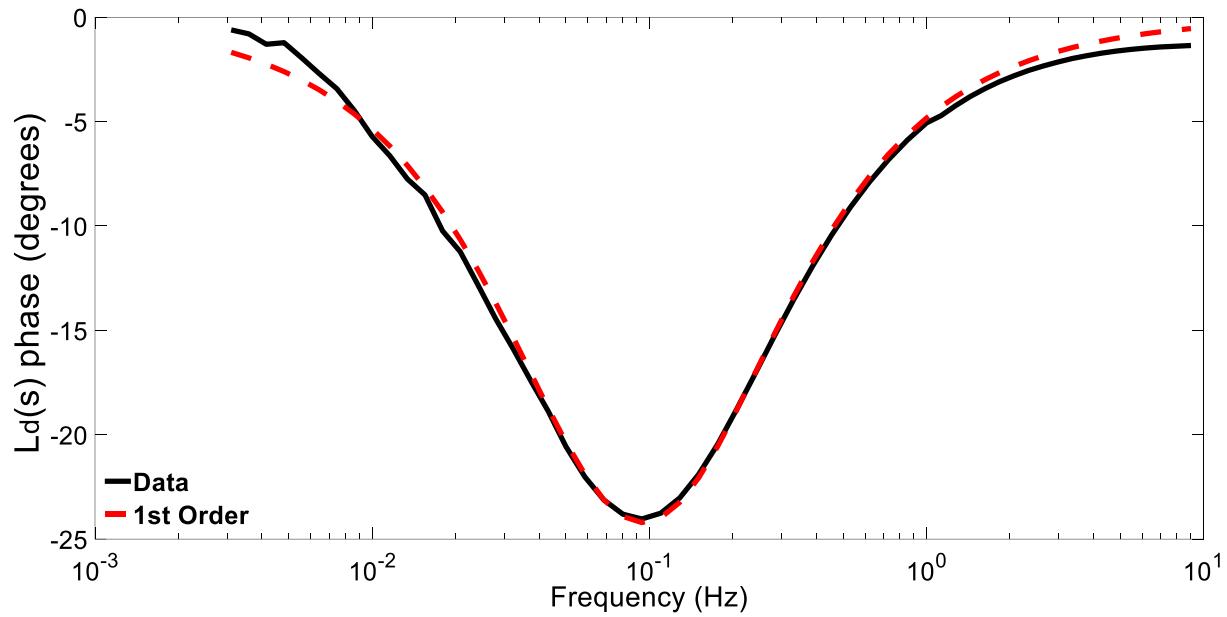


Figure 2.14 Ajustement à la phase de  $L_d(s)$  pour la machine -3

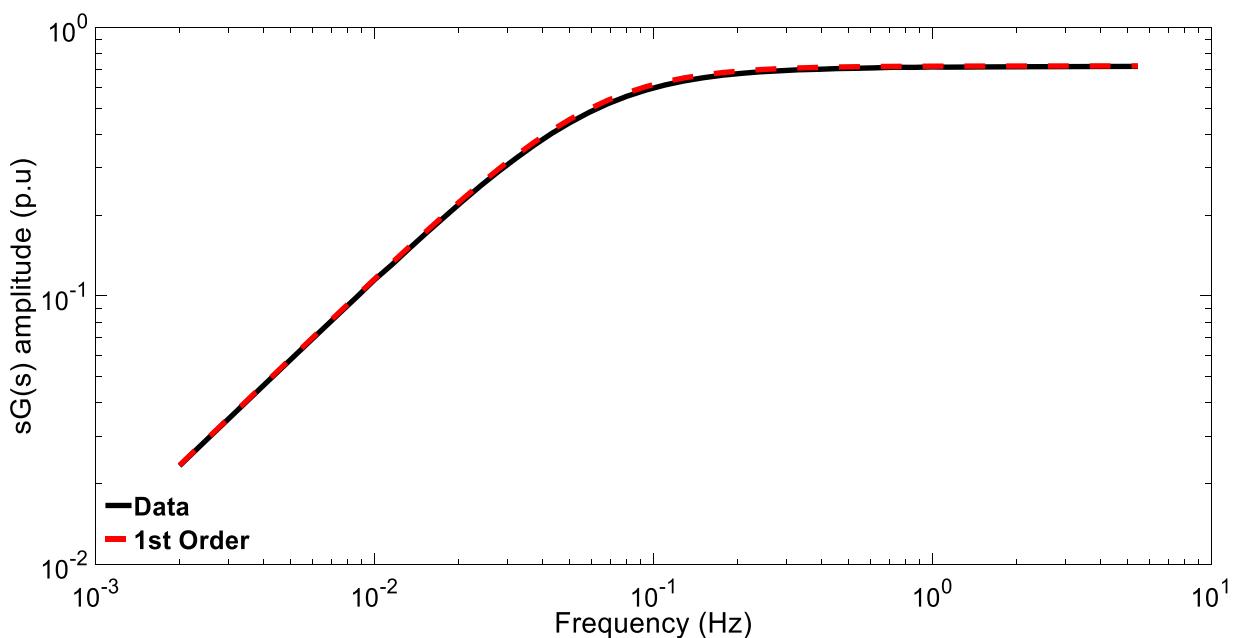


Figure 2.15 Ajustement à l'amplitude de  $sG(s)$  pour la machine -3

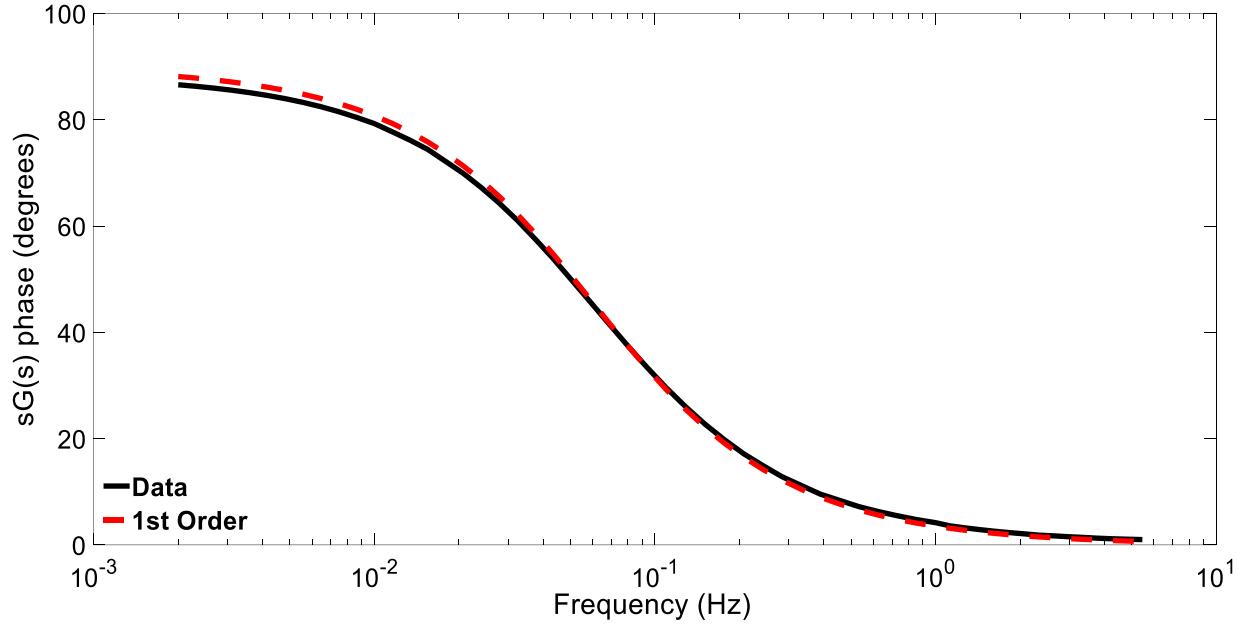


Figure 2.16 Ajustement à la phase de  $sG(s)$  pour la machine -3

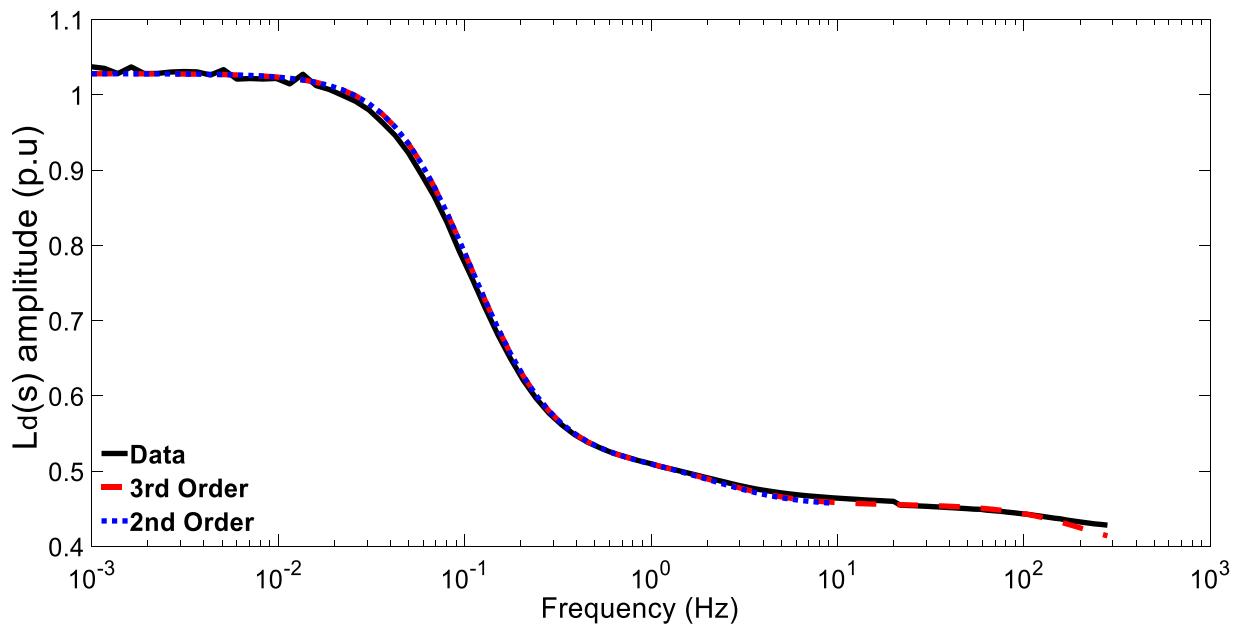


Figure 2.17 Ajustement à l'amplitude de  $L_d(s)$  pour la machine -4

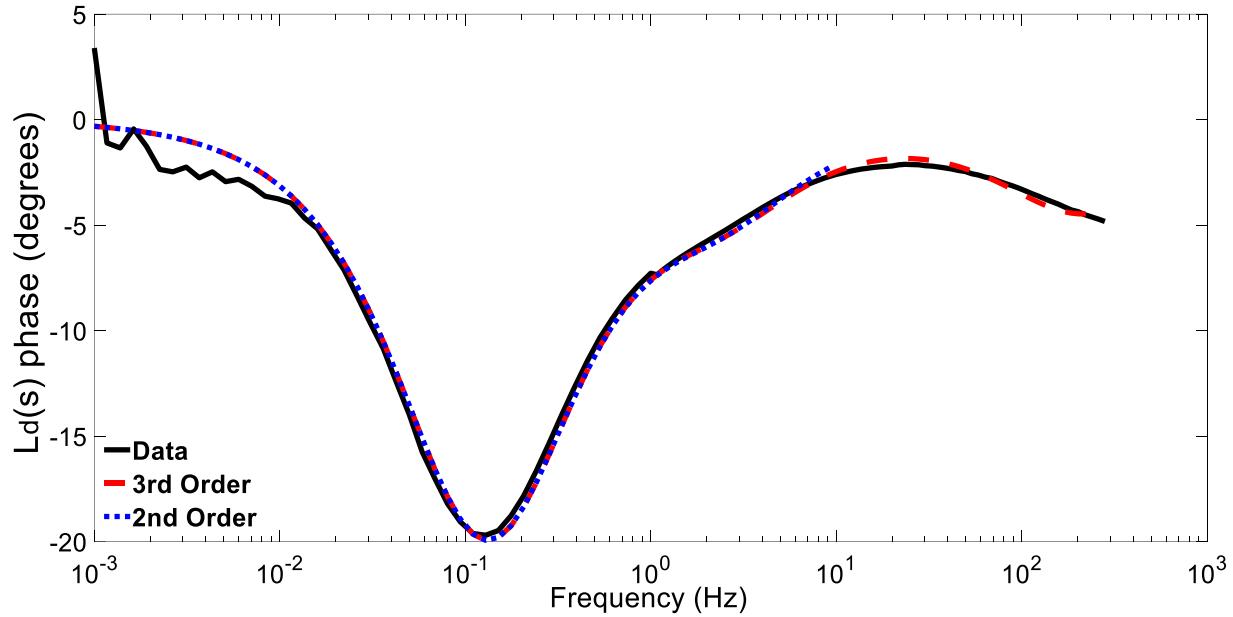


Figure 2.18 Ajustement à la phase de  $L_d(s)$  pour la machine -4

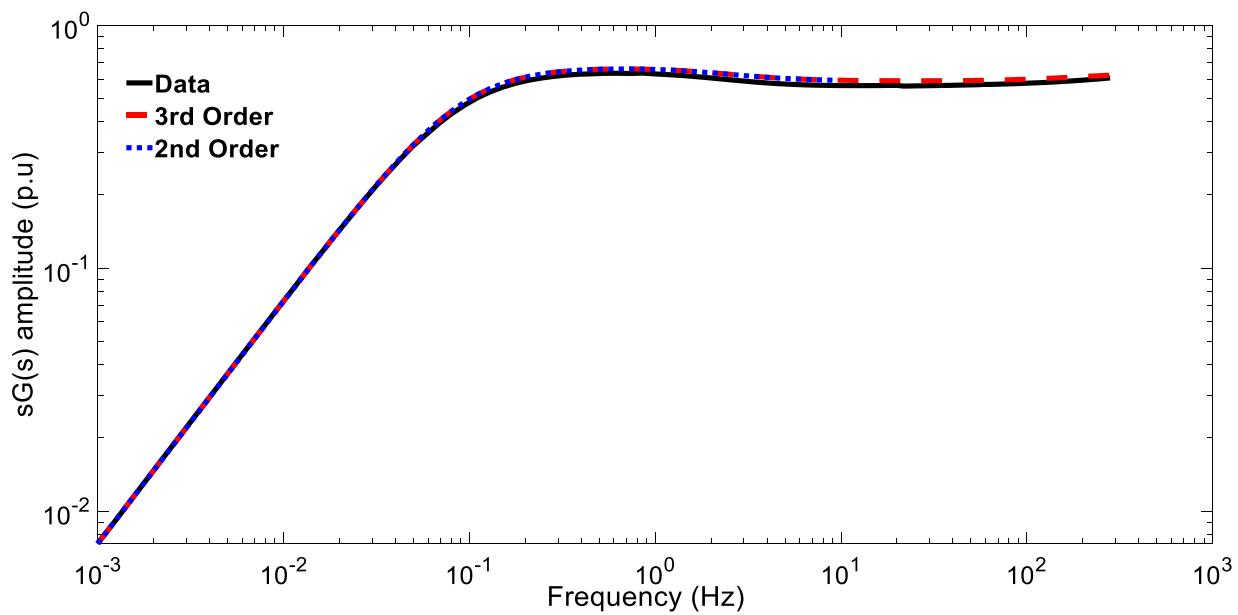


Figure 2.19 Ajustement à l'amplitude de  $sG(s)$  pour la machine -4

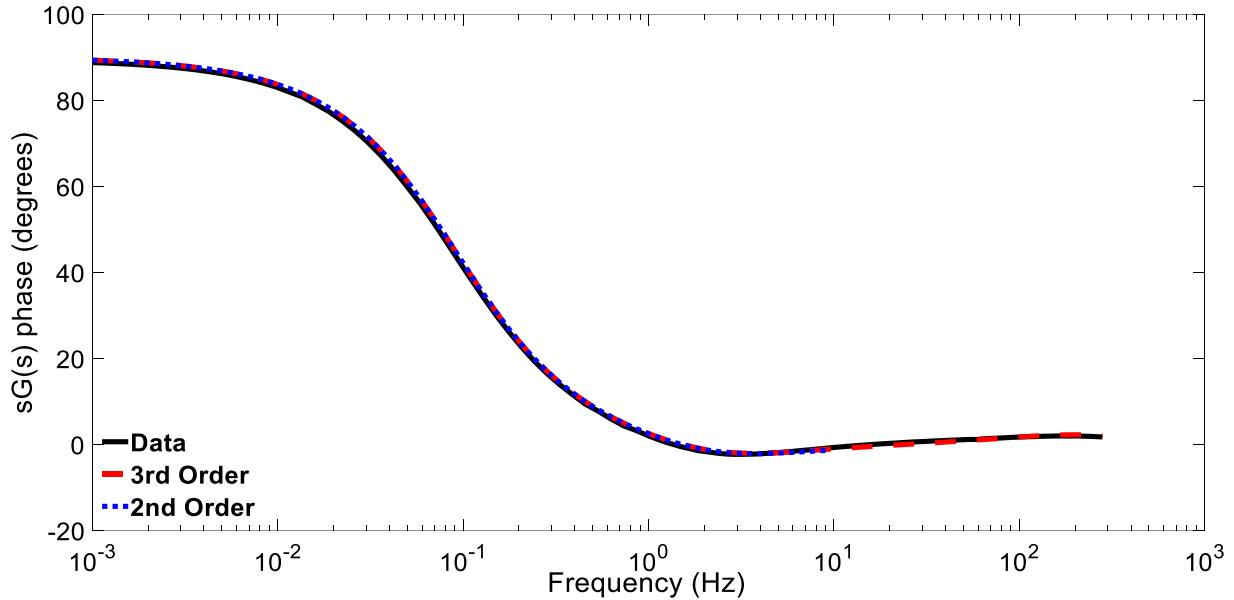


Figure 2.20 Ajustement à la phase de  $sG(s)$  pour la machine -4

Les éléments équivalents finaux des machines étudiées ainsi que leur bande fréquentielle associée sont présentées au Tableau 2.15 pour l'ordre -2 ou ordre -1 et au Tableau 2.16 pour l'ordre -3. Comme il a été constaté lors de la détermination préliminaire, il est intéressant de noter les valeurs négatives des inductances différentielles. Ce résultat confirme l'idée que ce paramètre est toujours négatif pour les MPS et ce malgré la valeur positive de  $L_{FD1l}$  pour la machine -1. Il est fort probable que pour cette machine, cette valeur est imprécise en raison de la faiblesse de l'amortisseur et la difficulté de détecter son effet sur la signature fréquentielle. Plus tard, la détermination des constantes de temps standards subtransitoires va confirmer cette imprécision probable de  $L_{FD1l}$ .

Il faut aussi noter les valeurs élevées des éléments du deuxième amortisseur  $R_{D2}$  et  $L_{D2l}$ . Le courant ne circule dans la résistance élevée de  $R_{D2}$  qu'aux fréquences élevées situées au-delà de la région subtransitoire. L'ordre -2 est de ce fait suffisant pour une représentation classique de ces MPS. Encore une fois, la machine -1 est une exception à cause de l'imprécision de ses paramètres dans la région subtransitoire.

Tableau 2.15 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -d pour un ordre -2

Mac.	Bandé	$L_d(0)$ (p.u.)	$R_F$ (p.u.)	$R_{D1}$ (p.u.)	$L_{Fl}$ (p.u.)	$L_{D1l}$ (p.u.)	$L_{FD1l}$ (p.u.)
M-1	DC-10Hz	0.717	7.59500e-4	0.207662	0.436591	5.615106	-0.2064718
M-2	DC-20Hz	1.070	8.658e-4	0.043331	0.421607	0.473409	-0.0765349
M-3	DC-10Hz	1.047	1.204e-3	--	0.330979	--	--
M-4	DC-10Hz	1.028	1.72100e-3	0.080804	0.536165	1.865001	-0.173831

Tableau 2.16 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -d pour un ordre -3

(p.u.)	M-1	M-2	M-3	M-4
	DC-35Hz	DC-300Hz		DC-300Hz
$L_d$	0.717	1.070	---	1.028
$R_F$	7.59500e-4	8.6580e-4	---	1.7210e-3
$R_{D1}$	0.0076942	0.0477694	---	0.0810437
$R_{D2}$	0.2979628	12.412563	---	56.773995
$L_{Fl}$	0.320624	0.976701	---	1.771465
$L_{D1l}$	0.447776	0.577536	---	1.865910
$L_{D2l}$	2.341675	4.247665	---	18.290963
$L_{FD1l}$	0.157451	-0.097942	---	-0.166384
$L_{FD2l}$	-0.266481	-0.530063	---	-1.243336

Pour l'axe -q, les Figure 2.21 à 2.28 montrent les ajustements accomplis pour les MPS étudiées. Il est important de remarquer que les signatures fréquentielles des machines -1 et -2 ne sont pas typiques d'un ordre -1. Sur l'amplitude de  $L_q(s)$ , le plateau caractéristique dans la région subtransitoire est absent. Peu importe l'ordre utilisé (-2 ou -3), même avec un ajustement adéquat, les réactances et constantes de temps standards telles que définies dans la littérature sont tout simplement inexistantes.

Pour la machine -3, l'absence d'amortisseur dans l'axe -q renvoie à une structure très simple où seule la branche de magnétisation  $L_{aq}$  existe. Il est constaté que cette structure est bonne pour

l'amplitude mais pas pour la phase. Mystérieusement, la phase mesurée est positive rendant même un ordre -1 inapproprié. Ce type de machines sans amortisseurs sont rares sur le réseau et sont vouées à disparaître. Il ne semble pas justifié de pousser leur analyse plus loin que la constatation faite par les mesures SSFR.

Pour les machines -1 à -3, l'ordre -1 n'est pas capable d'assurer un bon ajustement. Seule, la machine -4 est en accord avec les connaissances établies sur les MPS. L'ordre -1 est en mesure de reproduire fidèlement la signature fréquentielle et ce jusqu'à 10Hz ce qui inclut amplement la région subtransitoire. L'ajout d'un second amortisseur élargie la bande de fréquence à presque 120Hz. Un 3<sup>ème</sup> amortisseur n'est d'aucune utilité pratique car il ne permet pas d'étendre davantage la bande de fréquence au-delà de 120Hz.

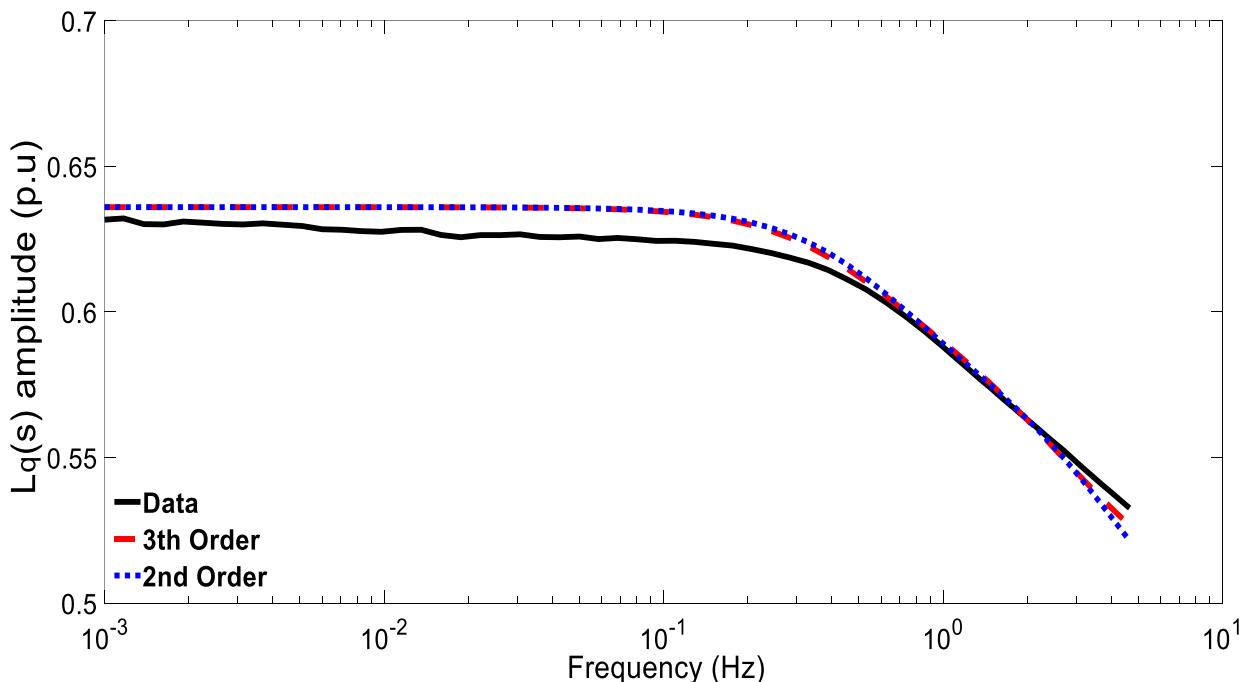
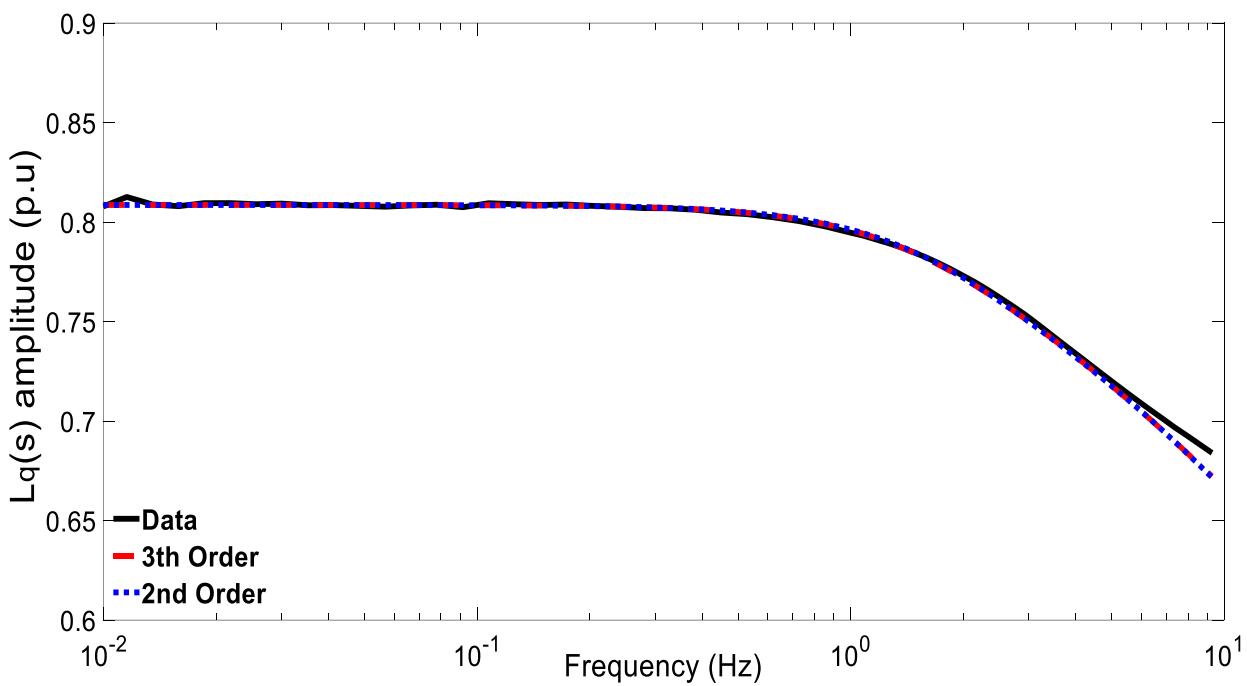
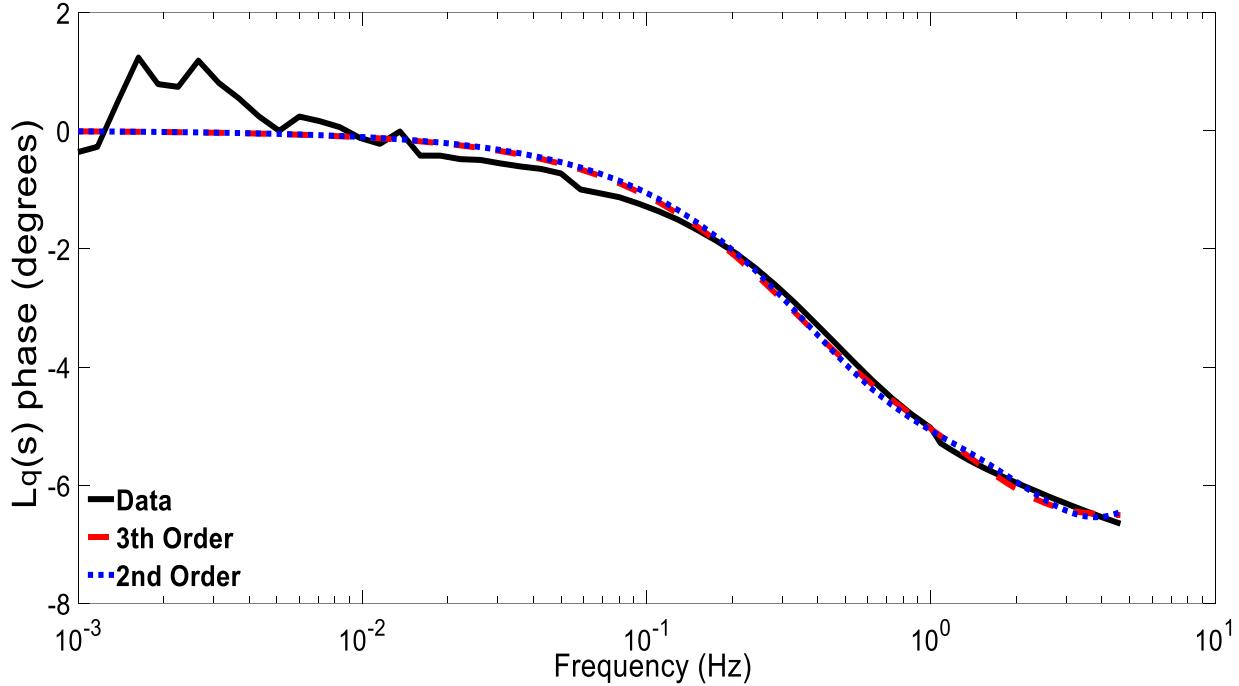


Figure 2.21 Ajustement à l'amplitude de  $L_q(s)$  pour la machine -1



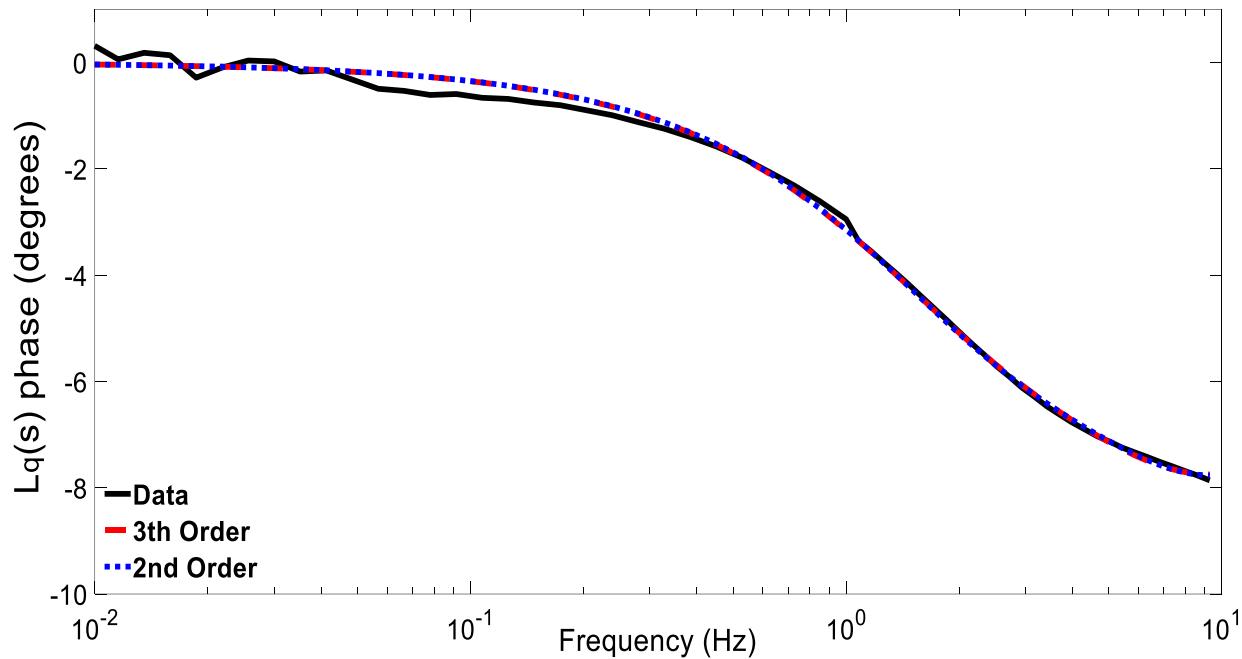


Figure 2.24 Ajustement de la phase de  $L_q(s)$  pour la machine -2

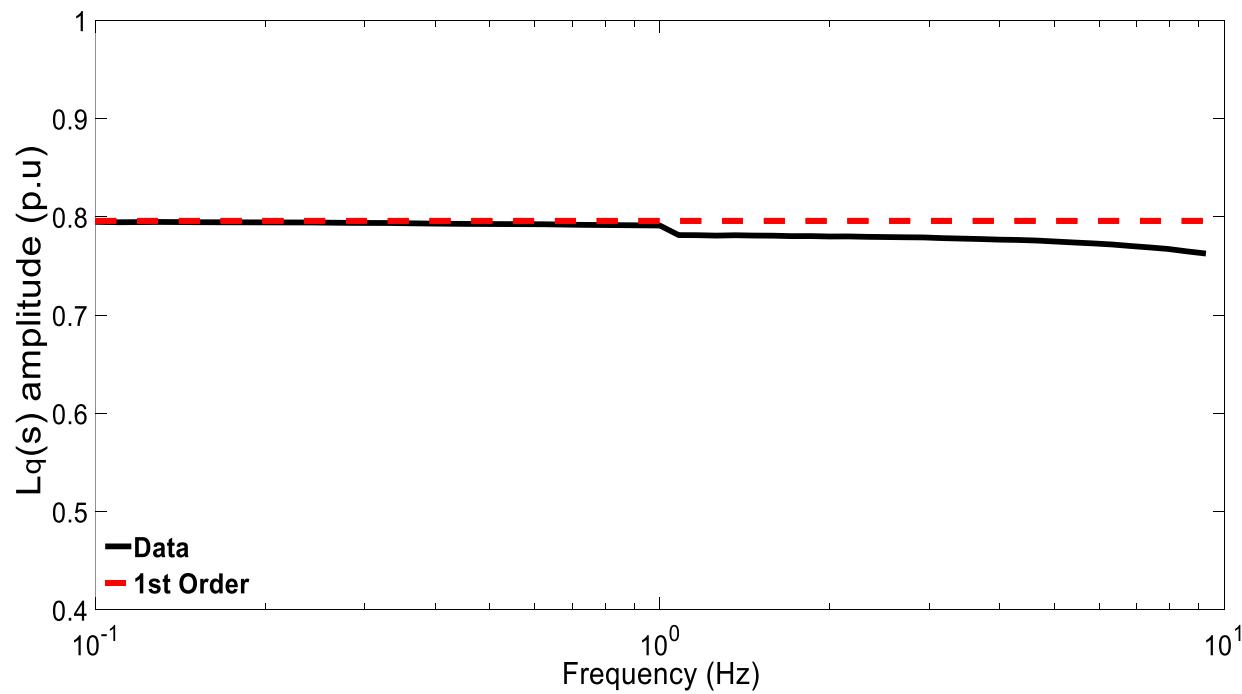


Figure 2.25 Ajustement à l'amplitude de  $L_q(s)$  pour la machine -3

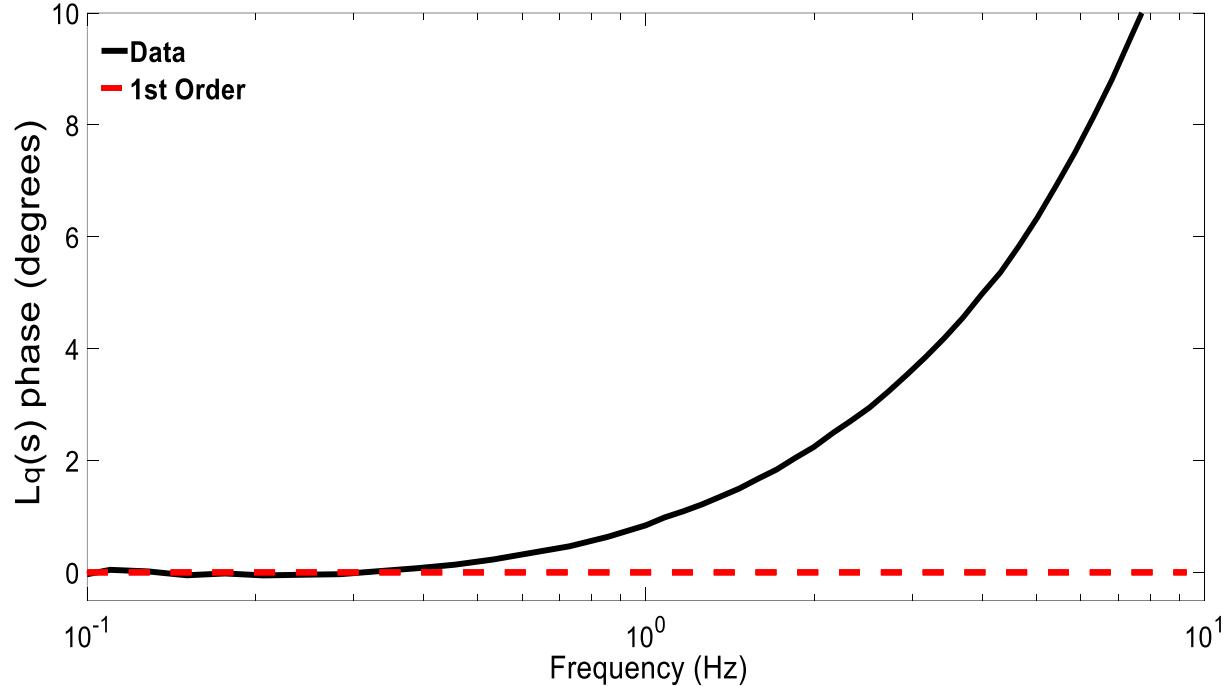


Figure 2.26 Ajustement de la phase de  $L_q(s)$  pour la machine -3

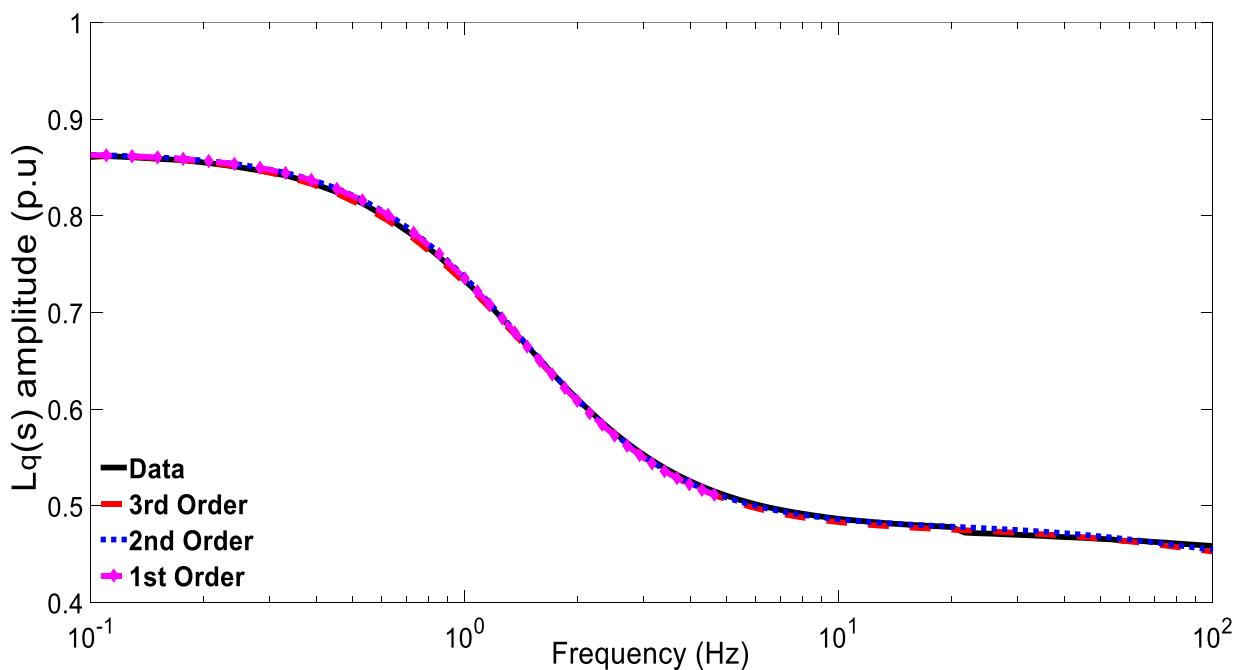


Figure 2.27 Ajustement à l'amplitude de  $L_q(s)$  pour la machine -4

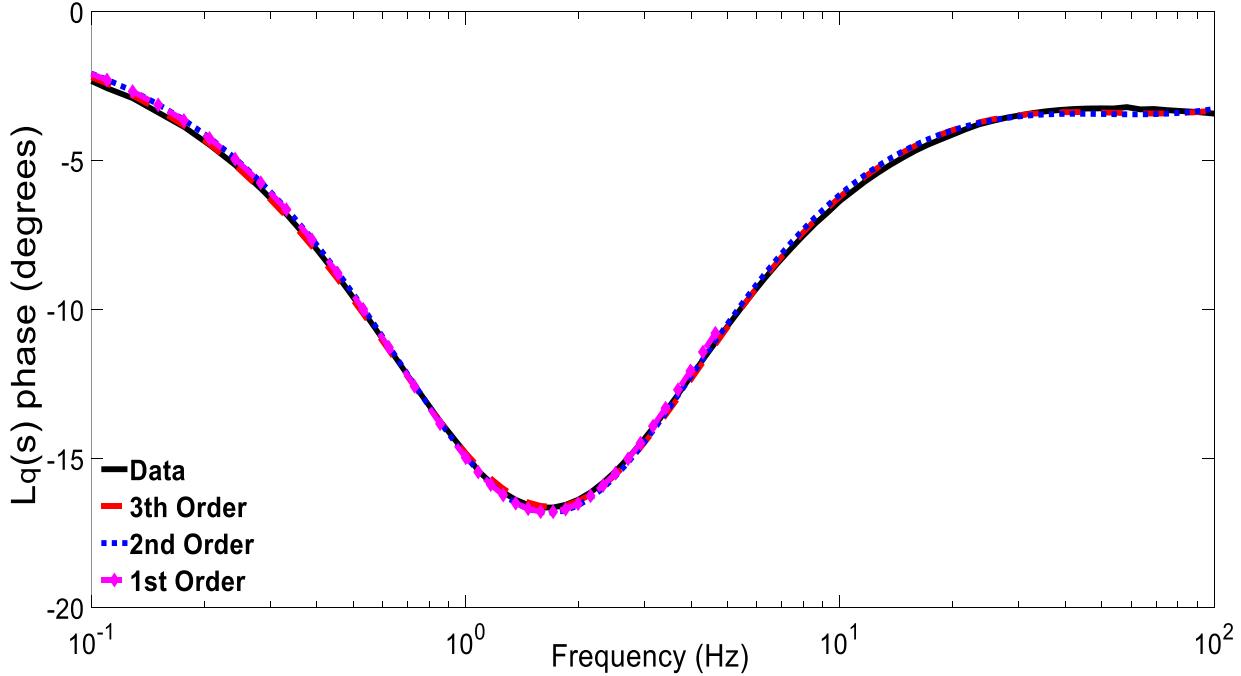


Figure 2.28 Ajustement de la phase de  $L_q(s)$  pour la machine -4

Le Tableau 2.17 présente les éléments équivalents d'ordre -2 obtenus pour les machines étudiées sauf celle dépourvue d'amortisseur. Pour la machine -4 les éléments d'ordre -1 sont également présentés. Pour les autres machines, cet ordre ne permet pas un bon ajustement.

L'ajustement des courbes conduit à une infinité de solutions possibles surtout pour les machines -1 et -2. La fiabilité et la précision des paramètres déterminés restent durs à évaluer. Seule la conversion des paramètres en constantes de temps et réactances standards est susceptible d'apporter un éclairage sur la qualité des résultats obtenus.

Tableau 2.17 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -q pour un ordre -2

Machine	Bandé	$L_q(0)$ (p.u.)	$R_{Q1}$ (p.u.)	$R_{Q2}$ (p.u.)	$L_{Q1l}$ (p.u.)	$L_{Q2l}$ (p.u.)
M-1	DC-5Hz	0.636	0.049196	0.128560	3.873767	1.434462
M-2	DC-10Hz	0.809	0.161460	0.233480	3.288107	0.890673
M-3	DC-10Hz	0.796	--	--	--	--
M-4	DC-10Hz	0.865	0.018685	--	0.318182	--
	DC-120Hz	0.865	0.019058	1.410588	0.325796	0.774626

De même, le Tableau 2.18 présente les éléments équivalents d'ordre -3 de l'axe -q. Comme expliqué auparavant, cet ordre n'a pas de sens pour les machines -1 et -2 et aucune utilité pratique pour la machine -4. Pour cette dernière l'ordre -1 est amplement satisfaisant et l'ordre -2 permet d'étendre la plage fréquentielle du modèle jusqu'à 120Hz.

Tableau 2.18 Détermination finale des éléments équivalents de l'axe -q pour un ordre -3

(p.u.)	M-1	M-2	M-3	M-4
	DC-5Hz	DC-10Hz		DC-120Hz
$L_q(0)$	0.636	0.809	---	0.865
$R_{Q1}$	0.052153	0.172123		0.187651
$R_{Q2}$	0.464353	0.731620	---	0.019841
$R_{Q3}$	0.120623	0.294194	---	1.475392
$L_{Q1l}$	5.113049	3.784168		13.560089
$L_{Q2l}$	1.013613	1.524780	---	0.324920
$L_{Q3l}$	2.355785	1.566286	---	0.746595

## 2.5 Détermination des constantes de temps et réactances standards

Pour le calcul des constantes de temps standards de l'axe -d, il faut d'abord remplacer la valeur de  $L_d(0)$  par la valeur linéaire  $L_{du}$  déterminée via les essais de droite de court-circuit et de saturation à vide. De plus, il faut corriger la valeur de  $R_F$  pour retirer la valeur de 100mΩ du shunt de mesure du courant d'excitation. La valeur résultante de  $R_F$  doit être corrigée à 75°C afin d'obtenir les constantes de temps transitoires à cette température comme stipulé par la spécification technique des alternateurs.

Avec les éléments équivalents déterminés en 2.4 et les corrections de  $L_d(0)$  et  $R_F$ , la FT  $\hat{L_d}(s)$  estimée est factorisée numériquement pour obtenir les constantes de temps standards en secondes. Les Tableau 2.19 et 2.20 présentent les constantes de temps standards de l'axe -d, obtenues pour les ordres -2 et -3 respectivement. Comme attendu, les constantes de temps transitoires et subtransitoires de l'ordre -2 sont similaires à celles déduites par l'ordre -3. À ce titre, la machine -1 est une exception car les constantes de temps subtransitoire ( $T_d^{''}$  et  $T_{do}^{''}$ ) sont différentes selon l'ordre utilisé. Cette exception indésirable résulte de la difficulté de distinction de la zone

subtransitoire. L'ajout d'un 2<sup>ème</sup> amortisseur pour étendre la bande fréquentielle du modèle est probablement une mauvaise option lorsque l'amortisseur de la machine est faible.

Tableau 2.19 Constantes de temps standards de l'axe -d pour l'ordre -2

	Bandé	$L_d$ (p.u.)	$R_F$ (p.u.)	$T_d^{''}$ (s)	$T_d^{'}$ (s)	$T_{do}^{''}$ (s)	$T_{do}^{'}$ (s)
M-1	DC-10Hz	0.881	5.35800e-4	0.070	1.699	0.075	4.846
M-2	DC-20Hz	1.24	5.19060e-4	0.035	2.873	0.046	6.706
M-3	DC-10Hz	1.226	0.940e-3	--	1.406	--	3.828
M-4	DC-10Hz	1.19	1.21270e-3	0.062	1.249	0.071	2.819

Tableau 2.20 Constantes de temps standards de l'axe -d pour l'ordre -3

	M-1	M-2	M-3	M-4
	DC-35Hz	DC-300Hz	---	DC-300Hz
$L_d$ (p.u.)	0.881	1.24	---	1.19
$R_F$ (p.u.)	5.35800e-4	5.19060e-4	---	1.21270e-3
$T_d^{''''}$ (s)	0.019	7.4e-04	---	6.8e-04
$T_d^{''}$ (s)	0.162	0.037	---	0.062
$T_d^{'}$ (s)	1.696	2.894	---	1.251
$T_{do}^{''''}$ (s)	0.021	8.6e-04	---	8.0e-04
$T_{do}^{''}$ (s)	0.163	0.048	---	0.071
$T_{do}^{'}$ (s)	5.060	6.720	---	2.818

Le même travail de factorisation numérique de la fonction estimée  $\hat{L}_q(s)$  permet de déterminer les constantes de temps standards de l'axe -q. Ainsi le Tableau 2.21 présente les paramètres correspondants à l'ordre -2 tandis que le Tableau 2.22 présente ceux de l'ordre -3. Vu que l'ordre

-1 est adéquat pour la machine -4, les constantes de temps associées à cet ordre sont présentées également.

Pour les machines -1 et -2, l'absence de plateau sur l'amplitude de  $L_q(s)$  trahit la difficulté du circuit amortisseur de l'axe -q à remplir sa fonction. La signature fréquentielle est non classique et de ce fait tout ordre utilisé pour la modélisation est questionnable.

La machine -4 est un bel exemple pour illustrer l'importance du jugement de l'analyste lors de la détermination des paramètres de l'alternateur. En effet, pour l'ordre -2 et plus, la factorisation mécanique de  $\hat{L_q}(s)$  conduit à des constantes de temps standards dissociées de leur plage fréquentielle dédiée. À titre d'exemple, les paramètres  $T_q^{''}$  et  $T_{qo}^{''}$  de l'ordre -2 sont différents de ceux de l'ordre -3. Même en conservant la bande d'étude à 120Hz, l'amortisseur supplémentaire de l'ordre -3 influence l'ajustement pour placer  $T_q^{''}$  et  $T_{qo}^{''}$  plutôt dans la zone sub-subtransitoire. Dans ce cas, bien que l'ajustement de l'ordre -3 est adéquat, les éléments équivalents résultants s'écartent loin des caractéristiques physiques de l'amortissement dans l'axe -q. Cette constatation est une invitation à la prudence pour débuter l'analyse par l'ordre le plus simple (ordre -1) avant d'explorer les ordres supérieurs. De plus, les paramètres  $T_q^{'}$  et  $T_{qo}^{'}$  doivent nécessairement être forcés à zéro car l'activité d'amortissement ne se manifeste pas dans la région transitoire.

Tableau 2.21 Constantes de temps standards de l'axe -q pour l'ordre -2

	Bandé	$L_q$ (p.u.)	$T_q^{'''}$ (s)	$T_q^{''}$ (s)	$T_q^{'}$ (s)	$T_{qo}^{'''}$ (s)	$T_{qo}^{''}$ (s)	$T_{qo}^{'}$ (s)
M-1	DC-5Hz	0.636	0.032	0.215	0.0	0.038	0.237	0.0
M-2	DC-10Hz	0.809	0.012	0.057	0.0	0.015	0.064	0.0
M-3	DC-10Hz	0.796	--	--	--	--	--	--
M-4	DC-10Hz	0.865	--	0.071	0.0	--	0.130	0.0
	DC-120Hz	0.865	0.0017	0.071	0.0	0.0018	0.129	0.0

Tableau 2.22 Constantes de temps standards de l'axe -q pour l'ordre -3

	M-1	M-2	M-3	M-4
	DC-5Hz	DC-10Hz	---	DC-120Hz
$L_q$ (p.u.)	0.636	0.809	0.796	0.865
$T_q^{''''}$ (s)	0.0063	0.0060		0.0015
$T_q^{'''}$ (s)	0.054	0.016	---	0.068
$T_q^{''}$ (s)	0.265	0.061	---	0.195
$T_q'$ (s)	0.0	0.0	---	0.0
$T_{qo}^{''''}$ (s)	0.0079	0.0066		0.0017
$T_{qo}^{'''}$ (s)	0.062	0.019	---	0.116
$T_{qo}^{''}$ (s)	0.287	0.068	---	0.208
$T_{qo}'$ (s)	0.0	0.0	---	0.0

La décomposition en fractions partielles de  $L_d(s)$ , selon la théorie présentée en 2.1.2.3, permet de déterminer les réactances standards (égales aux inductances en p.u.). Le Tableau 2.23 présente les inductances standards pour les ordres -2 et -3. Il est constaté que toutes les inductances transitoire et subtransitoire sont faiblement dépendantes de l'ordre choisi et ce même pour la machine -1. Ce résultat positif montre que dans l'axe -d, l'ajustement MLE parvient à associer les valeurs des inductances transitoire et subtransitoire à leurs zones fréquentielles dédiées.

Tableau 2.23 Inductances standards de l'axe -d pour les ordres -2 et -3

Machine	Ordre	Bande	$L_d^{''''}$ (p.u.)	$L_d^{''}$ (p.u.)	$L_d'$ (p.u.)
M-1	Ordre -2	DC-10Hz	--	0.290	0.309
	Ordre -3	DC-35Hz	0.273	0.294	0.296
M-2	Ordre -2	DC-20Hz	--	0.407	0.532
	Ordre -3	DC-300Hz	0.357	0.412	0.535
M-3	Ordre -1	DC-10Hz	--	--	0.450
M-4	Ordre -2	DC-10Hz	--	0.462	0.529
	Ordre -3	DC-300Hz	0.394	0.464	0.530

Pour l'axe -q, les inductances standards sont présentées au Tableau 2.24. Elles sont calculées via la décomposition en fractions partielles de  $L_q(s)$ . Pour les machines -1 et -2, il n'y a aucun plateau sur l'amplitude de  $L_q(s)$  dans la zone subtransitoire. Par conséquence la définition classique des inductances standards ne s'applique pas pour ces deux machines. Les valeurs attribuées permettent seulement l'ajustement aux mesures SSFR sans plus. Pour la machine -4, le plateau de la zone subtransitoire est au rendez-vous ce qui garantit une valeur fiable et précise pour  $L_q^{''}$  via l'ordre -1. L'ordre -2 est en mesure d'attribuer le premier amortisseur à la zone subtransitoire et le 2<sup>ème</sup> amortisseur à la région sub-subtransitoire. De ce fait, l'ordre -2 conserve la valeur précise de  $L_q^{''}$  et l'associe à la région subtransitoire. L'ordre -3 viole ce raisonnement en plaçant la valeur de  $L_q^{''}$  dans la région sub-subtransitoire ( $L_q^{'''}$  de l'ordre-3 est proche de  $L_q^{''}$  de l'ordre -2). Avec cet ordre élevé, comme il a été le cas pour les constantes de temps standards, à part la valeur précise de  $L_q^{'}$ , les valeurs des inductances restantes ne sont pas pertinentes. Vu les difficultés de l'ordre -3 et son incapacité à étendre la bande du modèle au-delà de 120 Hz, l'utilisation de cet ordre supérieur n'est pas justifiée. Pour fin d'extraction des paramètres, la prudence requiert de commencer avec un ordre -1 afin de disposer de valeurs de références avant de tenter des modèles à bande plus large.

Ces notions de modélisation avec des ordres supérieurs à -1 ne sont pas discutées dans la littérature. Il sera important d'en tenir compte lors de la prochaine révision des normes IEEE-115 et 1110.

Tableau 2.24 Inductances standards de l'axe -q pour les ordres -1, -2 et -3

Machine	Ordre	Bandé	$L_q^{''''}$ (p.u.)	$.L_q^{''''}$ (p.u.)	$L_q^{''}$ (p.u.)	$L_q^{'}$ (p.u.)
M-1	Ordre -2	DC-5Hz	--	0.411	0.506	0.636
	Ordre -3	DC-5Hz	0.411	0.515	0.590	0.636
M-2	Ordre -2	DC-10Hz	--	0.581	0.729	0.809
	Ordre -3	DC-10Hz	0.570	0.627	0.738	0.809
M-3	Ordre -0	DC-10Hz	--	--	0.796	0.796
M-4	Ordre -1	DC-10Hz	--	--	0.477	0.865
	Ordre -2	DC-120Hz	--	0.435	0.479	0.865
	Ordre -3	DC-120Hz	0.432	0.476	0.830	0.865

Les machines -1 et -4 sont neuves et ont donc subies les essais classiques de CC3PhBV et de décrément de tension à stator ouvert ( $T_{do}^{'}$ ). L'essai Dalton-Cameron ou de tension appliquée a été également conduit sur la machine -4. Le Tableau 2.25 présente les déviations entre les résultats de l'axe -d, obtenus par les essais classiques de l'IEEE-115 et ceux issus des mesures SSFR (ordre -2 et -3). Pour les machines -2 et -3, les déviations sont données par rapport aux valeurs des manufacturiers étant donné que les essais classiques n'ont pas été conduits.

La déviation importante de +170% sur  $T_d^{''}$  du modèle d'ordre -3 pour la machine -1 n'est pas une surprise. Le problème a été déjà visible sur les valeurs déterminées des éléments équivalents avec la valeur de  $L_{FD11}$  positive et  $R_{D2}$  ayant une valeur assez faible pour une MPS. Il est clair que pour la machine -1, il faut se limiter à un ordre -2 dans l'axe-d. L'ordre -3 n'apporte que des inconvénients.

À part ce cas particulier, tous les résultats SSFR d'ordre -2 ou -3 sont satisfaisants et prouvent que l'essai SSFR est aussi valide que les essais classiques de l'IEEE-115 pour ce qui est de la détermination des paramètres électriques des MPS. Les déviations sont amplement à l'intérieur des tolérances acceptées par [53] pour les paramètres transitoires et subtransitoires des machines synchrones.

Tableau 2.25 Précision des paramètres standards, de l'axe -d, issus des mesures SSFR

	Ordre	$T_d^{''}$ (s)	$T_d^{'}$ (s)	$T_{do}^{'}$ (s)	$L_d^{''}$ (p.u.)	$L_d^{'}$ (p.u.)
M 1	2	0.070 (16.7%)	1.699 (-5.6%)	4.846 (-7.3%)	0.290 (+7.4%)	0.309 (-0.3%)
	3	0.162 (+170%)	1.696 (-5.8%)	5.060 (-3.2%)	0.294 (+8.9%)	0.296 (-4.5%)
M 2	2	0.035 (-22.2%)	2.873 (-3.6%)	6.706 (-4.2%)	0.407 (-7.5%)	0.532 (-3.3%)
	3	0.037 (-17.8%)	2.894 (-2.9%)	6.720 (-4.0%)	0.412 (-6.4%)	0.535 (-2.7%)
M 3	1	--	1.406 (-7.5%)	3.828 (-6.2%)	--	0.450 (-2.5%)
M 4	2	0.062 (+3.3%)	1.249 (-2.4%)	2.819 (-7.0%)	0.462 (+2.7%)	0.529 (-3.8%)
	3	0.062 (+3.3%)	1.251 (-2.3%)	2.818 (-7.0%)	0.464 (+3.1%)	0.530 (-3.6%)

La validation des paramètres standards de l'axe-q est difficile à conduire. Les essais classiques de L'IEEE-115 ne permettent d'obtenir que les paramètres de l'axe-d. Seul l'essai de Dalton-Cameron permet de mesurer la valeur de  $L_q^{''}$  sans les constantes de temps associées  $T_q^{''}$  et  $T_{qo}^{''}$ . Les résultats SSFR d'ordre -0 ou -1 sont comparés au  $L_q^{''}$  du Dalton-Cameron sur la machine -4 et aux valeurs de conception pour le reste.

Tableau 2.26 Précision des paramètres standards, de l'axe -q, issus des mesures SSFR

	$T_q^{''}$ (s)	$T_{qo}^{''}$ (s)	$L_q^{''}$ (p.u.)
M-3	--	0.0	0.796 (-0.5%)
M-4	--	0.130 (+25.0%)	0.477 (+3.7%)

## 2.6 Conclusion

Les expériences SSFR conduites selon les directives des normes IEEE-115 et IEEE-1110 permettent de déterminer les paramètres électriques des MPS avec une précision comparable à celle des essais classiques. Le choix des machines MPS étudiées dans ce chapitre offre au lecteur un menu d'observations et constations, dont certaines méritent d'être considérées lors de la future révision des normes IEEE-115 et IEEE-1110. Les points suivants rappellent les principaux éléments clés à retenir de ce chapitre :

- Avec le soin apporté aux branchements, l'adoption de techniques d'immunisation contre le bruit électromagnétique et l'utilisation d'instrumentation de précision, les mesures SSFR aux basses fréquences exhibent une précision extraordinaire. Les résistances du stator et de l'inducteur ( $R_a$  -  $R_F$ ) sont déterminées à moins de 1% d'erreur, lorsque la fréquence de début du balayage est de 1mHz.
- La valeur SSFR à l'origine  $L_d(0)$  est en bas de la valeur linéaire  $L_{du}$  de -13.5% à -18%. Le rapport de transformation  $N_{aF}$  est lui aussi inférieur à sa valeur théorique de -8.0% à -9.5%. Ces résultats attendus confirment la non-linéarité du fer du rotor lorsque faiblement excité magnétiquement. Par conséquence, il est très important de garder l'amplitude du courant du stator invariable dans la plage 1mHz-10Hz. Cette même valeur doit être utilisée lors des mesures des 3 FT de l'axe -d.
- La valeur SSFR à l'origine  $L_q(0)$  gravite autour de la valeur du manufacturier entre -8.0% et +4.5%. Compte tenu de la précision habituelle de  $\pm 10.0\%$  sur la valeur de conception,  $L_q(0)$  est donc une mesure fiable de ce paramètre. Le flux de l'axe- q passe majoritairement dans l'air et est beaucoup moins influencé par la non-linéarité du fer.
- Aux basses fréquences, la phase de  $L_d(s)$  est très sensible à la résistance du stator. Les précautions pour empêcher le changement de température du bobinage doivent être appliquées et respectées. La machine doit être stable thermiquement avant le début des essais.
- La norme IEEE-115 suggère un balayage fréquentiel jusqu'à 1kHz. L'erreur largement commise consiste à produire un modèle qui s'ajuste à cette bande de fréquence très large. Les constantes de temps transitoires et subtransitoires résultantes manquent sérieusement de précision. Un ajustement satisfaisant n'est obtenu que dans une bande au mieux atteignant 300Hz pour l'axe -d et 120Hz pour l'axe -q. Le modèle SSFR résultant n'est adéquat et précis que dans cette bande qui a servi à sa dérivation.

Dans l'optique de mettre l'emphase sur cet aspect important de modélisation des MS, l'expérience SSFR conduite dans le cadre du projet de maîtrise recherche a été introduite à la récente version révisée de l'IEEE-115 de 2019.

- Pour l'axe -d, lorsque l'amortissement est faible comme dans le cas de la machine -1, les régimes transitoire et subtransitoire sont quasiment indissociables. La détermination des constantes de temps subtransitoires peut être imprécise. Dans ce cas, l'ajout d'un 2<sup>ème</sup> amortisseur supplémentaire pour étendre la bande passante du modèle n'est pas nécessairement bénéfique.
- Plus l'amortissement est fort comme dans le cas de la machine -3, plus la détermination des paramètres transitoires et subtransitoires est précise. L'ajout d'un amortisseur supplémentaire peut étendre la bande du modèle substantiellement mais sans toutefois couvrir toute la plage des mesures. L'amortisseur additionnel a nécessairement une résistance  $R_{D2}$  plus élevée que celle de  $R_{D1}$ . Les courants n'y circulent que pour des fréquences situées au-delà de la région subtransitoire. Avec cette résistance élevée, la constante de temps associée devient proche de zéro ce qui indique qu'un 3<sup>ème</sup> amortisseur ne permet pas d'étendre davantage la bande de fréquence.
- L'ordre -2 est adéquat pour la représentation des signatures fréquentielles de l'axe -d jusqu'à un peu au-delà de 10Hz ce qui inclut amplement la région subtransitoire de cet axe.
- Conformément à l'expérience vécue jusqu'à date sur les MPS à HQ, les inductances différentielles  $L_{FD1l}$  et  $L_{FD2l}$  ont des valeurs négatives. Une valeur positive est un indicateur d'imprécision sur la détermination des constantes de temps subtransitoires comme il a été le cas pour la machine -1.
- L'ordre -1 est inadéquat pour la représentation de la signature fréquentielle de l'axe -q pour les machines -1 et -2. Le plateau prévu sur l'amplitude de  $L_q(s)$  dans la région subtransitoire est absent. De ce fait, peu importe l'ordre utilisé (-2 ou -3) et même en cas d'un ajustement adéquat, les éléments équivalents, les réactances et constantes de temps subtransitoires obtenus ne cadrent pas avec la théorie derrière la modélisation dans cet axe. La signature fréquentielle reflète une difficulté de l'amortisseur de l'axe -q à accomplir son travail ce qui constitue une anomalie intrinsèque à la conception des machines -1 et -2.
- L'ordre -1 est amplement satisfaisant pour représenter la signature fréquentielle de l'axe -q de la machine -4 jusqu'à 10Hz. L'ordre -2 permet d'étendre la plage fréquentielle du modèle

jusqu'à 120Hz. L'ordre -3 est inutile car le plateau sub-subtransitoire est à toute fin pratique égale à celui du subtransitoire. Il ne permet pas d'élargir la bande au-delà de 120Hz.

- Dans l'axe-d, toutes les inductances transitoire et subtransitoire sont faiblement dépendantes de l'ordre choisi. La présence de plateaux clairement distinguables permet à la technique d'ajustement MLE de bien délimiter les zones lors du processus de détermination des éléments équivalents.

## CHAPITRE 3 NOUVELLE VARIANTE RAPIDE DE L'ESSAI SSFR

### 3.1 Introduction

À présent la démonstration est faite que la méthode SSFR conduit à des paramètres standards de l'axe-d, dans les limites d'incertitudes acceptées par la norme IEEE-C50.12. Lorsque la rigidité mécanique du bobinage n'est pas en jeu, l'essai SSFR peut donc remplacer avantageusement l'encombrant essai du CC3PhBV. D'un autre côté, le problème d'inefficacité de l'amortisseur de l'axe -q a été révélé explicitement sur la signature fréquentielle des MPS ce qui constitue en soi un point fort de la méthode SSFR. L'essai de CC3PhBV ne permet pas d'obtenir les paramètres de l'axe -q tandis que l'essai Dalton-Cameron conduit seulement à la détermination de  $L_q''$  mesurée à la fréquence fixe de 60Hz. Ces deux essais classiques standardisés, ne peuvent pas dévoiler l'anomalie révélée par la signature fréquentielle. À ce titre, la méthode SSFR comparée à un essai classique est à l'image de comparaison entre une visualisation d'un signal à l'oscilloscope et une mesure ponctuelle avec un multimètre.

Il reste cependant que la méthode SSFR est complexe à conduire et à analyser. Un effort de simplification est requis pour encourager les intervenants des essais de réception à l'ajouter à leur menu d'essais. Comme vu au chapitre 2, le modèle 2-1 est la structure la plus simple capable de bien représenter une MPS avec amortisseurs. De ce fait et dans un souci de simplification, seulement ce modèle sera étudié dans le présent chapitre. La recherche vise à proposer une SSFR alternative facile et plus attrayante pour l'analyste non spécialiste et ce sans sacrifier la qualité des livrables. Les étapes de cette quête de simplification de la méthode sont organisées comme suit :

- Reprise de l'analyse théorique du modèle 2-1 mais avec considération de l'inductance différentielle  $L_{FD1l}$ . Déviant de l'analyse classique, de nouvelles approximations pratiques sont suggérées pour mieux adapter les FT SSFR théoriques à l'analyse et à l'extraction des paramètres.
- Une première investigation s'intéresse à l'approche d'ajustement simultané, dans l'axe -d, aux 2FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  versus aux 3FT  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $Z_{afo}(s)$ . Identifier les conditions de réussite de l'ajustement 3FT est un des objectifs de cette étape. Bonifier les mesures à inducteur

ouvert, jusque-là sous exploitées, est un levier prometteur pour réduire substantiellement la durée des mesures SSFR.

- La seconde investigation consiste à explorer le potentiel de la nouvelle FT  $Z_{do}(s)$  (impédance dans l'axe -d du côté du stator avec inducteur ouvert). Le but précis est de vérifier la possibilité de substituer les 2FT classiques  $sG(s)$  et  $Z_{afo}(s)$  par cette FT. Cette nouvelle approche est validée par sa capacité à reproduire la FT ignorée  $sG(s)$  ainsi que le rapport du nombre de tours inducteur/stator déduit habituellement de l'asymptote à l'origine de  $Z_{afo}(s)$ .
- La 4<sup>ème</sup> étape consiste à bâtir sur ce qui précède pour réduire substantiellement la durée totale des mesures SSFR. La nouvelle technique de mesure s'appuie sur un développement théorique modifié qui facilite l'analyse des données SSFR et sur la bonification des mesures à inducteur ouvert.
- L'étape de révision de la procédure d'extraction des paramètres vise à rendre l'expérience et le jugement de l'analyste moins décisifs. Via l'émission d'hypothèses simplificatrices, de nouvelles formules de conversion entre les constantes de temps SSFR et les éléments équivalents sont formulées.

Finalement, un retour sur la signature fréquentielle de l'axe -q des MPS a pour but d'expliquer le déphasage déconcertant entre la littérature et la réalité physique dévoilée par les mesures SSFR. Une expérience pratique est conduite pour valider l'explication avancée.

### 3.2 Analyse théorique modifiée du modèle 2-1

La fig. 3.1 représente le modèle 2-1, la structure la plus simple pour la modélisation des MPS.

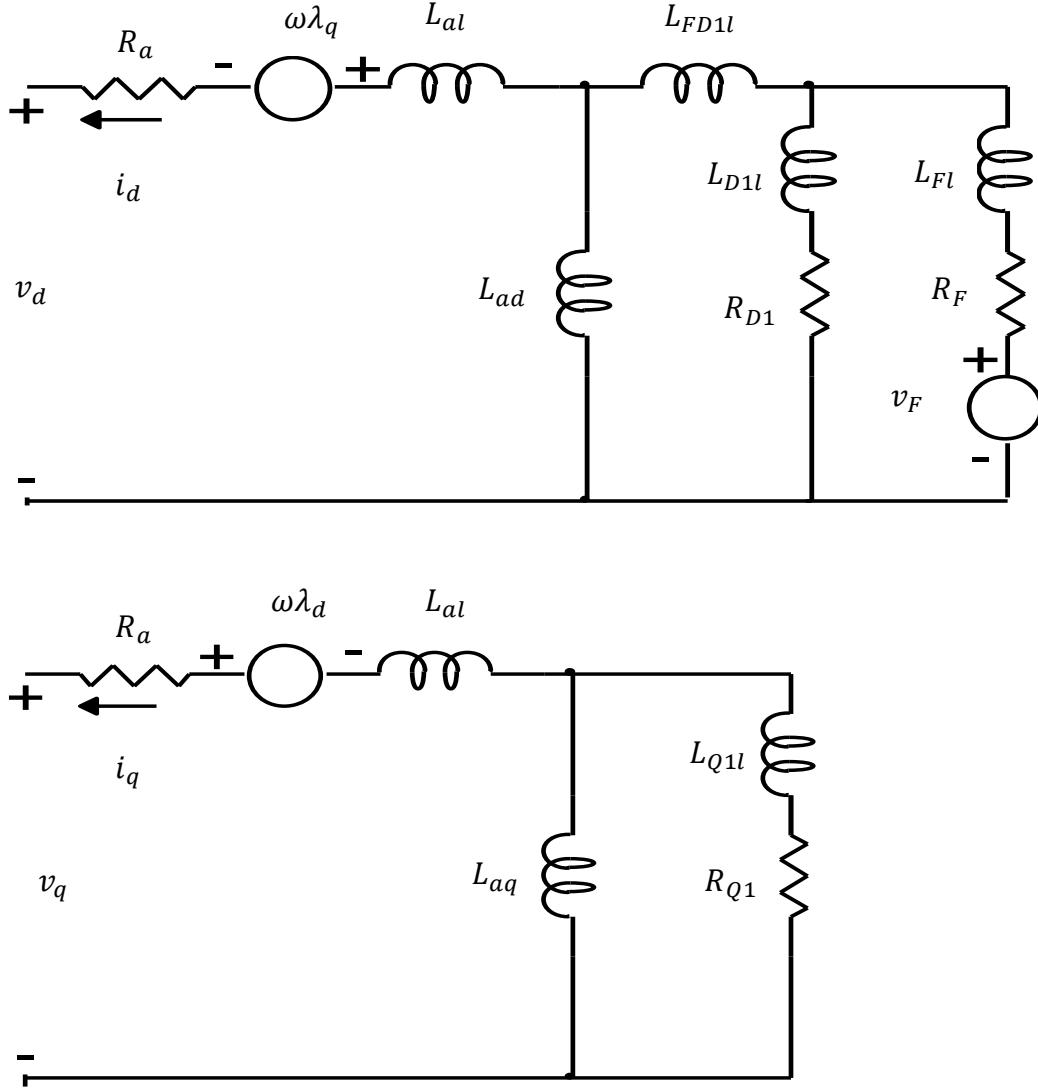


Figure 3.1 Structure du modèle 2-1

Les principales FT dérivées du modèle ci-dessus et qui peuvent être mesurées directement ou indirectement sont :

- Inductance de l'axe -d du stator à inducteur en court-circuit:

En calculant l'impédance vue du côté du stator  $Z_d(s)$  et en enlevant la partie résistive  $R_a$ ,  $L_d(s)$  est obtenue par :

$$L_d(s) = (L_{ad} + L_{al}) \frac{1 + f_1 s + f_2 s^2}{1 + f_3 s + f_4 s^2} \quad (3.1)$$

Les fonctions  $f_1$  à  $f_4$  s'expriment en fonction des éléments équivalents selon l'équation (3.3).

La fonction  $f_2$  est une approximation, car le terme de gauche de l'équation (3.2) a été négligé.

$$\frac{1}{R_F R_{D1}} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{FD1l} \right)^2 \approx 0 \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} f_1 = \frac{1}{R_F} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{Fl} + L_{FD1l} \right) + \frac{1}{R_{D1}} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{D1l} + L_{FD1l} \right) \\ f_2 \approx \frac{1}{R_F R_{D1}} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} (L_{Fl} + L_{D1l}) + L_{Fl} L_{D1l} + L_{FD1l} (L_{Fl} + L_{D1l}) \right) \\ f_3 = \frac{1}{R_F} (L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}) + \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}) \\ f_4 = \frac{1}{R_F R_{D1}} [(L_{ad} + L_{FD1l})(L_{D1l} + L_{Fl}) + L_{D1l} L_{Fl}] \end{cases} \quad (3.3)$$

$L_d(s)$  peut-être factorisée selon l'équation (3.4) si un nouveau paramètre «  $k$  » est introduit. Ce dernier est lié aux éléments équivalents du modèle par l'équation (3.5).

$$L_d(s) \approx (L_{ad} + L_{al}) \frac{\left( 1 + s \frac{1}{R_F} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{Fl} + L_{FD1l} \right) \right) \left( 1 + s \frac{1}{R_{D1}} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{D1l} + L_{FD1l} \right) \right)}{\left( 1 + s \left( \frac{1}{R_F} (L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}) + k \right) \right) \left( 1 + s \left( \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}) - k \right) \right)} \quad (3.4)$$

$$k^2 + k \left( \frac{L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}}{R_F} - \frac{L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}}{R_{D1}} \right) - \frac{(L_{ad} + L_{FD1l})^2}{R_F R_{D1}} = 0 \quad (3.5)$$

- Fonction de transfert inducteur à stator avec inducteur en court-circuit  $sG(s)$  :

$$sG(s) = s \frac{L_{ad}}{R_F} \frac{1 + s \frac{L_{D1l}}{R_{D1}}}{\left( 1 + s \left( \frac{1}{R_F} (L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}) + k \right) \right) \left( 1 + s \left( \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}) - k \right) \right)} \quad (3.6)$$

- Inductance de transfert inducteur vers stator à inducteur ouvert  $L_{afo}(s)$ :

$$L_{afo}(s) = L_{ad} \frac{1 + s \frac{L_{D1l}}{R_{D1}}}{1 + s \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l})} \quad (3.7)$$

À inducteur ouvert, l'impédance vue du côté du stator peut être calculée de la même façon que pour  $Z_d(s)$ . Cette impédance  $Z_{do}(s)$  permet après élimination de la résistance du stator  $R_a$  de calculer l'inductance du stator à inducteur ouvert  $L_{do}(s)$ :

- Inductance du stator dans l'axe -d à inducteur ouvert:

$$L_{do}(s) = \frac{Z_{do}(s) - R_a}{s} \quad (3.8)$$

$$L_{do}(s) = (L_{ad} + L_{al}) \frac{1 + s \frac{1}{R_{D1}} \left( \frac{L_{ad} L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{D1l} + L_{FD1l} \right)}{1 + s \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l})} \quad (3.9)$$

Pour l'axe -q, il n'y a aucune déviation par rapport à l'analyse classique. Avec un seul amortisseur, l'inductance  $L_q(s)$  se calcule selon l'équation (3.10) :

$$L_q(s) \approx (L_{aq} + L_{al}) \frac{1 + s \frac{1}{R_{Q1}} \left( \frac{L_{aq} L_{al}}{L_{aq} + L_{al}} + L_{Q1l} \right)}{1 + s \frac{1}{R_{Q1}} (L_{aq} + L_{Q1l})} \quad (3.10)$$

Le terme négligé de l'équation (3.2) a permis la factorisation du numérateur de  $L_d(s)$ . Cette forme permet de relier facilement les constantes de temps SSFR mesurées aux éléments équivalents du modèle 2-1. Les avantages de cette opération seront vus plus loin dans ce chapitre. La validité de l'approximation adoptée, sera vérifiée via les résultats SSFR recueillies sur un échantillon représentatif de MPS de grande puissance.

### 3.3 Caractéristiques des cinq MPS étudiées

Les machines étudiées dans ce chapitre sont toutes des MPS à rotors laminés. À part la machine - 4, les amortisseurs ne sont pas connectés ensemble. Les noyaux des pôles sont assemblés sur la jante en fer du rotor via un ou deux cônes en forme de queue d'aronde ou de «T». Les photos 3.2 et 3.3 montrent ces deux possibilités. La photo 3.4 met l'emphasis sur le recours obligatoire à une ou plusieurs cales de blocage en acier, en forme de «V», pour éliminer le jeu entre les deux pièces (fer du pôle et jante) et rigidifier ainsi l'assemblage mécanique.

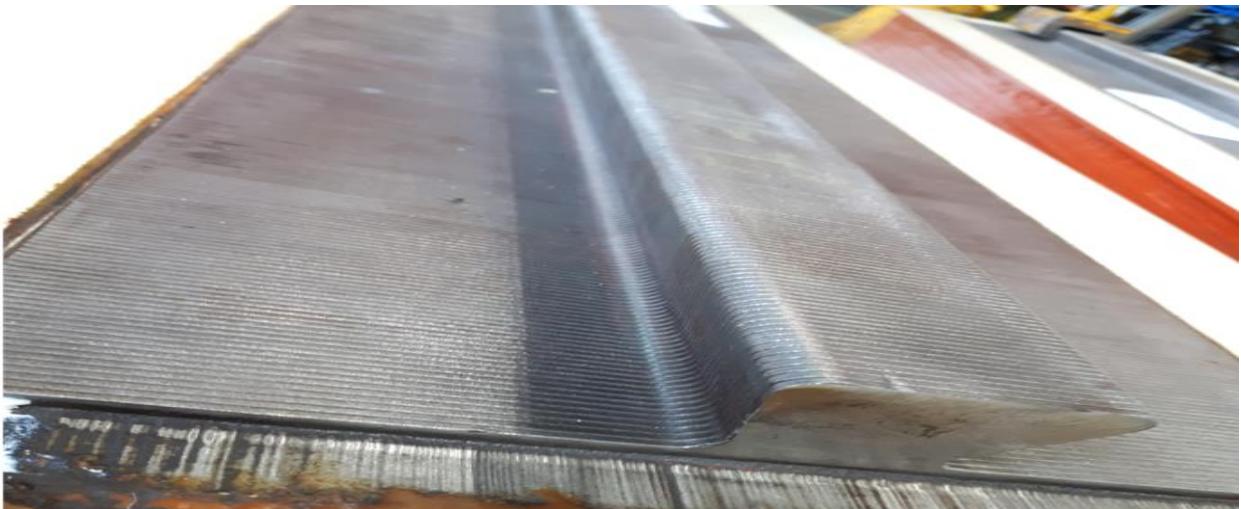


Figure 3.2 Fer du pôle avec un seul cône en forme de queue d'aronde



Figure 3.3 Fer du pôle avec deux cônes en forme de «T»



Figure 3.4 Cale de serrage et de blocage en acier en forme de «V»

La raison de cette description détaillée du montage des pôles et son lien avec la modélisation de la MPS sera vue plus loin dans ce chapitre.

Le Tableau 3.1 résume les principales caractéristiques des machines étudiées. À observer que les machines -1, -2 et -4 sont les mêmes que celles étudiées au chapitre 2.

Tableau 3.1 Caractéristiques des machines étudiées au chapitre 3

Mach.	Puissance MVA	Tension kV	Nb de pôles	Nb <sup>(1)</sup> En/p/p	$I_{FG}$ <sup>(2)</sup> (A)	$L_{al}$ p.u.	Observations
M-1	150	13.8	54	3.0	835	0.133	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs incontinus
M-2	57	13.8	96	1.7	428	0.28	- vieille machine - excitation à diodes tournantes - amortisseurs incontinus
M-3	230	13.8	44	3.2	756	0.15	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs incontinus
M-4	55.6	13.8	84	1.6	628	0.27	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs continus
M-5	367	18.0	40	3.2	1272	0.15	- machine neuve - excitation statique - amortisseurs incontinus

(1): Nombre d'encoches par pôle et par phase.

(2):  $I_{FG}$  est le courant d'excitation qui correspond à la tension nominale sur la droite d'entrefer

Excepté la 2<sup>ème</sup> machine, toutes les autres ont subi les essais de CC3PhBV et de décrément de tension  $T_{do}'$ . La 4<sup>ème</sup> machine a de plus subi l'essai Dalton-Cameron pour la détermination de  $L_q''$ .

La méthode SSFR a été conduite, selon les recommandations de l'IEEE-115, sur les cinq MPS. Ainsi dans l'axe-d, l'ajustement simultané aux 2FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  est utilisé. La 3<sup>ème</sup> fonction  $Z_{afo}(s)$  est relevée pour déterminer le rapport de transformation  $N_{aF}$  utilisé pour le transfert des paramètres du rotor vers le stator et vice versa. Grâce au calcul symbolique de Matlab, aucune approximation n'est adoptée lors du processus d'ajustement des FT estimées à leurs équivalentes mesurées. Les résultats obtenus, selon cette approche classique standardisée, servent à vérifier la validité des approximations, hypothèses, techniques et formules développées dans ce chapitre. Le fruit de ces innovations est assujetti à l'épreuve de confrontation avec les résultats des essais classiques tel que le CC3PhBV. Les déviations sont une indication fiable de la justesse des approches suggérées. Le paragraphe suivant est consacré à la première investigation qui explore la validité de l'approche d'ajustement simultané à 3FT  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$ .

### 3.4 Ajustement simultané à 2FT versus à 3FT

Dans l'axe -d, la structure du rotor est un quadripôle dont les éléments peuvent être déterminés théoriquement via au minimum 3FT. L'ajustement simultané aux 3FT  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$  a donc été traité dans la littérature [54-55] mais avec très peu d'expériences pratiques. À la connaissance de l'auteur de cette thèse, aucune analyse de l'approche 3FT n'a été conduite sur une MPS de grande puissance. Ce déficit de mesures et d'historique est reflété dans la nouvelle version de 2019 de la norme IEEE-115. Cette dernière continue de promouvoir et de recommander seulement l'approche d'ajustement à 2FT.

Pour combler ce vide et enrichir la littérature, pour les cinq machines étudiées, l'approche 3FT est conduite et ses résultats comparés à ceux issus de l'approche classique à 2FT. De plus, la nouvelle FT promue dans cette thèse  $L_{do}(s)$  est également mesurée. En accord avec l'approche 3FT, telle que décrite dans la littérature,  $L_{do}(s)$  n'est pas incluse pour le moment dans le processus de dérivation du modèle. Elle servira toutefois à valider la précision de la FT  $\hat{L}_{do}(s)$  estimée par le modèle SSFR-3FT résultant.

Pour la détermination des éléments équivalents, la technique MLE est adaptée pour l'ajustement à 3FT. Ainsi l'erreur résiduelle  $e_d$  et sa matrice de covariance  $R_d$  deviennent dans la fonction à minimiser  $V(\eta_i)$  :

$$V(\eta_i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [e_i^T(k, \eta_i) R^{-1}(k, \eta_i) e_i(k, \eta_i)] + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \log \det(R(k, \eta_i)) \quad \text{avec } i = d \text{ ou } q \quad (3.11)$$

$$e_d = \begin{cases} P_1 \cdot (|L_d(s)| - |\hat{L}_d(s)|) \\ P_1 \cdot (\angle(L_d(s)) - \angle(\hat{L}_d(s))) \\ P_2 \cdot (|sG(s)| - |\hat{sG}(s)|) \\ P_2 \cdot (\angle(sG(s)) - \angle(\hat{sG}(s))) \\ P_3 \cdot (|L_{afo}(s)| - |\hat{L}_{afo}(s)|) \\ P_3 \cdot (\angle(L_{afo}(s)) - \angle(\hat{L}_{afo}(s))) \end{cases} \quad \text{et} \quad R_d = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_d e_d^T \quad (3.12)$$

$\hat{L}_d(s)$ ,  $\hat{sG}(s)$  et  $\hat{L}_{afo}(s)$  sont les FT modèles calculées avec les paramètres estimés.  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$  sont les FT mesurées.  $P_1$  à  $P_3$  sont des coefficients de pondération qui permettent d'attribuer plus de poids aux mesures de  $L_d(s)$  suivies par ceux de  $sG(s)$  et finalement de  $L_{afo}(s)$  dans le processus d'ajustement. Cette priorisation est nécessaire car il n'est pas évident de maintenir un ajustement adéquat à  $L_d(s)$  en attribuant un poids identique aux autres FT.

La difficulté d'atteindre un ajustement adéquat avec l'approche 3FT incite à limiter la plage d'ajustement à une bande restreinte qui ne dépasse pas les régions transitoire et subtransitoire. Au-delà de cette dernière zone, l'ajustement 3FT détériore sérieusement les FT les plus importantes à savoir  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ . Ainsi pour toutes les machines étudiées, la bande fréquentielle d'intérêt est limitée à 10Hz.

Les Figures 3.5 à 3.9 montrent les ajustements aux courbes obtenus avec les deux approches 2FT et 3FT. Les FT  $\hat{L}_{d_o}(s)$  estimées et mesurées sont également présentées. Il est remarqué que le modèle SSFR-2FT est inapte à reproduire la fonction  $L_{afo}(s)$  ignorée dans sa dérivation. Le

modèle SSFR-3FT performe mieux tout en restant non convaincant. En contrepartie, il engendre une détérioration, bien visible graphiquement, dans la zone subtransitoire de  $L_d(s)$ . L'impact sur la précision des éléments équivalents de l'amortisseur de l'axe -d, présentés au Tableau 3.2, est par contre moins évident. Seules les valeurs positives de  $L_{FD11}$  pour les machines -1 et -4 trahissent l'existence potentielle de valeurs anormales. Au niveau des paramètres standards, l'impact de la détérioration dans la zone subtransitoire est contenu dans une proportion acceptable. Les déviations par rapport aux résultats du CC3PhBV, visibles au Tableau 3.3, sont à l'intérieur des limites des incertitudes acceptables. Elles ne sont pas moins bonnes que celles calculées pour le modèle SSFR-2FT. La seule exception reste la machine -1 avec une déviation de +55% sur  $T_d''$  ce qui est au-dessus de la limite maximale de  $\pm 30\%$  stipulée à la norme C50.12. Comme expliqué au chapitre 2, la machine -1 a un amortisseur inefficace ce qui rend ardue la détection de son empreinte sur la signature fréquentielle. En résumé, malgré l'imperfection du modèle SSFR-3FT dans la région subtransitoire de  $L_d(s)$ , les constantes de temps et réactances subtransitoires sont acceptables en regard des déviations enregistrées par rapport aux résultats du CC3PhBV et de  $T_{do}'$ . Sans surprise, pour les paramètres transitoires, le modèle SSFR-3FT joue d'une précision comparable à celle du SSFR-2FT. L'expérience a montré que si l'ajustement de  $L_d(s)$  est adéquat dans une zone, les paramètres standards associés à cette zone seront précis. Ce retour d'expérience s'applique sur le modèle SSFR-3FT dans la région transitoire.

Même avec une bande réduite de 10Hz, le modèle SSFR-3FT n'est pas en mesure de refléter l'état de magnétisation du fer lorsque le circuit de l'inducteur est ouvert. À cette condition, le flux magnétique du stator pénètre profondément le fer des pôles ce qui intensifie l'activité des courants de Foucault. Ce phénomène hautement non linéaire devient impossible à reproduire avec un seul circuit amortisseur. La machine -2 est une exception à cette règle comme constaté avec les bons ajustements réalisés sur  $L_{afo}(s)$  et  $L_{do}(s)$ . L'efficacité de l'amortisseur de cette machine empêche les lignes de flux de pénétrer profondément le fer même à inducteur ouvert. À l'inverse, la machine -1 avec son amortisseur inefficace exhibe la pire performance du modèle SSFR-3FT en matière d'ajustement à  $L_{afo}(s)$  et  $L_{do}(s)$ .

Il est possible de repérer graphiquement l'efficacité de l'amortisseur par simple examen de l'aptitude du modèle SSFR-2FT à reproduire  $L_{afo}(s)$  et  $L_{do}(s)$ . La différence entre la performance de l'amortisseur de la machine -1 et celle de -2 est bien visible.

Tableau 3.2 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT et SSFR-3FT (dc à 10Hz)

Machine	$L_d(0)$	$R_F$ (p.u.)		$R_{D1}$ (p.u.)	$L_{Fl}$ (p.u.)	$L_{D1l}$ (p.u.)	$L_{FD1l}$ (p.u.)
M-1	0.717	7.5950e-4	2FT	0.207662	0.436591	5.615106	-0.2064718
			3FT	0.044700	0.10853	1.50400	0.119350
M-2	1.070	8.6580e-4	2FT	0.043331	0.421607	0.473409	-0.0765349
			3FT	0.035971	0.35450	0.42872	-0.014964
M-3	0.888	6.0430e-4	2FT	0.036595	0.42122	0.89580	-0.127727
			3FT	0.024058	0.30175	0.55032	-0.030636
M-4	1.028	1.7210e-3	2FT	0.080804	0.536165	1.865001	-0.173831
			3FT	0.057208	0.32866	1.04759	0.030246
M-5	0.803	5.9350e-4	2FT	0.023439	0.34065	0.87767	-0.134083
			3FT	0.015920	0.23136	0.51222	-0.045231

Tableau 3.3 Précision des paramètres standards issus des modèles SSFR-2FT et SSFR-3FT

Machine		$T_d^{''}$ (s)	$T_d^{'}$ (s)	$T_{do}^{'}$ (s)	$L_d^{''}$ (p.u.)	$L_d^{'}$ (p.u.)
M-1	2FT	0.070(+16.7%)	1.699(-5.6%)	4.846(-7.3%)	0.290(+7.4%)	0.309(-0.3%)
	3FT	0.093(+55.1%)	1.697(-5.7%)	4.878(-6.7%)	0.303(+12.2%)	0.307(-1.0%)
M-2	2FT	0.035(-22.2%)	2.873(-3.6%)	6.706(-4.2%)	0.407(-7.5%)	0.532(-3.3%)
	3FT	0.041(-8.9%)	2.848(-4.4%)	6.692(-4.4%)	0.431(-4.4%)	0.529(-3.8%)
M-3	2FT	0.065(+12.1%)	2.667(+1.8%)	7.596(-6.8%)	0.285(+9.6%)	0.371(+3.0%)
	3FT	0.069(+19.0%)	2.528(-3.5%)	7.490(-8.1%)	0.289(+11.1%)	0.357(-0.8%)
M-4	2FT	0.062(+3.3%)	1.249(-2.4%)	2.819(-7.0%)	0.462(+2.7%)	0.529(-3.8%)
	3FT	0.055(-8.3%)	1.246(-2.6%)	2.831(-6.6%)	0.485(+7.8%)	0.525(-4.5%)
M-5	2FT	0.098(+22.5%)	2.731(+2.3%)	8.255(+1.3%)	0.248(+7.8%)	0.314(+1.3%)
	3FT	0.095(+18.7%)	2.567(-3.8%)	8.134(-0.2%)	0.250(+8.7%)	0.299(-3.5%)

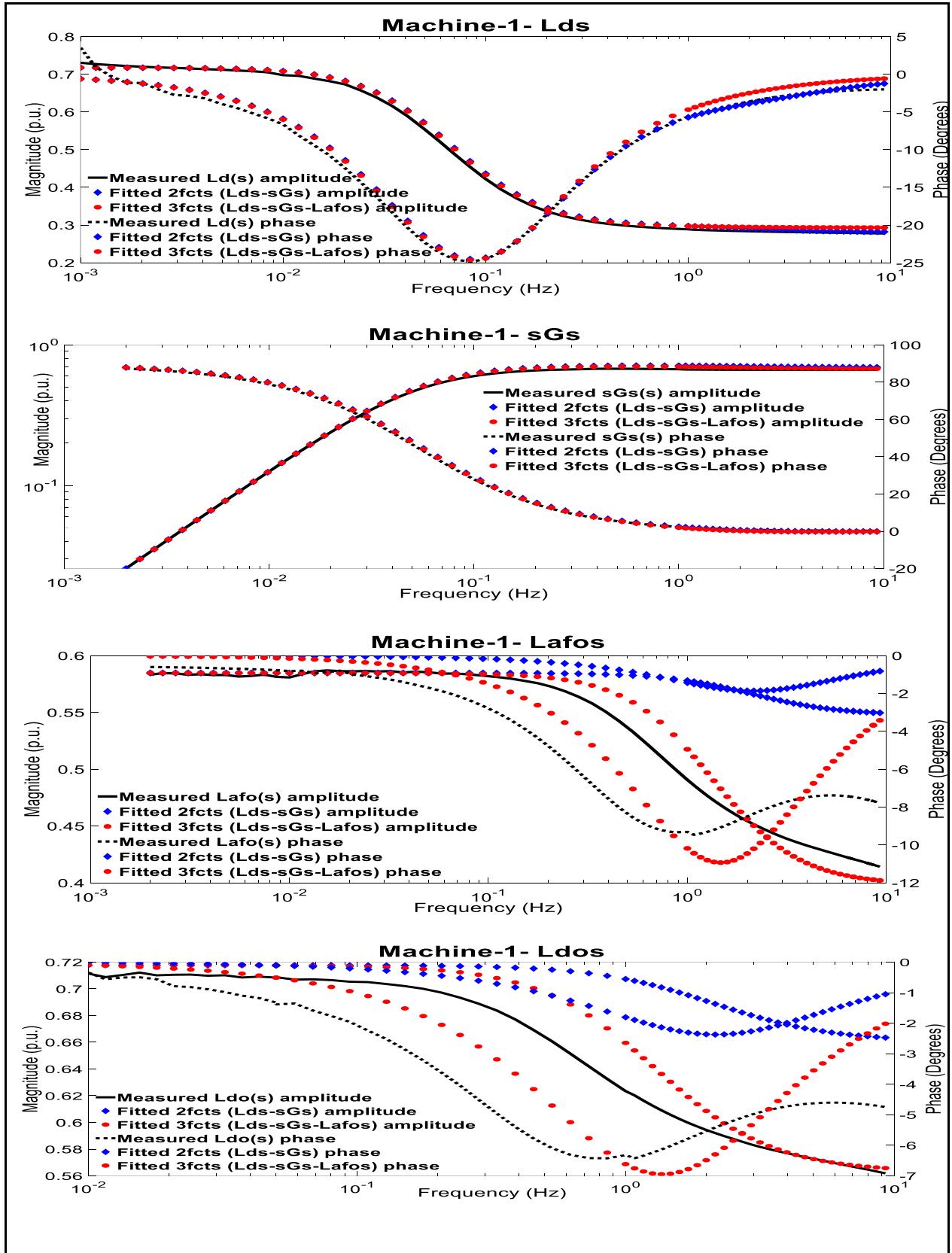


Figure 3.5 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -1

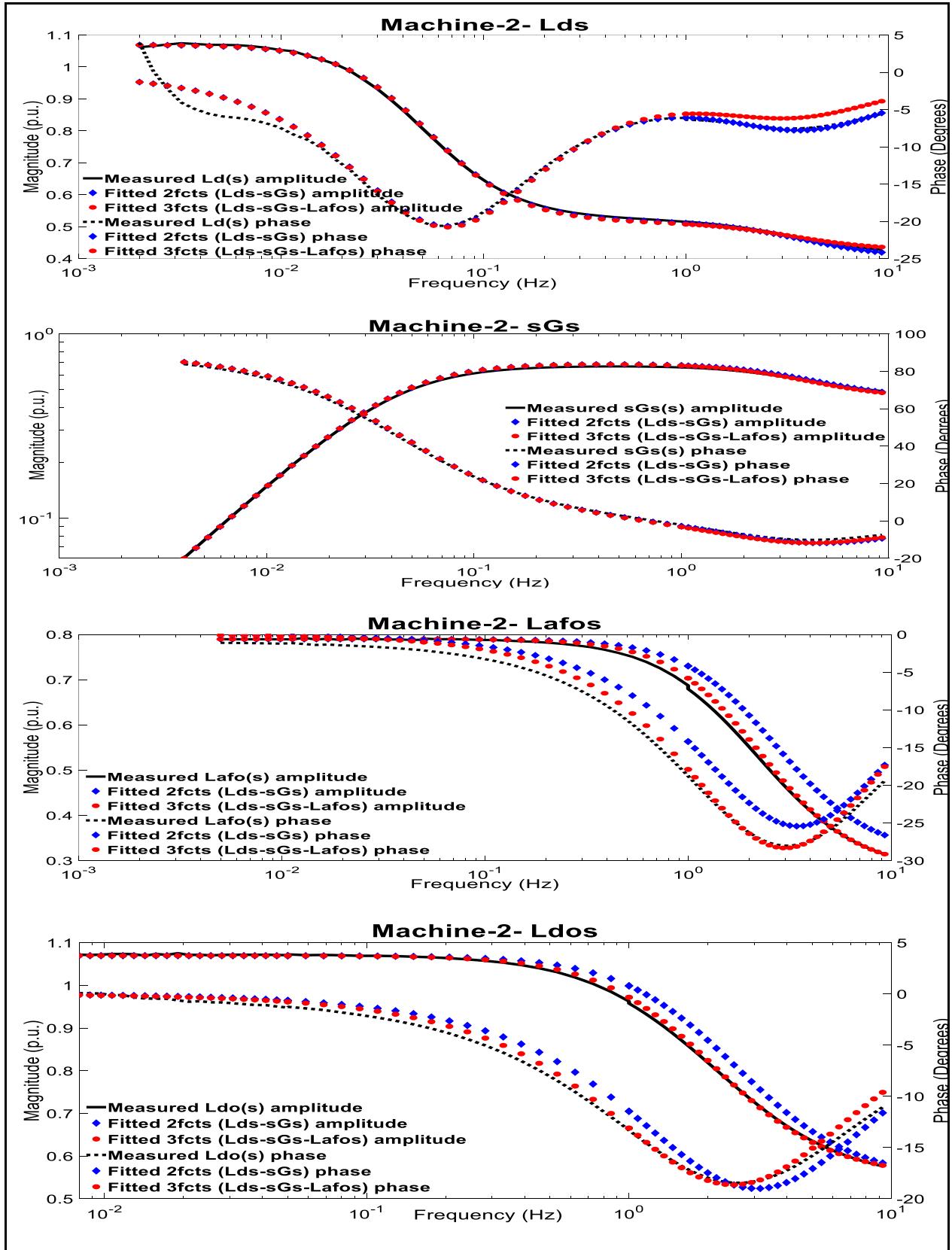


Figure 3.6 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -2

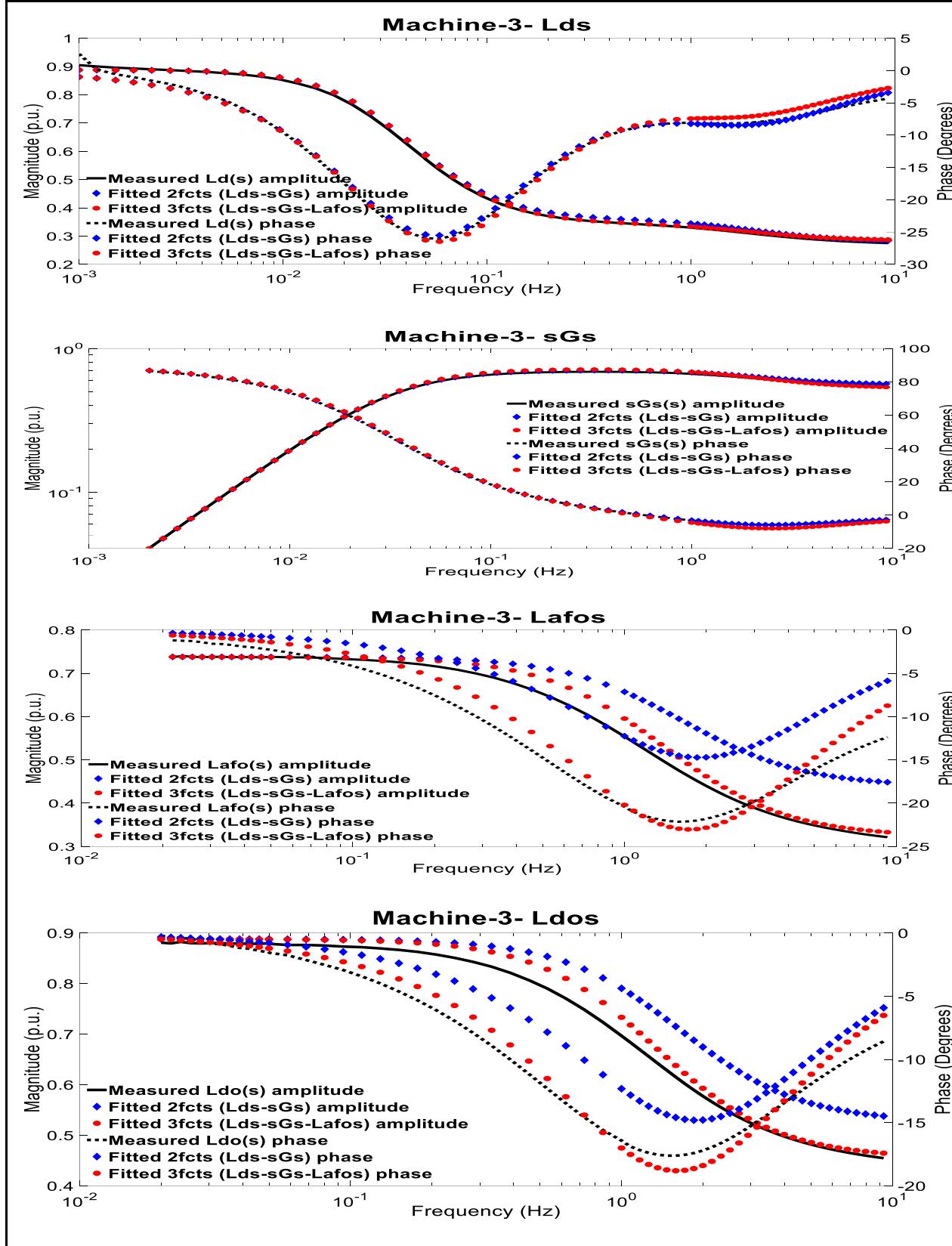


Figure 3.7 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -3

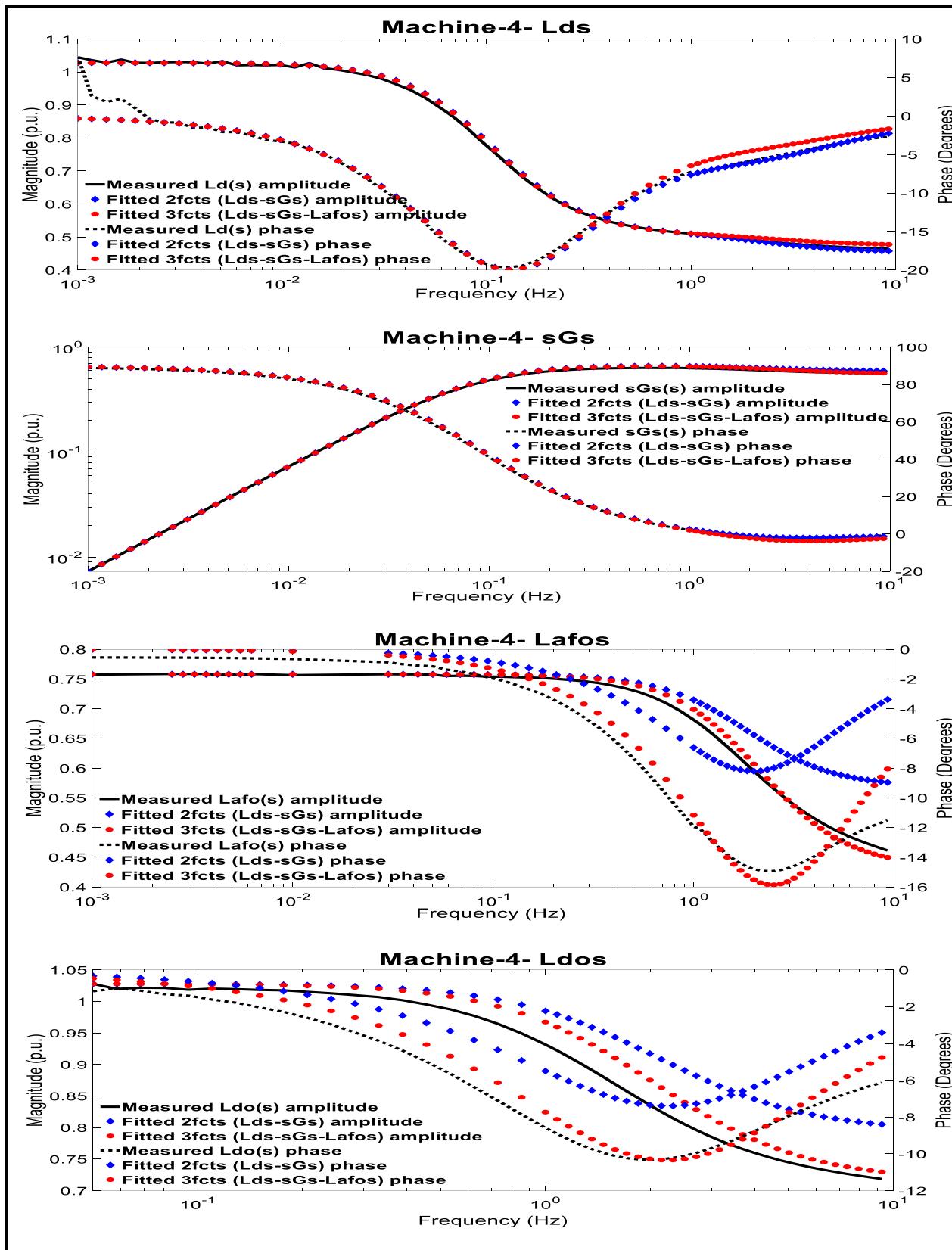


Figure 3.8 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -4

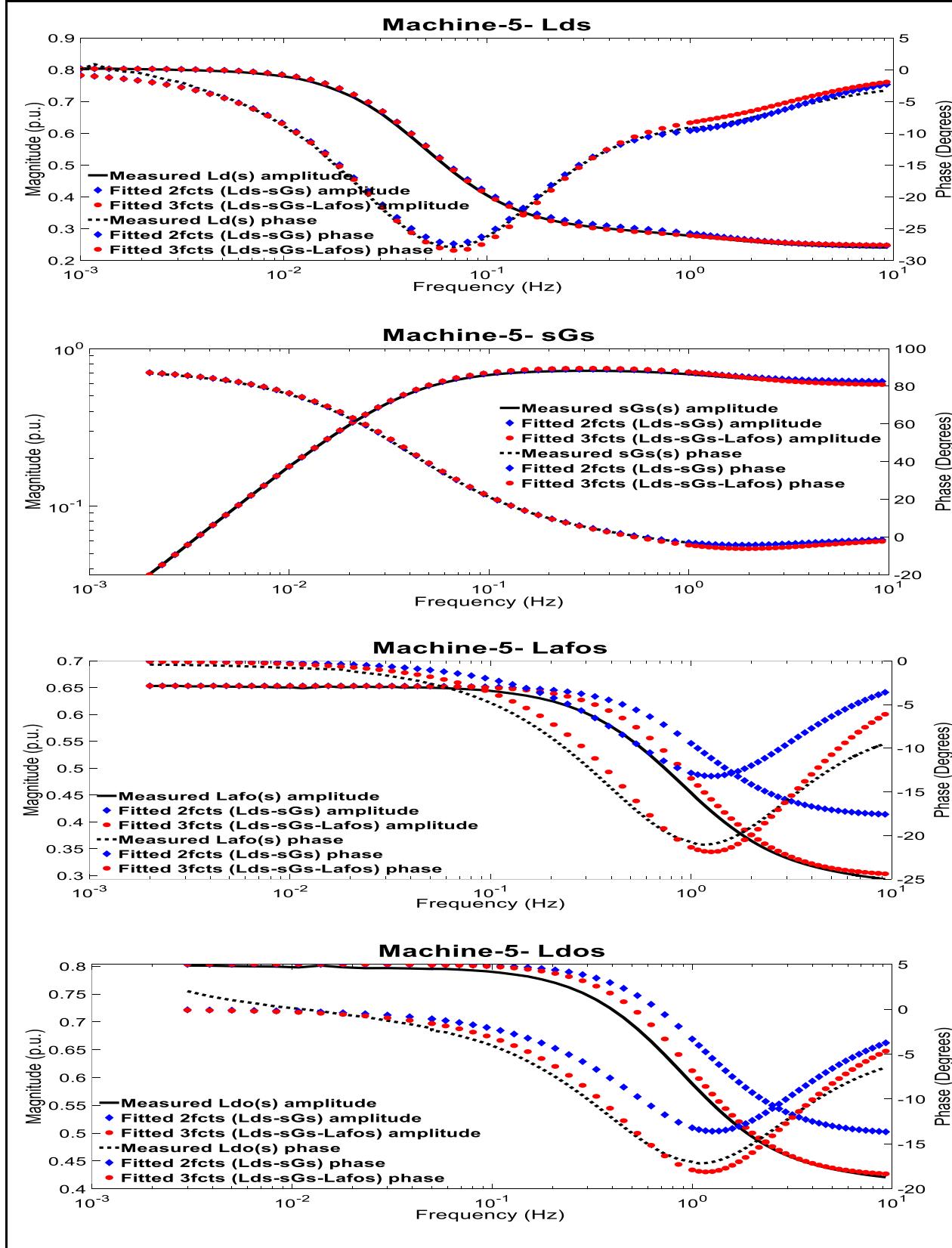


Figure 3.9 Application des approches d'ajustement 2FT et 3FT sur la machine -5

### 3.5 Ajustement à $L_d(s) - sG(s)$ Vs à $L_d(s) - L_{do}(s)$

La détermination des éléments équivalents en suivant la recommandation de l'IEEE-115 a quelques désagréments qu'il serait souhaitable d'éliminer :

- Bien que non requise directement dans le processus d'ajustement, la 3<sup>ème</sup> FT  $L_{afo}(s)$  est nécessaire pour déterminer  $N_{aF}$ . La mesure de cette fonction prolonge la durée totale des mesures SSFR d'environ 6 heures.
- La fonction  $sG(s)$  nécessite la mesure du courant d'excitation ce qui ajoute à l'incertitude de mesure globale. De plus, si l'analyseur ARF ne dispose pas de 4 canaux d'entrée, la mesure en différé de  $L_d(s)$  puis de  $sG(s)$  peut subir les aléas de variations de température du bobinage de l'inducteur. Dans une telle situation, il n'est pas exclu de rencontrer des difficultés d'ajustement simultané à ces deux FT.
- La FT  $sG(s)$  requiert de débuter les mesures à une fréquence assez basse pour saisir la réaction de l'inducteur. Il faut donc prévoir jusqu'à 10 heures pour le relevé de cette FT.

Les désagréments cités en haut peuvent être éliminés ou atténués si la FT  $sG(s)$  est remplacée par une FT à inducteur ouvert. La candidate idéale pour ce rôle est  $L_{do}(s)$  car elle permet en plus de conserver les variables à mesurer toujours du côté du stator. Pour explorer le potentiel de cette stratégie, dans ce paragraphe il sera question de confronter le modèle classique SSFR-2FT dérivé de  $L_d(s) - sG(s)$  et le variant SSFR- $L_d - L_{do}$ .

Avec l'ajustement classique aux FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ , la résistance de l'inducteur  $R_F$  est déduite de l'asymptote à l'origine de  $sG(s)$  et de  $L_{afo}(s)$  à l'étape de l'analyse préliminaire. Elle ne fait donc pas partie du processus d'identification des éléments équivalents par ajustement des courbes. Avec la nouvelle approche explorée,  $R_F$  n'est pas connue et fait donc partie de la liste des paramètres à chercher via l'ajustement à  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$ . Avec cette valeur ainsi déterminée et la valeur de la résistance de l'inducteur mesurée au pont de Kelvin, le rapport de transformation  $N_{aF}$  est aisément déterminé. Comme il est constaté au Tableau 3.4, la déviation sur celui-ci, par rapport à la valeur théorique est même légèrement plus petite que celle calculée pour le  $N_{aF}$  classique.

Les éléments équivalents du modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  sont généralement différents de ceux du modèle classique SSFR-2FT. La différence concerne surtout les éléments de l'amortisseur ce qui était prévisible. Pour l'inducteur, il faut remarquer que pour les cinq machines, les deux modèles conduisent à une somme  $L_{Fl} + L_{FDll}$  quasi similaire. Une dernière remarque à noter est la valeur négative de  $L_{FDll}$  pour les deux modèles.

Sauf pour la machine -2, l'ajustement adéquat à  $L_{do}(s)$  reste inaccessible même si un peu mieux que celui obtenu via le modèle SSFR-3FT. Heureusement, selon les Figure 3.10 à 3.14, le modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  réussit à reproduire avec satisfaction la FT  $sG(s)$  ignorée dans sa dérivation et ce pour les cinq machines. Pour le lecteur non spécialiste, il est important de savoir que l'ajustement à seulement  $L_d(s)$  ne permet pas de reproduire  $sG(s)$ . La considération de  $L_{do}(s)$  est donc bénéfique sur cet aspect. Un autre dénouement positif est l'amélioration perceptible dans la région subtransitoire de  $L_d(s)$  en comparaison avec la performance du modèle SSFR-3FT.

La recherche a montré que ces points positifs ne sont pas atteignables, avec le même succès, si  $L_{do}(s)$  est remplacée par  $L_{afo}(s)$ . Cette constatation est expliquée par l'inabilité d'une FT à ordre -1 (1 pôle et 1 zéro) à représenter simultanément l'amplitude et la phase de  $L_{afo}(s)$ .  $L_{do}(s)$  est plus disposée à être modélisée par un ordre -1 ce qui possiblement justifie l'amélioration dans la région subtransitoire de  $L_d(s)$ .

Du côté des réactances et constantes de temps standards, le Tableau 3.5 confirme que le nouveau modèle est aussi valide que celui classique. Les déviations par rapport aux résultats des essais de CC3PhBV et  $T_{do}'$  le montrent clairement. Pour le bénéfice du lecteur, les déviations obtenues pour le modèle SSFR-3FT sont également montrées au sein du même tableau.

Jusqu'ici, les investigations conduites concernent l'évaluation du potentiel de différentes combinaisons de FT à la détermination d'un modèle 2-1 satisfaisant. La méthode d'ajustement des FT modèles à leurs équivalentes mesurées est toujours fidèle à l'approche classique :

- FT modèles calculées sans approximations avec le calcul symbolique de Matlab
- L'ajustement aux courbes est réalisé avec la méthode MLE avec priorisation de  $L_d(s)$

Tableau 3.4 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$  (dc-10Hz)

Modèle	M-1	M-2	M-3	M-4	M-5
$L_d(0)$ p.u.	0.717	1.070	0.888	1.028	0.803
$R_F$	2FT	7.595e-4	8.658e-4	6.0430e-4	1.7219e-3
	$L_d - L_{do}$	7.0450e-4	7.9161e-4	5.9952e-4	1.6864e-3
$R_{D1}$	2FT	0.207662	0.043331	0.036595	0.080804
	$L_d - L_{do}$	0.037482	0.036503	0.024868	0.051613
$L_{Fl}$	2FT	0.436591	0.421607	0.42122	0.536165
	$L_d - L_{do}$	0.26047	0.41287	0.35284	0.43525
$L_{D1l}$	2FT	5.615106	0.473409	0.89580	1.865001
	$L_d - L_{do}$	1.54415	0.46624	0.59322	1.06867
$L_{FD1l}$	2FT	-0.206472	-0.076535	-0.127727	-0.173831
	$L_d - L_{do}$	-0.035396	-0.073300	-0.067329	-0.060705
$N_{aF}$	2FT	19.32 (-9.3%)	11.39 (-7.5%)	27.12 (-9.3%)	7.85 (-8.1%)
	$L_d - L_{do}$	20.01 (-6.1%)	11.82 (-4.0%)	27.17 (-9.1%)	7.84 (-8.2%)
					23.28 (-6.0%)

Tableau 3.5 Précision des paramètres standards issus du modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  (dc-10Hz)

Modèle	$T_d''$ (s)	$T_d'$ (s)	$T_{do}'$ (s)	$L_d''$ (p.u.)	$L_d'$ (p.u.)
M1	2FT	0.070(+16.7%)	1.699(-5.6%)	4.846(-7.3%)	0.290(+7.4%)
	3FT	0.093(+55.0%)	1.697(-5.7%)	4.878(-6.7%)	0.303(+12.2%)
	$L_d - L_{do}$	0.113(+88.3%)	1.675(-6.9%)	4.855(-7.2%)	0.283(+4.8%)
M2	2FT	0.035(-22.2%)	2.873(-3.6%)	6.706(-4.2%)	0.407(-7.5%)
	3FT	0.041(-8.9%)	2.848(-4.4%)	6.692(-4.4%)	0.431(-2.0%)
	$L_d - L_{do}$	0.042(-6.7%)	2.846(-4.5%)	6.686(-4.5%)	0.406(-7.7%)
M3	2FT	0.065(+12.1%)	2.667(+1.8%)	7.596(-6.8%)	0.285(+9.6%)
	3FT	0.069(+19.0%)	2.528(-3.5%)	7.490(-8.1%)	0.289(+11.1%)
	$L_d - L_{do}$	0.069(+19.0%)	2.617(-0.1%)	7.572(-7.1%)	0.281(+8.1%)
M4	2FT	0.062(+3.3%)	1.249(-2.4%)	2.819(-7.0%)	0.462(+2.7%)
	3FT	0.055(-8.3%)	1.246(-2.6%)	2.831(-6.6%)	0.485(+7.8%)
	$L_d - L_{do}$	0.060(+0.0%)	1.278(-0.2%)	2.862(-5.5%)	0.466(+3.5%)
M5	2FT	0.098(+22.5%)	2.731(+2.3%)	8.255(+1.3%)	0.248(+7.8%)
	3FT	0.095(+18.7%)	2.567(-3.8%)	8.134(-0.2%)	0.250(+8.7%)
	$L_d - L_{do}$	0.099(+23.7%)	2.674(+0.1%)	8.235(+1.0%)	0.243(+5.6%)
					0.308(-0.6%)

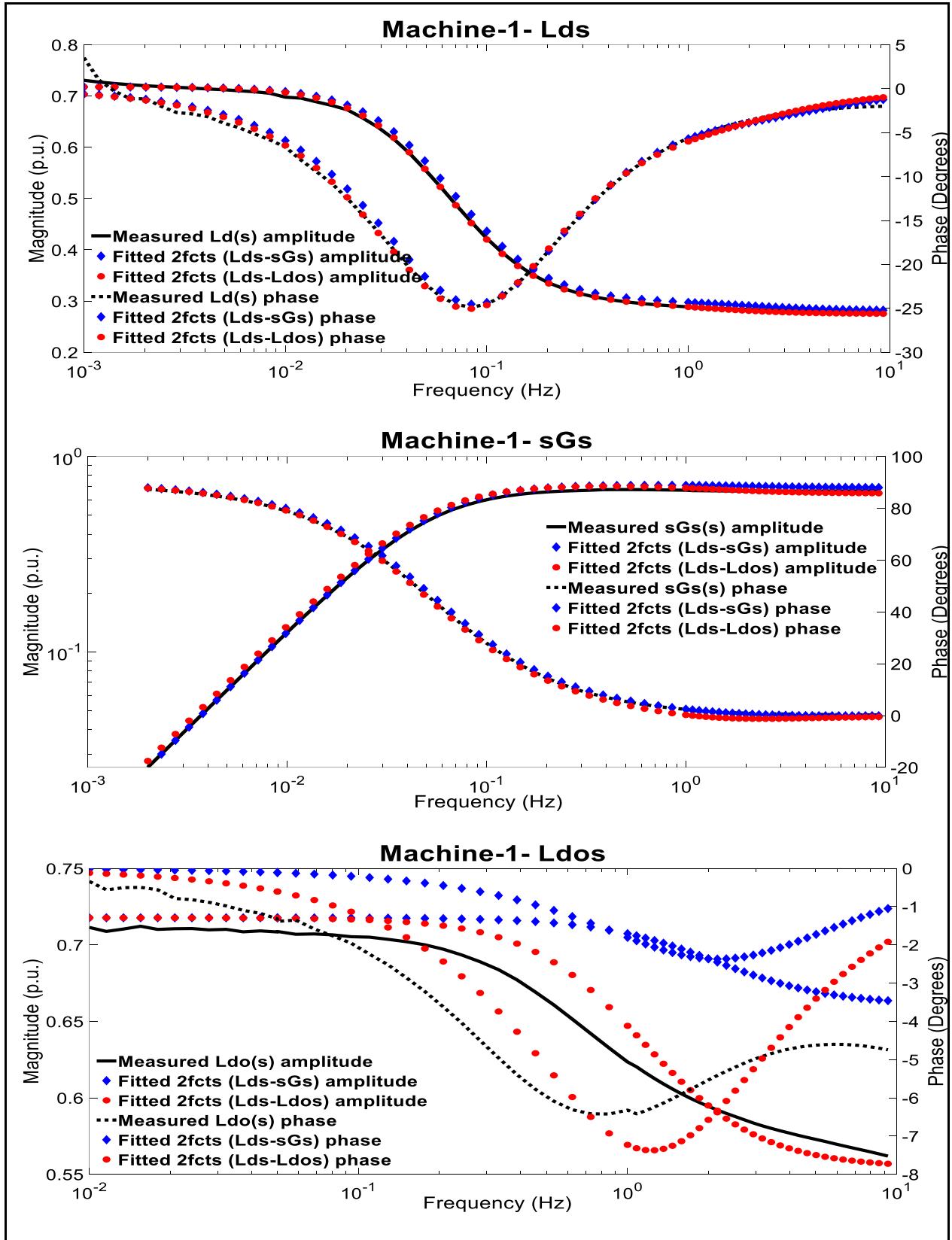


Figure 3.10 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$  pour la machine -1

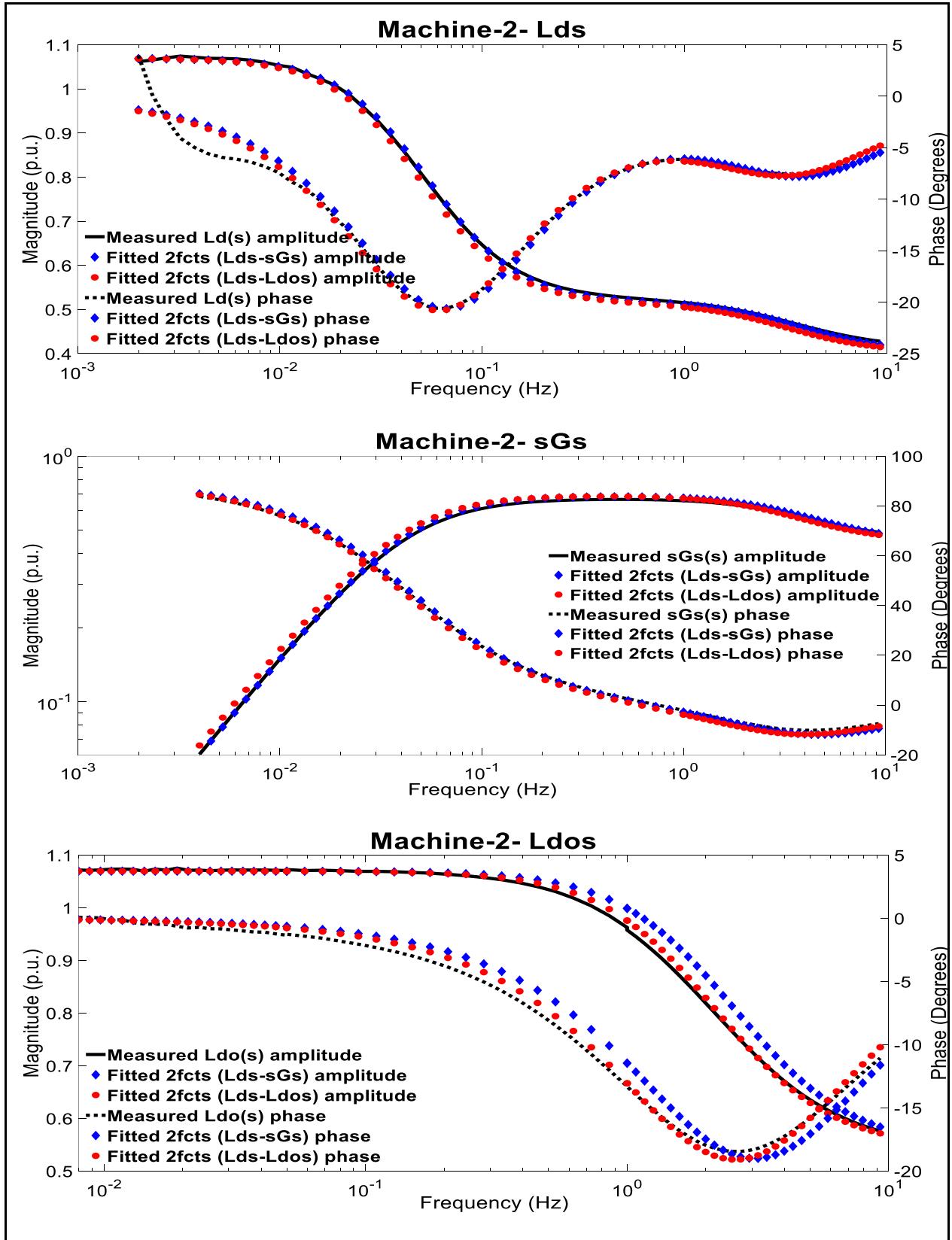


Figure 3.11 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$  pour la machine -2

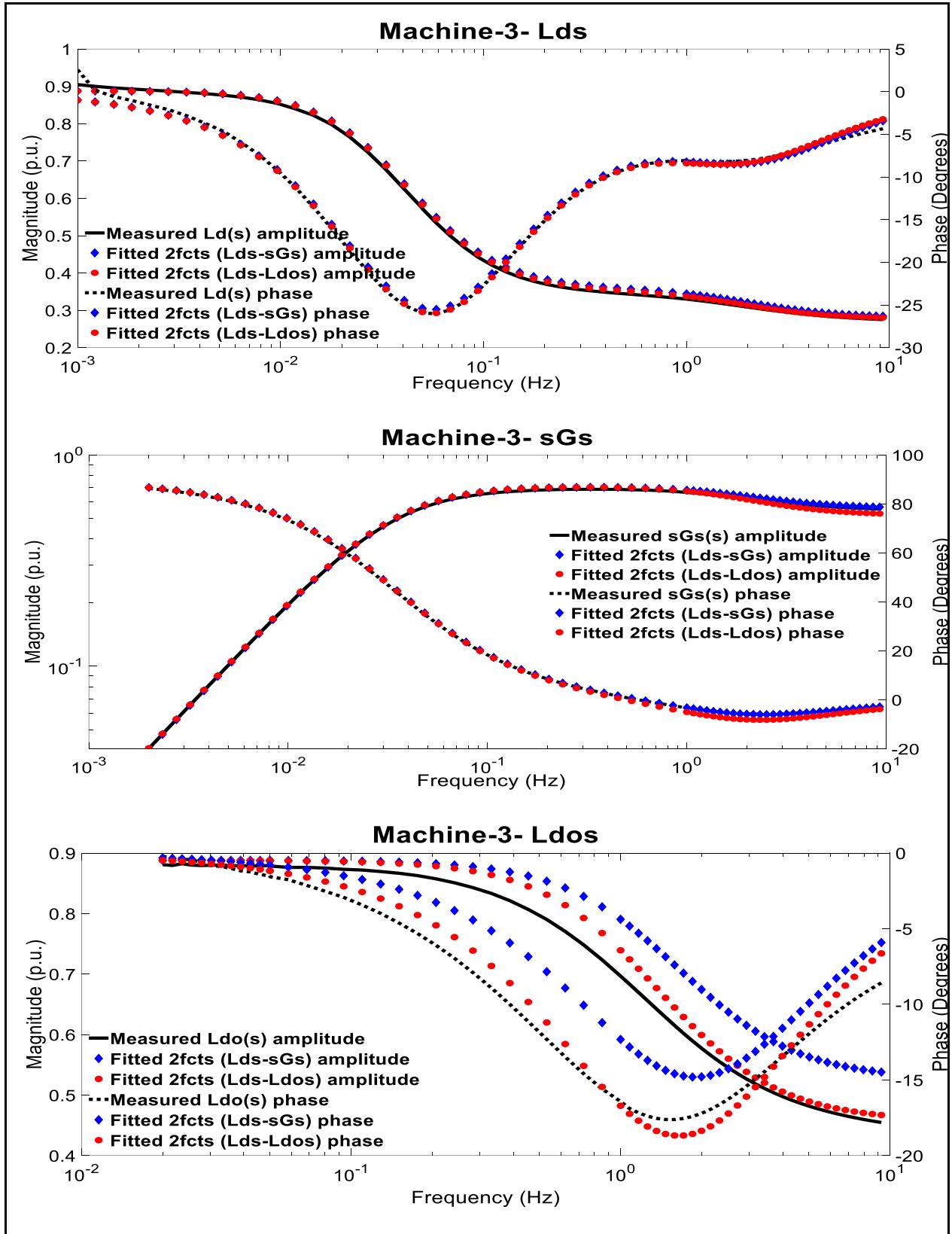


Figure 3.12 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d$  -  $L_{dos}$  pour la machine -3

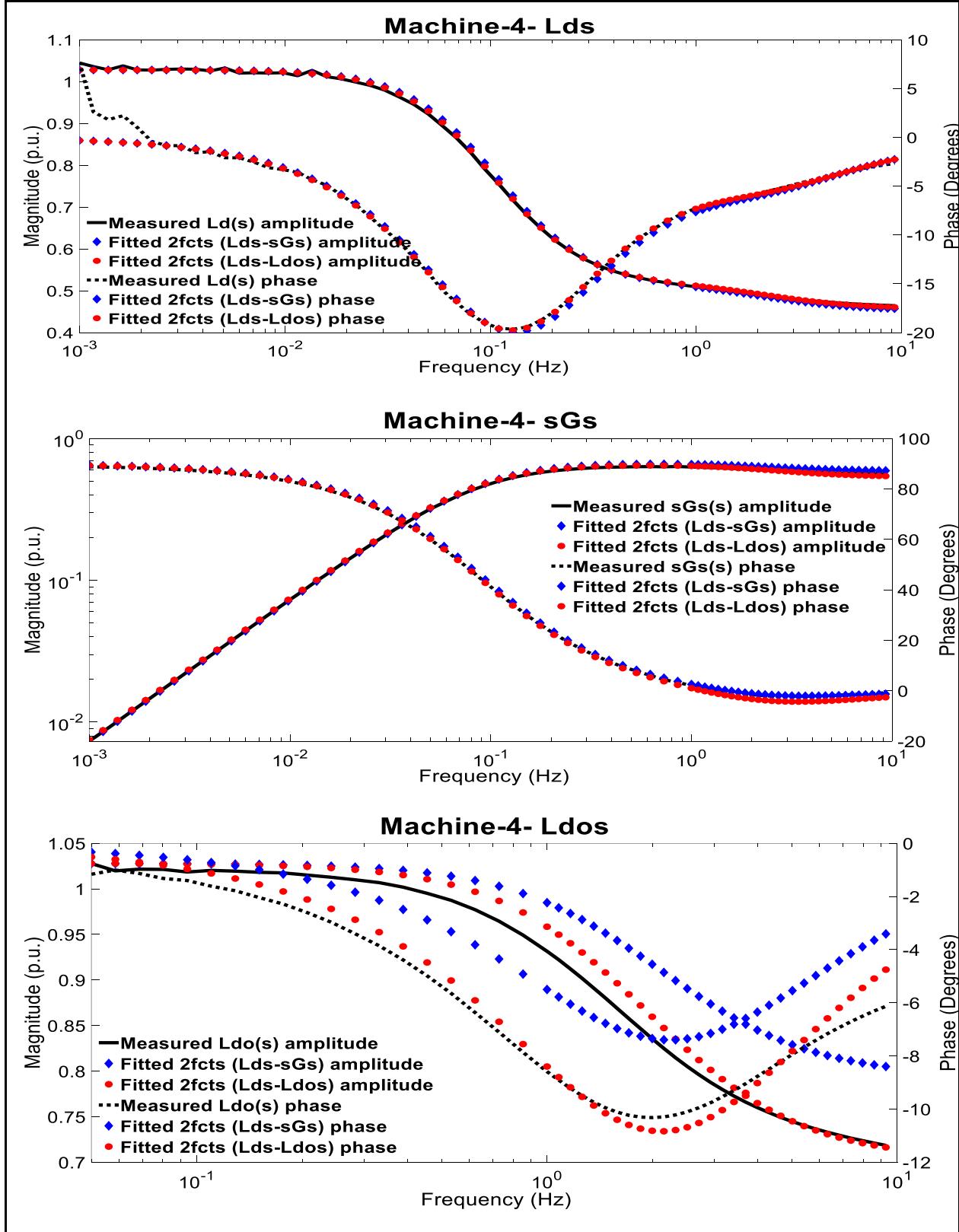


Figure 3.13 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$  pour la machine -4

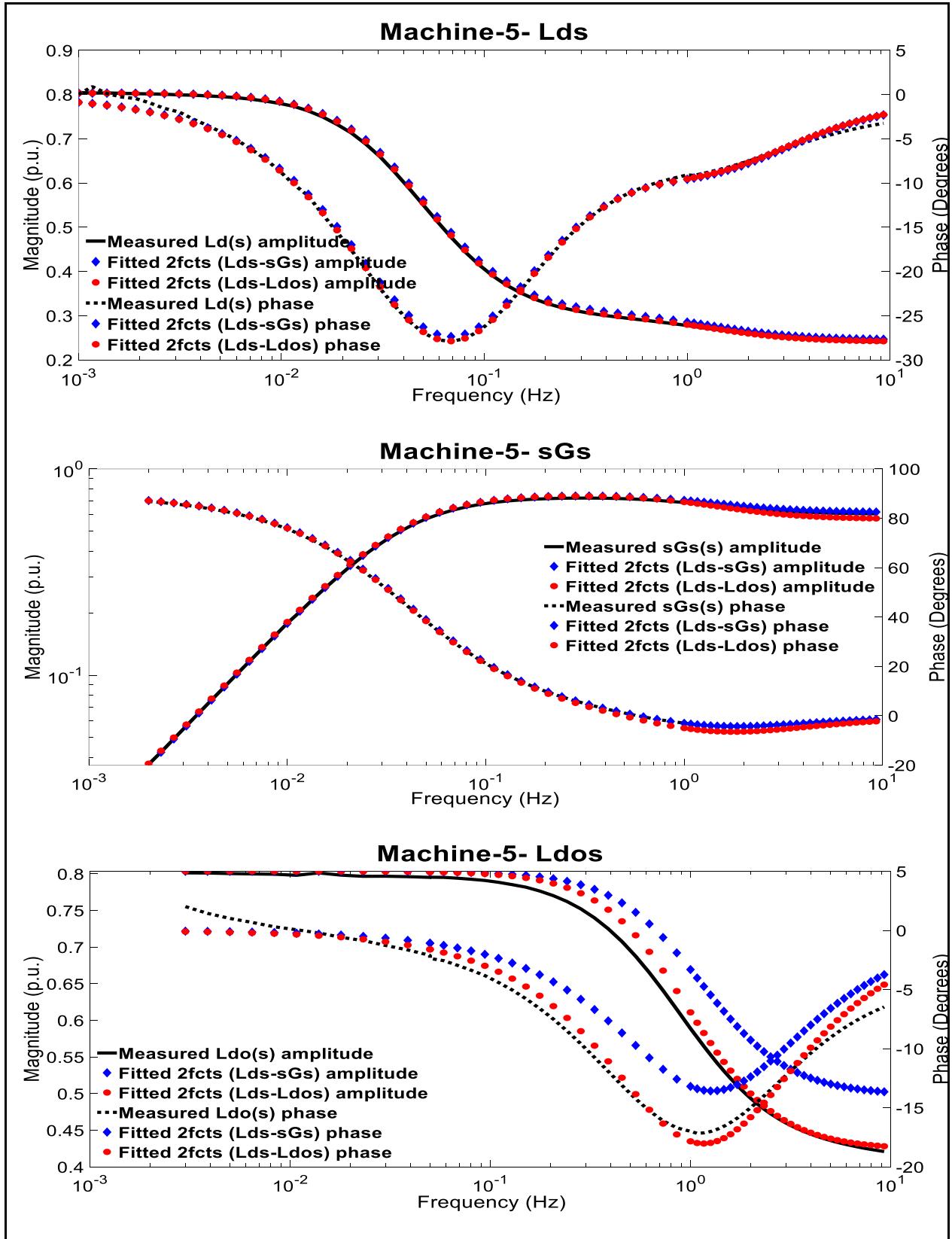


Figure 3.14 Ajustements SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$  pour la machine -5

### 3.6 Technique de mesure SSFR rapide

À la lumière de ce qui précède, une nouvelle variante de mesure SSFR est proposée. Elle permet de:

- Raccourcir significativement la durée des mesures
- Éviter la zone des mesures très basses fréquences, assujettie à l'influence du bruit électromagnétique et à la variation de la température
- Automatiser et uniformiser la technique d'extraction des paramètres

Six observations importantes sont derrière l'élaboration de cette nouvelle technique :

- 1- L'ajustement aux deux FT  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$  permet de reproduire avec satisfaction l'importante FT ignorée  $sG(s)$ . Ce résultat a permis de produire un modèle SSFR-  $L_d - L_{do}$  adéquat.
- 2- Les FT  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$  sont à minimum de phase ce qui signifie qu'elles sont complètement régies par leurs phases. Ainsi leurs amplitudes peuvent être reconstituées à partir des phases si la valeur à l'origine  $L_d(0)$  est connue.
- 3- À part la machine -2, à inducteur ouvert, l'amortisseur manque d'efficacité pour empêcher les lignes de flux venant du stator de pénétrer profondément le fer en régime subtransitoire. Il est logique de penser qu'en régime transitoire avec l'inducteur en court-circuit, ce dernier s'accapare la quasi-totalité de l'effort à éliminer les lignes de flux venant du stator. Ceci revient à supposer qu'en régime transitoire, le circuit de l'inducteur est actif et celui de l'amortisseur est ouvert.
- 4- Pour augmenter la précision des éléments équivalents du rotor  $R_F$  et  $L_{Fl} + L_{FD1l}$ , l'ajustement à  $L_d(s)$  doit être précis à proximité du minimum global de sa phase. Ce dernier est situé dans la région transitoire. Pour atteindre le même résultat avec les éléments de l'amortisseur, il faut assurer un bon ajustement au point d'infexion, sur la phase de  $L_d(s)$ , situé dans la zone subtransitoire.
- 5- Étant donné que le minimum de phase de  $L_d(s)$  est situé à une fréquence hors de la zone des très basses fréquences, si  $L_d(0)$  peut-être estimée autrement, il est possible de débuter la mesure de cette FT à partir de 20mHz au lieu de 1mHz.

6- Pour au moins les MPS de grande puissance, la valeur à l'origine  $L_d(0)$  peut être déterminée via la FT  $L_{do}(s)$  à une fréquence supérieure à 20mHz.

### 3.6.1 Base théorique de la mesure SSFR Rapide (F-SSFR)

La dérivation des éléments du modèle 2-1, en utilisant  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$ , passe par la détermination des constantes de temps  $T_1$  à  $T_4$  et du nouveau paramètre  $k$ :

$$L_d(s) \approx (L_{ad} + L_{al}) \frac{(1+sT_1)(1+sT_2)}{(1+sT_3)(1+sT_4)} \quad \text{et} \quad L_{do}(s) = (L_{ad} + L_{al}) \frac{1+sT_5}{1+sT_6} \quad (3.13)$$

Avec :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{R_F} \left( \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{Fl} + L_{FD1l} \right) & T_3 &= \frac{1}{R_F} (L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}) + k \\ T_2 &= \frac{1}{R_{D1}} \left( \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{D1l} + L_{FD1l} \right) & T_4 &= \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}) - k \\ T_5 = T_2 &= \frac{1}{R_{D1}} \left( \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} + L_{D1l} + L_{FD1l} \right) & T_6 &= T_4 + k = \frac{1}{R_{D1}} (L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

$k$  est solution de l'équation :

$$k^2 + k \left( \frac{L_{ad} + L_{Fl} + L_{FD1l}}{R_F} - \frac{L_{ad} + L_{D1l} + L_{FD1l}}{R_{D1}} \right) - \frac{(L_{ad} + L_{FD1l})^2}{R_F R_{D1}} = 0 \quad (3.15)$$

Le protocole de dérivation des constantes de temps et ensuite des éléments équivalents est décrit en étapes :

#### Étape 1 : Détermination de $T_1$ et $T_3$

L'observation 3 de la section précédente se traduit par la réduction de  $L_d(s)$  dans la région transitoire à :

$$L_{d\_Rotor}(s) \approx (L_{ad} + L_{al}) \frac{(1+sT_1)}{(1+sT_3)} \quad (3.16)$$

Dont la phase est donnée par :

$$\angle L_{d\_Rotor}(s) = arctg(\omega T_1) - arctg(\omega T_3) \quad (3.17)$$

Le minimum de cette phase correspond à une pulsation  $\omega_{\min}$  solution de l'équation ci-dessous :

$$\frac{\partial \angle L_{d\_Rotor}(s)}{\partial \omega} = 0 \Rightarrow T_1 \frac{1}{1+(\omega T_1)^2} - T_3 \frac{1}{1+(\omega T_3)^2} = 0 \quad (3.18)$$

$$\text{Ce qui conduit à : } \omega_{\min} = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_3}} \quad (3.19)$$

La phase minimale  $\min[\angle L_{d\_Rotor}(s)]$  est obtenue en remplaçant  $\omega$  par  $\omega_{\min}$  dans l'équation (3.17) :

$$\begin{aligned} \min[\angle L_{d\_Rotor}(s)] &= Arctg\left(\sqrt{\frac{T_1}{T_3}}\right) - Arctg\left(\sqrt{\frac{T_3}{T_1}}\right) \\ &= Arctg\left(\frac{T_1 - T_3}{2\sqrt{T_1 T_3}}\right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

En utilisant la propriété :  $\sin(arctg(x)) = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}}$ , l'équation (3.20) devient :

$$\sin(\min[\angle L_{d\_Rotor}(s)]) = \frac{1 - T_3/T_1}{1 + T_3/T_1} \quad (3.21)$$

En mesurant le minimum global de la phase de  $L_d(s)$  et sa pulsation correspondante, les équations (3.19) et (3.21) permettent de déduire les valeurs de  $T_1$  et  $T_3$

### Étape 2 : Détermination de $T_2$ et $T_4$

Tenant compte de l'observation 3, la contribution de l'amortisseur dans la phase globale de  $L_d(s)$  n'est significative qu'en régime subtransitoire. Elle est quantifiée par :

$$\begin{aligned} \angle L_{d\_Amortisseur}(s) &= \angle L_d(s) - \angle L_{d\_Rotor}(s) \\ &= arctg(\omega T_2) - arctg(\omega T_4) \end{aligned} \quad (3.22)$$

La phase de  $L_d(s)$  est mesurée et celle due à l'inducteur est calculée étant donné que  $T_1$  et  $T_3$  sont maintenant connues. De la même manière qu'en étape-1, les constantes de temps de l'amortisseur

$T_2$  et  $T_4$  sont calculées à partir de la valeur minimale de la phase due à l'amortisseur et la pulsation à laquelle correspond ce minimum.

### Étape 3 : Détermination de $L_{ad}(0)$

Avec l'inducteur ouvert, l'amplitude de  $L_{do}(0)$  reste constante même pour des fréquences dépassant 20mHz. Ainsi la valeur de  $L_{ad}(0)$  peut-être déterminée par l'asymptote à l'origine de  $L_{do}(s)$ . En conséquence, l'obligation de débuter les mesures à 1mHz pour la FT  $L_d(s)$  n'est plus nécessaire vue que  $L_{ad}(0)$  est déterminée autrement.

### Étape 4 : Détermination de $T_5$ et $T_6$

En pratique, la modélisation de  $L_{do}(s)$  par un ordre -1 n'est qu'approximative. Cependant, la démarche de l'étape-1 est appliquée quand même sur la phase de  $L_{do}(s)$  pour déterminer  $T_5$  et  $T_6$ .

### Étape 5 : Détermination des éléments équivalents du modèle 2-1

À partir des relations liant les constantes de temps  $T_1, T_2, T_3, T_4$  et le paramètre  $k$  aux éléments équivalents, il est possible de déterminer de façon exacte les éléments  $R_{D1}, R_F, L_{FD1l}, L_{Fl}$  et  $L_{D1l}$ .

La détermination du paramètre  $k$  passe par la connaissance de la constante de temps  $T_6$ . Cependant, la réalité physique impose certains ajustements. Il a été démontré auparavant que les valeurs des éléments équivalents de l'amortisseur sont tributaires de l'état du circuit de l'inducteur. Cette dépendance varie d'une machine à une autre selon l'efficacité de son amortisseur. En effet, les mesures confirment que contrairement à la théorie, en pratique la constante de temps  $T_5$  est différente de  $T_2$ .

La solution intuitive à cette réalité physique est l'ajustement dans le sens de la réduction de l'erreur entre les valeurs mesurées de  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$  d'une part et celles estimées par le modèle d'autre part. Avec cette approche, une infinité de solutions sont donc possibles ce qui ouvre la voie au jugement et expérience de l'analyste.

Dans cette thèse, un algorithme déterministe est proposé. Deux hypothèses simplificatrices sont adoptées pour dériver un ensemble d'équations à solution unique. Les deux hypothèses dont la validité sera vérifiée ultérieurement sont comme suit :

- Seulement la résistance de l'amortisseur est affectée par l'état du circuit de l'inducteur.
- Pour fin de modélisation, la valeur retenue pour la résistance de l'amortisseur est la moyenne de celle obtenue à inducteur ouvert  $R_{D1\_Rot\_Ouvert}$  et celle à inducteur en court-circuit

$$R_{D1\_Rot\_CC}.$$

En distinguant deux valeurs différentes pour la résistance de l'amortisseur, selon l'état de l'inducteur, le système d'équations à résoudre est le suivant :

$$\begin{aligned}
 R_{D1\_Rot\_Ouvert} &= \frac{L_{ad} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}}{T_6 - T_5} \\
 k &= \frac{T_2T_6}{T_5} - T_4 \\
 R_{D1\_Rot\_CC} &= \frac{L_{ad} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}}{T_4 - T_2 + k} \\
 R_F &= \frac{L_{ad} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}}{T_3 - T_1 - k} \\
 L_{FD1l} &= -L_{ad} \pm \left( L_{ad} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} \right) \sqrt{k \frac{T_3 - T_4 - k}{(T_4 - T_2 + k)(T_3 - T_1 - k)}} \\
 L_{Fl} &= R_F T_1 - L_{FD1l} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}} \\
 L_{D1l} &= R_{D1\_Rot\_CC} T_2 - L_{FD1l} - \frac{L_{ad}L_{al}}{L_{ad} + L_{al}}
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Comme  $L_{FD1l}$  est solution d'une équation quadratique, elle admet donc deux valeurs possibles selon le signe (+) ou moins (-) utilisée dans la formule. Pour les cinq machines étudiées les deux valeurs sont négatives. La valeur retenue est celle obtenue avec le signe (+) car elle assure une meilleure validité de l'approximation faite à l'équation (3.2).

Finalement la valeur retenue pour la résistance de l'amortisseur est calculée par :

$$R_{D1} = (R_{D1\_Rot\_Ouvert} + R_{D1\_Rot\_CC}) / 2 \quad (3.24)$$

### 3.6.2 Protocole pratique de la technique SSFR Rapide

La sophistication de l'instrumentation pour remédier aux contraintes des mesures très basses fréquences est allégée avec la variante rapide des mesures SSFR. Un simple système d'acquisition avec capacité de traitement à temps réel et entrées-sorties programmables est en mesure de remplacer l'ARF. Un générateur de fréquence et un amplificateur en mode courant sont requis pour générer le courant alimentant le stator dans la plage 20mHz à 20Hz. Deux modules de conditionnement sont aussi requis pour connecter la tension et le courant du stator aux canaux -1 et -2 de l'acquisiteur.

La démarche pratique ci-dessous est suggérée dans cet ordre pour réaliser les mesures de l'axe-d.

- Les résistances du stator et du rotor sont mesurées avec un pont de Kelvin.
- Le rotor est positionné selon l'axe -d puis mis en court-circuit avec un câble de résistance négligeable devant celle du rotor.
- Le canal -3 de l'acquisiteur est une sortie calculée dont le résultat est affiché en permanence, période par période sur l'écran de l'ordinateur. La formule programmée est la phase de  $L_d(s)$ :

$$\angle L_d(s) = \frac{\arctan[(R_a - 0.5|Z_d(s)|\cos(\angle Z_d(s)))]}{0.5|Z_d(s)|\sin(\angle Z_d(s))} \quad (3.25)$$

Avec  $R_a$ : Résistance du stator mesurée avec le pont de Kelvin en p.u.

$|Z_d(s)|$ : Amplitude calculée en p.u. du Canal -1/Canal -2 (tension stator/courant stator)

$\angle Z_d(s)$ : Décalage calculé en degrés électriques entre les signaux des canaux 1 et 2.

Un jeu de couleurs (vert et jaune) informe le technicien d'essai si le résultat affiché est final ou provisoire quand le calcul n'est pas achevé. Le même code de couleurs est appliqué à la valeur affichée de la fréquence du signal du générateur.

- Le potentiomètre numérique multi-positions du générateur de fréquence est actionné à la hausse (pas-à-pas) à partir de 20mHz, jusqu'à atteinte de la phase minimale. Le potentiomètre

analogique multi-tours est utilisé ensuite pour une variation continue et plus fine de la fréquence (à la hausse ou à la baisse selon le besoin).

- La phase minimale et sa fréquence correspondante sont notées pour calculer les constantes de temps  $T_1$  et  $T_3$ . Le canal -4 de l'acquisiteur est programmé pour indiquer en permanence la contribution de l'amortisseur à la phase globale de  $L_d(s)$ .

$$\angle L_{d\_Amortisseur}(s) = \angle L_d(s) - \arctan(2\pi f T_1) - \arctan(2\pi f T_3) \quad (3.26)$$

- L'augmentation de la fréquence du générateur est reprise dans le sens croissant jusqu'à atteinte de la phase minimale calculée au canal -4. Avec cette valeur et sa fréquence associée, les constantes de temps  $T_2$  et  $T_4$  sont déterminées.
- Le court-circuit sur l'inducteur est enlevé et la tension et le courant du stator sont toujours connectés aux canaux 1 et 2 de l'acquisiteur.
- L'amplitude de  $L_{do}(s)$  est calculée et affichée en permanence sur l'écran. Période par période, la phase est elle aussi calculée et affichée au canal -3 :

$$\angle L_{do}(s) = \frac{\arctan[(R_a - 0.5|Z_{do}(s)|)\cos(\angle Z_{do}(s))]}{0.5|Z_{do}(s)|\sin(\angle Z_{do}(s))} \quad (3.27)$$

$L_{ad}(0)$  est calculée avec la moyenne des premiers points mesurés de l'amplitude de  $L_{do}(s)$ .

- La fréquence du générateur est augmentée à partir de 20mHz jusqu'à atteinte de la phase minimale. Les constantes de temps  $T_5$  et  $T_6$  sont déterminées.

### 3.6.3 Validation des résultats de la technique SSFR Rapide

Le protocole de la technique SSFR rapide a été appliqué in situ sur la machine -2 avec un gain en temps d'au moins 90% pour les mesures de l'axe -d. Pour les quatre autres machines, uniquement les mesures nécessaires à l'application de la nouvelle variante ont été considérées pour bâtir le modèle F-SSFR. Le Tableau 3.6 présente les éléments équivalents obtenus. Le rapport de transformation  $N_{aF}$  déduit grâce à la nouvelle technique a une précision équivalente à celle issue de la méthode SSFR classique. Les éléments équivalents de la nouvelle approche sont différents

de ceux obtenus par ajustement aux courbes (SSFR-2FT et SSFR- $L_d - L_{do}$ ). Toutefois, d'une façon générale, ils sont plus proches de ceux du modèle SSFR- $L_d - L_{do}$ . À remarquer aussi que  $L_{FD1l}$  résultante est négative pour toutes les machines. Finalement, le point fort à souligner est la garantie que ces valeurs seront les mêmes peu importe l'analyste et son expérience avec les essais.

Tableau 3.6 Éléments équivalents des modèles SSFR-2FT, SSFR- $L_d - L_{do}$ , FSSFR (10Hz)

Modèle		M-1	M-2	M-3	M-4	M-5
$L_d(0)$		0.717	1.070	0.888	1.028	0.803
$R_F$ p.u.	2 FT	7.595e-4	8.658e-4	6.0430e-4	1.7219e-3	5.9350e-4
	Ld-Ldo	7.0450e-4	7.9161 e-4	5.9952e-4	1.6864e-3	5.8360e-4
	FSSFR	7.1878e-4	8.7170 e-4	6.21364 e-4	1.7202e-3	5.8620e-4
$R_{D1}$ p.u.	2 FT	0.207662	0.043331	0.036595	0.080804	0.023439
	Ld-Ldo	0.037482	0.036503	0.024868	0.051613	0.015801
	FSSFR	0.165139	0.043297	0.028096	0.051780	0.016984
$L_{Fl}$ p.u.	2 FT	0.436591	0.421607	0.42122	0.536165	0.34065
	Ld-Ldo	0.26047	0.41287	0.35284	0.43525	0.27843
	FSSFR	0.25877	0.44702	0.35376	0.46005	0.27344
$L_{D1l}$ p.u.	2 FT	5.615106	0.473409	0.89580	1.865001	0.87767
	Ld-Ldo	1.54415	0.46624	0.59322	1.06867	0.54960
	FSSFR	1.82020	0.53301	0.66246	1.17549	0.59893
$L_{FD1l}$ p.u.	2 FT	-0.206472	-0.076535	-0.127727	-0.173831	-0.134083
	Ld-Ldo	-0.035396	-0.073300	-0.067329	-0.060705	-0.078926
	FSSFR	-0.038249	-0.110023	-0.080629	-0.094238	-0.086542
$N_{aF}$	2 FT	19.32 (-9.3%)	11.39 (-7.5%)	27.12 (-9.3%)	7.85 (-8.1%)	23.16 (-6.5%)
	Ld-Ldo	20.01 (-6.1%)	11.82 (-4.0%)	27.17 (-9.1%)	7.84 (-8.2%)	23.28 (-6.0%)
	FSSFR	19.81 (-7.1%)	11.26 (-8.5%)	26.69 (-10.7%)	7.77 (-9.0%)	23.23 (-6.2%)

Le Tableau 3.7 présente les constantes de temps et réactances standards obtenues par le nouveau modèle. Les déviations par rapport aux résultats des essais de CC3PhBV et  $T_{do}'$  sont calculées pour évaluer la précision de la nouvelle technique. Cette comparaison permet de valider indirectement les hypothèses et approximations adoptées pour le développement de la nouvelle approche. Ainsi, il est possible de confirmer:

- La validité de l'approximation de la fonction  $f_2$  au système d'équations (3.3).

- La négligence de l'apport du circuit de l'amortisseur en zone transitoire.
- Les hypothèses formulées pour le calcul des éléments équivalents.

Tableau 3.7 Précision des paramètres standards issus du modèle SSFR-Rapide (F-SSFR)

Modèle		$T_d''$ (s)	$T_d'$ (s)	$T_{do}'$ (s)	$L_d''$ (p.u.)	$L_d'$ (p.u.)
M 1	2FT	0.070(+16.7%)	1.699(-5.6%)	4.846(-7.3%)	0.290(+7.4%)	0.309(-0.3%)
	$L_d-L_{do}$	0.113(+88.3%)	1.675(-6.9%)	4.855(-7.2%)	0.283(+4.8%)	0.305(-1.6%)
	FSSFR	0.030(-49.7%)	1.735(-3.6%)	5.047(-3.5%)	0.283(+4.8%)	0.303(-2.2%)
M 2	2FT	0.035(-22.2%)	2.873(-3.6%)	6.706(-4.2%)	0.407(-7.5%)	0.532(-3.3%)
	$L_d-L_o$	0.042(-6.7%)	2.846(-4.5%)	6.686(-4.5%)	0.406(-7.7%)	0.529(-3.8%)
	FSSFR	0.038(-15.5%)	2.369(-20.5%)	5.580(-20.3%)	0.397(-9.8%)	0.528(-4.0%)
M 3	2FT	0.065(+12.1%)	2.667(+1.8%)	7.596(-6.8%)	0.285(+9.6%)	0.371(+3.1%)
	$L_d-L_{do}$	0.069(+19.0%)	2.617(-0.1%)	7.572(-7.1%)	0.281(+8.1%)	0.366(+1.7%)
	FSSFR	0.066(+13.8%)	2.459(-6.1%)	7.253(-11.0%)	0.279(+7.3%)	0.359(-0.3%)
M 4	2FT	0.062(+3.3%)	1.249(-2.4%)	2.819(-7.0%)	0.462(+2.7%)	0.529(-3.8%)
	$L_d-L_{do}$	0.060(+0.0%)	1.278(-0.2%)	2.862(-5.5%)	0.466(+3.5%)	0.533(-3.1%)
	FSSFR	0.065(+8.3%)	1.230(-3.9%)	2.777(-8.3%)	0.458(+1.8%)	0.529(-3.8%)
M 5	2FT	0.098(+22.5%)	2.731(+2.3%)	8.255(+1.3%)	0.248(+7.8%)	0.314(+1.3%)
	$L_d-L_{do}$	0.099(+23.7%)	2.674(+0.1%)	8.235(+1.0%)	0.243(+5.6%)	0.308(-0.6%)
	FSSFR	0.099(+23.7%)	2.586(-3.1%)	8.174(+0.3%)	0.240(+4.3%)	0.300(-3.2%)

La machine -2 est celle où la négligence de la contribution de l'amortisseur en zone transitoire est moins vraie. Munie de l'amortisseur le plus efficace parmi les cinq machines étudiées, il est logique de s'attendre à la pire performance au niveau de la détermination des paramètres transitoires. Ceci est effectivement le cas avec 20% de déviations sur les constantes de temps transitoires.

Pour tous les autres paramètres standards, incluant la machine -2 et excluant le  $T_d''$  de la machine -1, la note est très positive. Le modèle SSFR-Rapide est aussi bon que le modèle classique avec pour mérite beaucoup moins de temps, d'efforts et de connaissances pour sa dérivation.

Les Figure 3.15 à 3.19 montrent que le modèle rapide arrive à modéliser convenablement  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  non considérée dans sa dérivation. Excepté la machine -1, tous les minimums globaux des phases de  $L_d(s)$  et de  $L_{do}(s)$  sont visuellement bien reproduits.

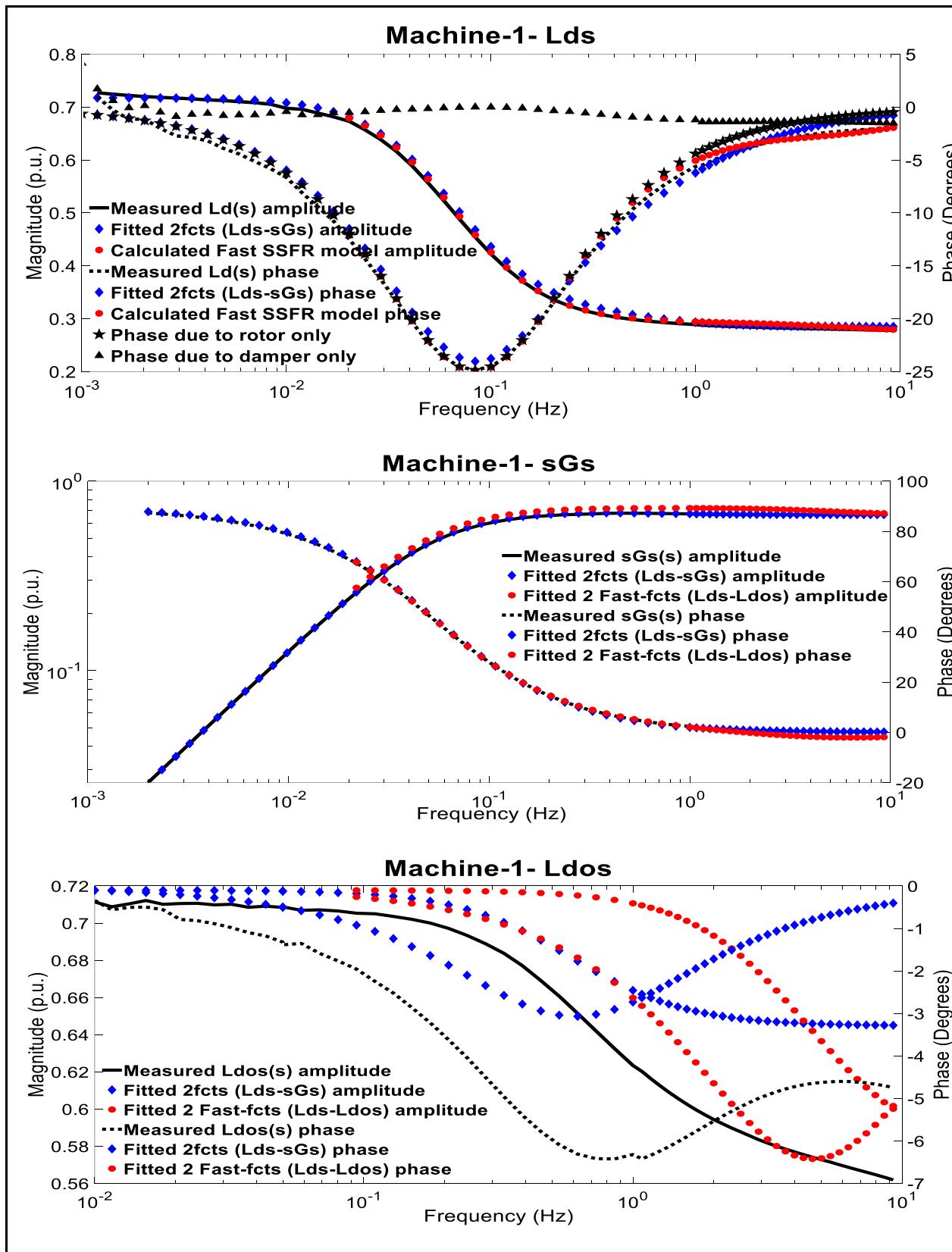


Figure 3.15 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -1

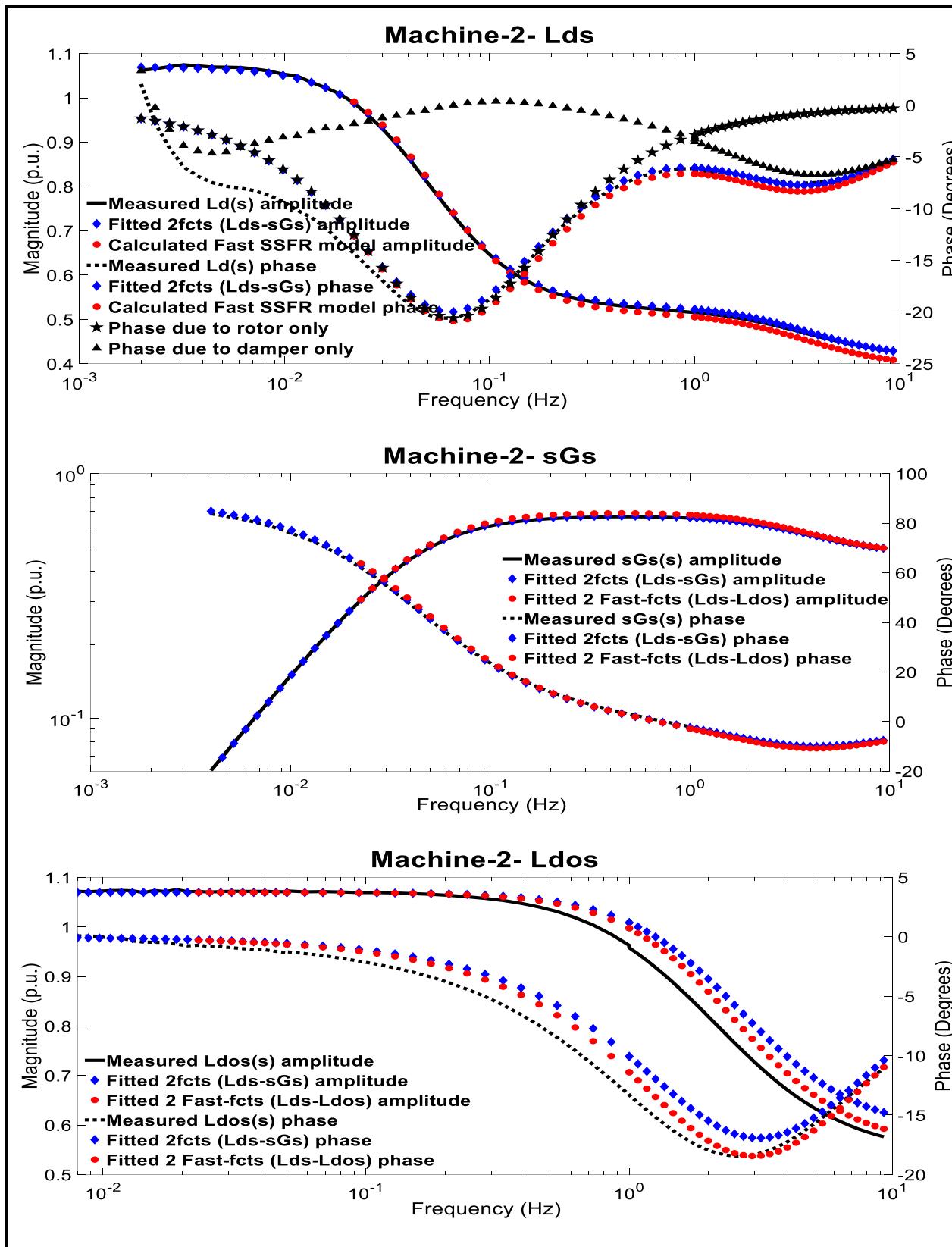


Figure 3.16 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -2

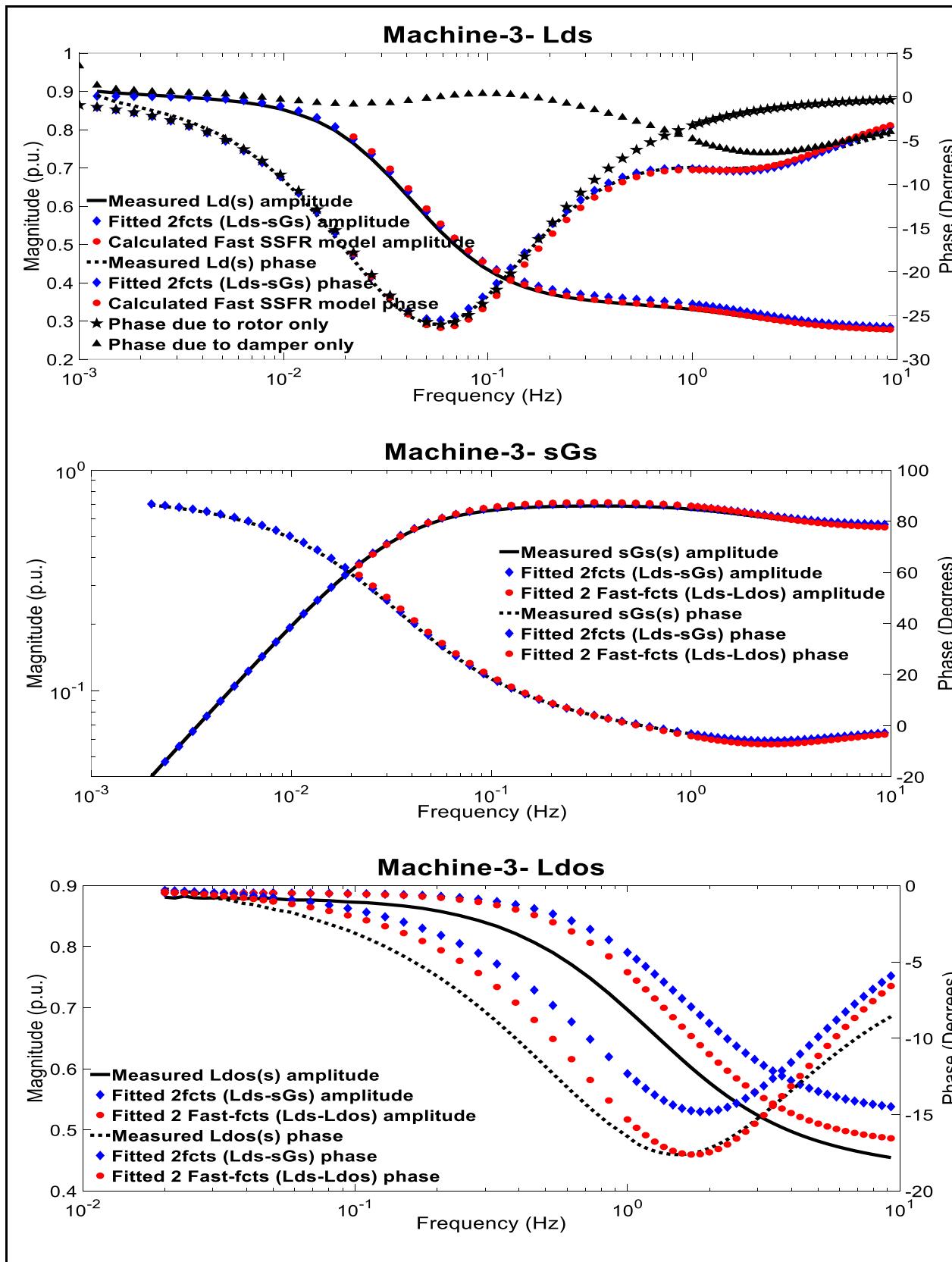


Figure 3.17 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -3

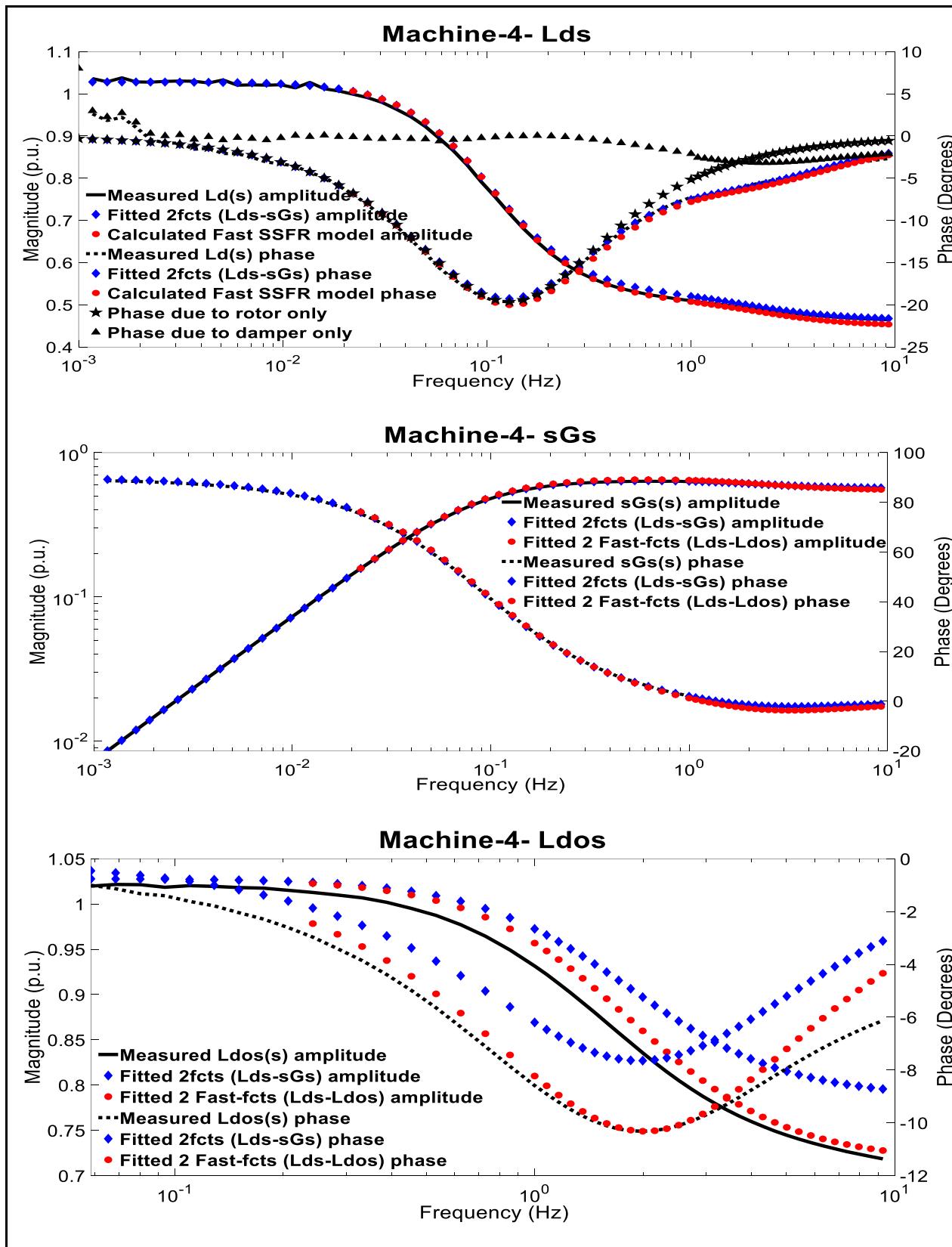


Figure 3.18 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -4

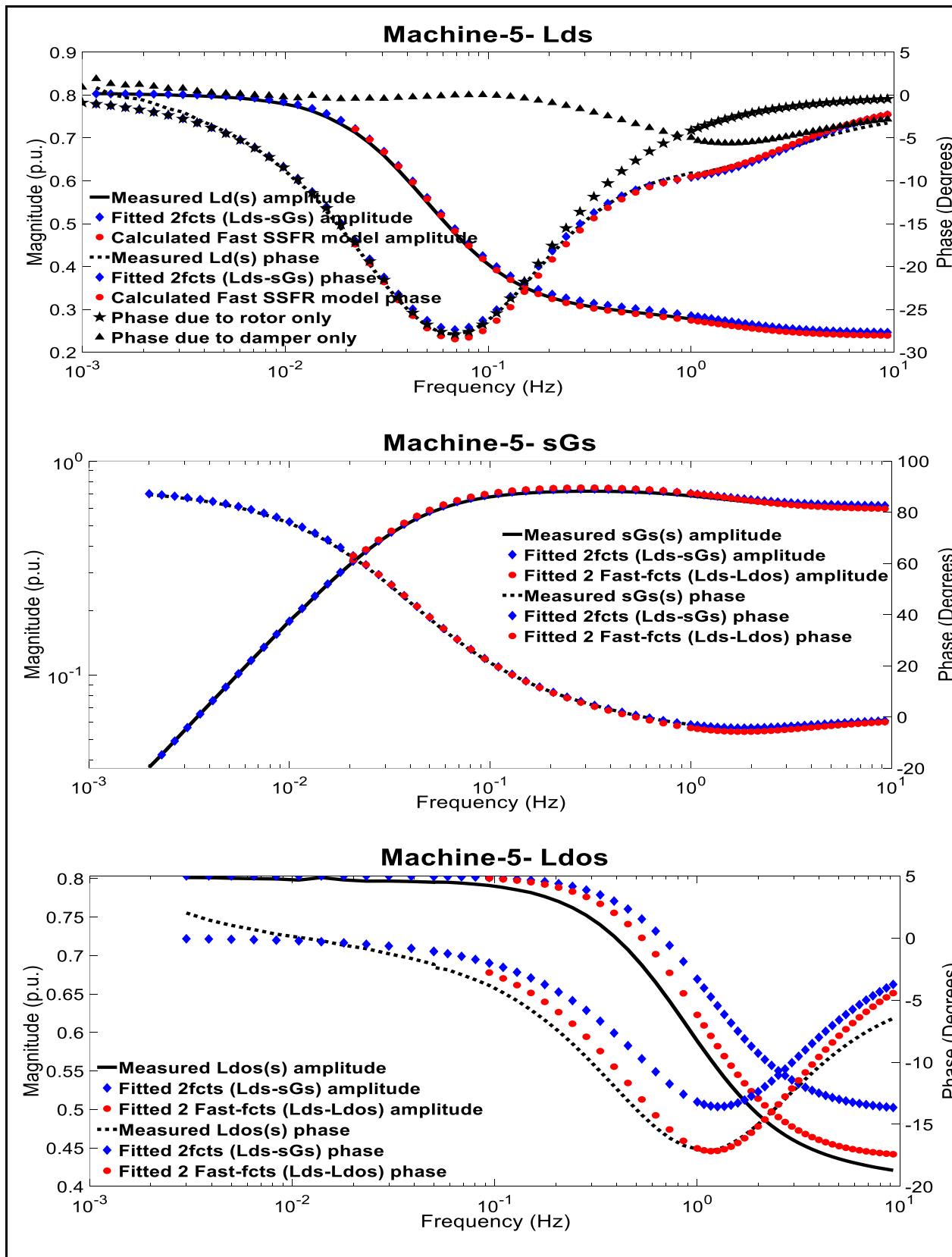


Figure 3.19 Ajustements SSFR-2FT et SSFR-Rapide pour la machine -5

## 3.7 Mise à jour sur la signature fréquentielle de l'axe -q

### 3.7.1 Déphasage entre la mesure et la prévision du concepteur

À partir des impédances  $Z_q(s)$  mesurées, les inductances  $L_q(s)$  ont été dérivées pour chacune des cinq machines étudiées. Selon la littérature, un ordre -1 est supposé représenter adéquatement la signature fréquentielle de l'axe-q. La conclusion différente faite au chapitre-2 est confirmée sur les deux autres machines ajoutées à l'étude dans le présent chapitre.

L'amplitude de  $L_q(s)$  ne décroît pas suffisamment avec la fréquence pour tendre vers une valeur subtransitoire quasi-constante. Au niveau de la phase, le minimum global caractérisant un premier ordre est quasiment inexistant. Il paraît clairement que le circuit amortisseur de l'axe -q ne se comporte pas comme prévu par le manufacturier. Il est évident que le courant dans ce circuit peine à circuler pour s'opposer au flux magnétique aligné selon l'axe-q et venant du stator.

La machine -4 est la clé pour comprendre ce décalage déconcertant de la littérature. La photo 3.20 montre que cette machine est la seule conçue avec des amortisseurs continus. Avec une telle conception, le courant dans l'amortisseur -q passe dans la grille à la surface d'un pôle et se rend à la grille du pôle adjacent via les deux connexions flexibles dont celle du bas est visible dans la photo. Le courant de l'amortisseur de l'axe -q ferme ainsi son circuit aisément autour des lignes de flux alignés dans l'espace entre ces deux pôles adjacents. Avec un tel chemin, électriquement efficace, la résistance électrique est basse et est aisément prévisible. Le comportement électromagnétique de ce circuit amortisseur reflète facilement et fidèlement l'intention du concepteur.

Dans un souci de réduire la quincaillerie et faciliter le retrait des pôles pour entretien ou réparation, les flexibles à surfaces de contact argentées, visibles sur la photo, ne sont pas prévus sur la majorité des MPS de puissance. Le courant dans l'amortisseur de l'axe -q n'a d'autres choix pour fermer son circuit entre deux grilles amortisseuses adjacentes que de passer à travers le fer des deux pôles et celui de la jante du rotor en passant par les cales de blocage en acier (voir photo 3.4).

Il est évident que le chemin décrit n'est pas propice au passage du courant électrique. De plus, sa résistance électrique s'écarte facilement de la prévision du manufacturier car elle est dépendante de la qualité du montage des pôles sur la jante du rotor. La photo 3.21 est particulièrement

révélatrice du manque de considération de l'utilité d'un bon contact électrique entre les constituants de ce chemin improvisé. La peinture de finition non conductrice est appliquée même sur la surface de la queue d'aronde du fer du pôle. Même lorsqu'une imprudence pareille n'est pas commise, la résistance électrique de contact est susceptible de varier dans le temps pour les raisons suivantes:

- La contamination et l'oxydation de l'acier empirent au fil du temps ce qui risque d'augmenter la résistance de contact et donc de l'amortisseur.
- Les survitesses du rotor qui surviennent de temps à autre suite au déclenchement du disjoncteur de l'alternateur entraînent un desserrement de l'assemblage pôles-jante.
- Il est possible que la résistance de contact lorsque la machine est à l'arrêt soit différente de celle à machine en marche. Toutefois, la rotation n'offre aucune garantie que le contact électrique sera meilleur. En effet, avec l'essai de court-circuit biphasé sur la machine -3 en rotation, la valeur calculée de  $L_q''$  est encore anormalement bien au-dessus de la valeur attendue.



Figure 3.20 Connexions flexibles des amortisseurs continus de la machine -4



Figure 3.21 Surfaces de contact peinturées au niveau du queue d'aronde

En résumé, la pratique prépondérante d'amortisseurs discontinus pour les MPS de puissance conduit à un déphasage inévitable et imprévisible entre les paramètres de l'axe -q mesurés et prévus par le concepteur. Par conséquence, il est fortement recommandé d'adopter la conception avec amortisseurs continus.

Les signatures fréquentielles des machines -1, -2 et -4 ont été présentées au chapitre 2, celles des machines -3 et -5 sont présentées aux Figure 3.22 et 3.23. Pour ces deux machines, l'asymptote à l'origine conduit à une valeur  $L_q(0)$  à moins de 6% de déviation par rapport à la valeur de conception. Encore une fois, l'asymptote à l'origine se révèle une mesure fiable de la valeur non saturée de  $X_{qu}$ .

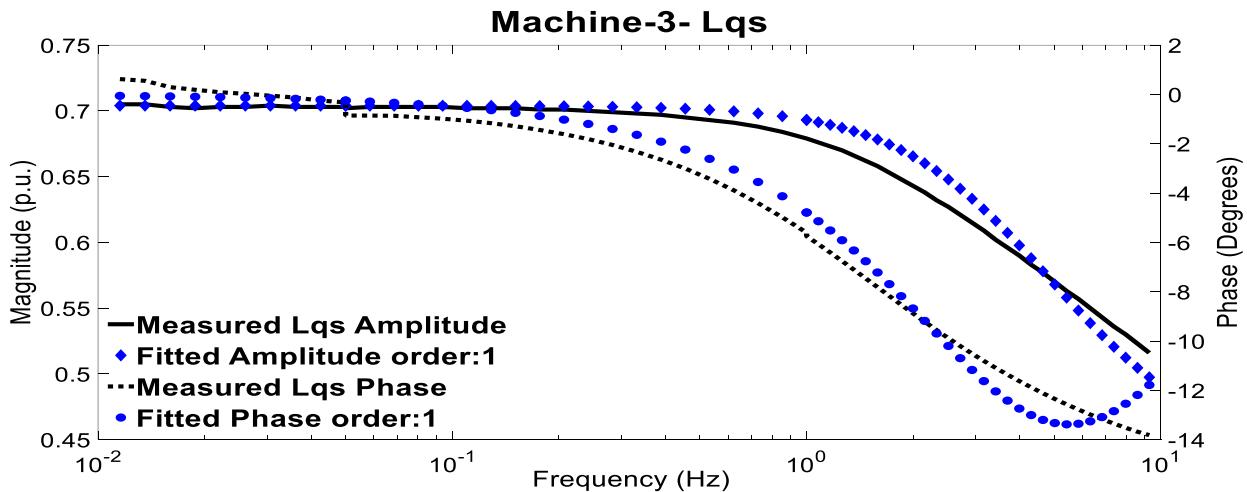


Figure 3.22 Ajustement à  $L_q(s)$  via un ordre -1 pour la machine -3

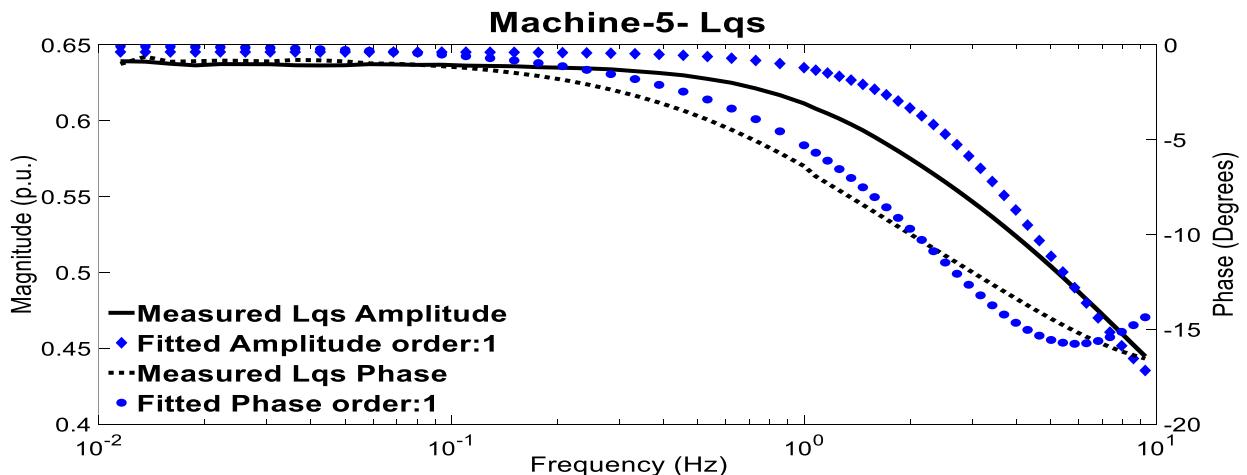


Figure 3.23 Ajustement à  $L_q(s)$  via un ordre -1 pour la machine -5

### 3.7.2 Visualisation de la lacune de conception avec amortisseurs discontinus

Pour les machines -1 et -5, la signature fréquentielle de l'axe -q a été relevée une seconde fois après la conduite de l'essai d'emballement à 1 minute. Cet essai mécanique sert à valider la robustesse mécanique des paliers et de l'ensemble des parties tournantes. Il consiste à appliquer la puissance mécanique maximale sur la turbine du rotor. Si les pertes par frottement et de ventilation sont négligées, cette énergie mécanique est convertie presque totalement en énergie cinétique puisque le disjoncteur de l'alternateur est ouvert. L'assemblage doit résister aux poussées mécaniques et forces centrifuges de la vitesse d'emballement pour une durée de 1 minute.

Les Figures 3.24 et 3.25 montrent une variation significative de la forme de la réponse fréquentielle dans la zone d'action de l'amortisseur. Aux très basses fréquences, le changement est imperceptible. Cette zone d'invariabilité prouve la stabilité et la répétitivité des mesures SSFR. Les écarts dans la zone subtransitoire sont une confirmation du changement de la valeur de la résistance électrique du circuit amortisseur de l'axe -q suite à l'essai d'emballement. Le contact électrique entre le fer des pôles et la jante semble s'être amélioré facilitant ainsi le passage de plus de courant amortisseur. Cet excédent de courant améliore l'atténuation du flux venant du stator ce qui réduit davantage l'amplitude de l'inductance  $L_q(s)$  vue du stator. Toutefois, on est encore loin de la prévision du concepteur et du scénario idéal d'un ordre -1.

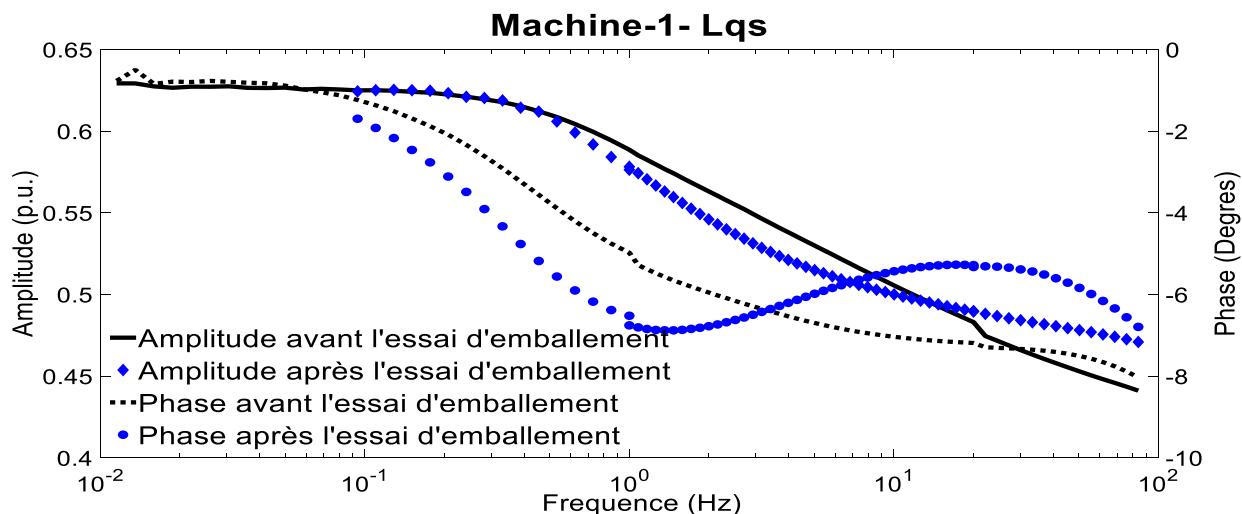


Figure 3.24 Influence de l'emballement sur la réponse dans l'axe -q de la machine -1

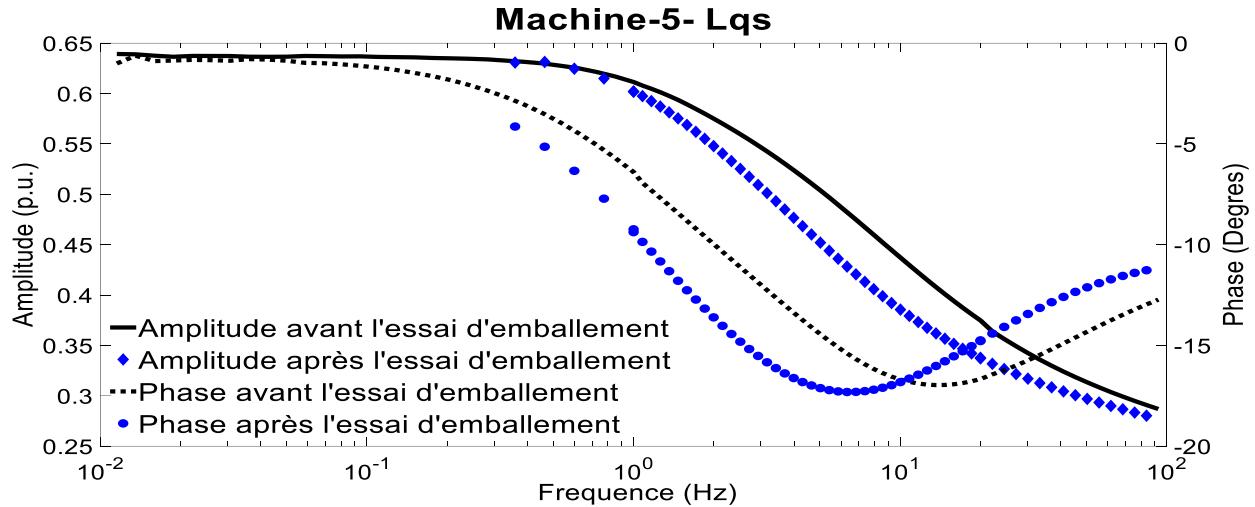


Figure 3.25 Influence de l'emballage sur la réponse dans l'axe -q de la machine -5

### 3.8 Conclusion

L'analyse des approches d'ajustement à 2FT et à 3FT a montré la difficulté de reproduire l'état de magnétisation du fer lorsque l'inducteur est ouvert. Le modèle 2-1 est assez simple comme structure pour modéliser adéquatement la nature hautement non linéaire des courants de Foucault.

L'exception à cette règle se produit quand la machine est dotée d'un fort circuit amortisseur ce qui n'est pas le cas pour la majorité des MPS de puissance. En général, la tentative de dériver un modèle large bande via la structure 2-1 entraîne une détérioration sévère des FT  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ . Même sur une bande limitée à 10Hz, le modèle SSFR-3FT a des lacunes au niveau de la phase de  $L_d(s)$  dans la région subtransitoire et une valeur possiblement positive pour  $L_{FDII}$ . Toutefois avec cette bande restreinte, les constantes de temps et réactances subtransitoires du modèle SSFR-3FT demeurent acceptables. En régime transitoire, le modèle est aussi valide que celui du SSFR-2FT.

La mesure de la FT  $L_{do}(s)$  a montré que cette dernière est mieux disposée à la modélisation par un ordre -1 que la FT standardisée  $L_{af}(s)$ . Cette observation a encouragé l'exploration de l'ajustement simultané aux FT  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$ . Le modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  résultant est capable de reproduire fidèlement la FT  $sG(s)$  ignorée dans sa dérivation et ce même si l'ajustement à  $L_{do}(s)$  elle-même est loin d'être parfait. Pour au moins les cinq MPS analysées, le modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  conduit à une valeur  $L_{FDII}$  négative et en contraste avec le modèle SSFR-3FT, réussit un

bon ajustement à la phase de  $L_d(s)$  dans la région subtransitoire. Ces résultats positifs expliquent la précision sur les paramètres standards qui est comparable à celle du modèle SSFR-2FT classique.

Pour une MPS dont les mesures SSFR doivent débuter au minimum à 1mHz et 2mHz respectivement pour  $L_d(s)$  et  $sG(s)$ , la substitution de  $sG(s)$  et de  $L_{afo}(s)$  par  $L_{do}(s)$  permet un gain de 40% dans la durée totale des mesures de l'axe -d.

Utilisant les FT  $L_d(s)$  et  $L_{do}(s)$ , le gain en temps augmente à 90% via le recours à la technique SSFR Rapide. Cette dernière repose sur un développement théorique modifié, une approche rapide pour la détermination des constantes de temps SSFR et de nouvelles formules de conversion entre ces dernières et les éléments équivalents. Proche du modèle SSFR- $L_d - L_{do}$  au niveau des éléments équivalents, le modèle Rapide a lui aussi une valeur négative pour  $L_{FD1l}$  et réussit à bien reproduire  $sG(s)$ . De plus, la validité du modèle F-SSFR est confirmée par la précision des paramètres standards comparable à celle atteinte par le modèle SSFR-2FT classique.

La technique de mesure et d'analyse SSFR Rapide est un pas important pour l'adoption de la méthode SSFR par la communauté des intervenants dans les essais de réception des MPS. Le gain en temps est majeur et l'évitement de la zone des mesures très basses fréquences a permis la simplification de l'instrumentation. La réduction des mesures requises et les formules à solution exacte de dérivation des éléments équivalents ont presque éliminé le recours au jugement et à l'expérience de l'analyste.

Finalement, pour les MPS de puissance, des écarts imprévisibles et inacceptables sont souvent constatés entre les valeurs mesurées et prévues par le manufacturier sur les paramètres standards de l'axe -q. L'investigation a montré qu'avec la conception à amortisseurs discontinus, la technique d'assemblage des pôles sur la jante du rotor gêne la bonne circulation du courant d'amortisseur de l'axe -q. La conception à amortisseurs continus est vivement recommandée pour arrimer les mesures à l'intention du concepteur.

## CHAPITRE 4 REPRÉSENTATION EMPIRIQUE DE LA SATURATION

### 4.1 Introduction

Une représentation adéquate de la saturation permet d'estimer avec précision le courant d'excitation, l'angle de charge et le couple électromagnétique d'une machine synchrone à un point de fonctionnement donné dans l'espace P-Q (puissance active vs puissance réactive). En régime transitoire, la saturation influence en plus et sans s'y limiter les amplitudes des pics de courants et des forces électromagnétiques dans les bobinages incluant celui du circuit amortisseur. De ce fait, tout modèle de MPS destiné à conduire des études d'écoulement de puissance, de stabilité dynamique et transitoire, de dimensionnement du système d'excitation, de réglage des protections...doit inclure une bonne représentation de la saturation.

Le phénomène physique de la saturation du fer est hautement non linéaire. Par conséquence, la littérature s'accorde sur plusieurs approches empiriques pour représenter la saturation directement ou indirectement via la tension d'entrefer. La norme IEEE-1110 approuve deux stratégies pour le calcul de cette tension d'entrefer en régime permanent. La première utilise la réactance de fuite du stator ( $X_{al}$  ou  $L_{al}$  en p.u.) peu importe que le modèle de saturation soit représenté dans les domaines des phases ou d-q. La deuxième stratégie utilise la réactance de Potier ( $X_p$ ) dans le domaine des phases seulement.

La saturation impacte le régime variable à deux niveaux. Le premier étant le point de départ ou la condition initiale de l'alternateur avant la perturbation. Le second durant la perturbation elle-même et dont la dynamique est dépendante de l'état initial. En régime variable, la norme IEEE-1110 traite séparément la saturation aux régimes dynamique ou petit signal et transitoire ou grand signal :

- En régime dynamique (faible variation autour du point d'opération) l'hystérésis du fer est prise en compte dans le modèle de saturation [56].
- En régime transitoire (forte déviation par rapport au point d'opération) la saturation est considérée similaire à celle adoptée en régime permanent dans le domaine d-q. Toutefois, la norme IEEE-1110 reconnaît la limitation de ce choix notamment la considération d'un  $X_{al}$  constant en régime transitoire. En effet, la publication [39] a montré via des analyses par EF la saturation de  $X_{al}$  sous l'influence de forts courants au stator. La complexité de ces études, dont

les résultats ne s'appliquent qu'à la machine étudiée, a encouragé un abandon volontaire et prémedité de la saturation de  $X_{al}$ .

La Figure 4.1 résume la carte de la saturation aux régimes permanent et transitoire selon le standard IEEE-1110.

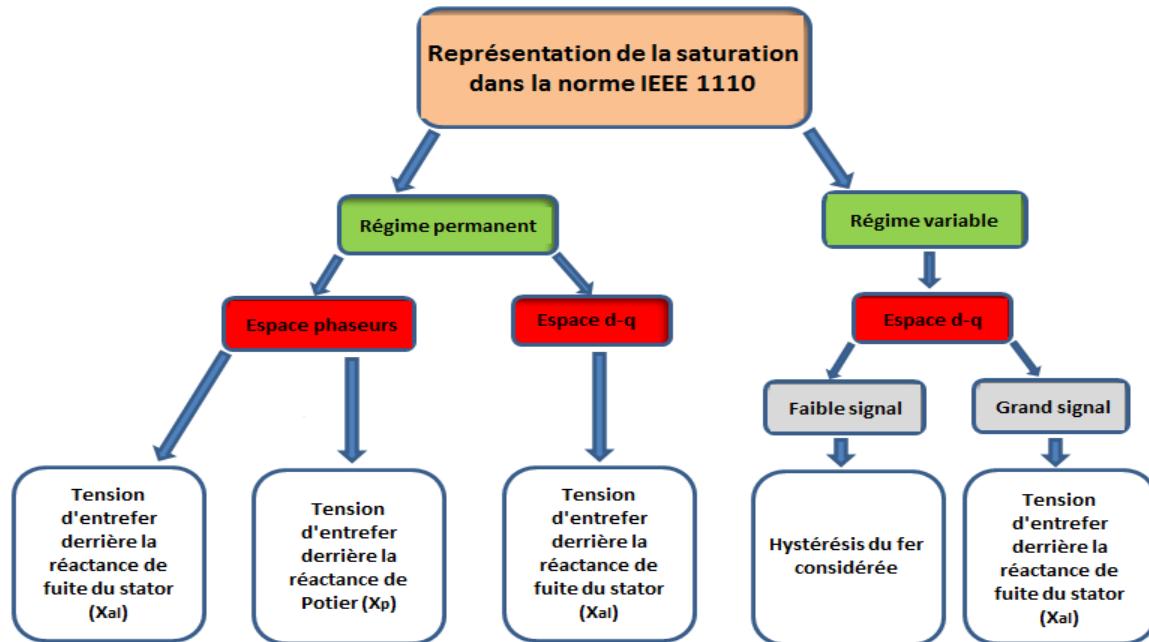


Figure 4.1 Carte de la saturation selon la norme IEEE-1110

Pour pallier les lacunes de ces approches classiques, utilisées dans les logiciels commerciaux d'analyse de stabilité, de nouvelles idées ont émergé ces dernières années. Une des plus récentes est celle implantée dans le nouveau modèle GENTPJ. Elle introduit un nouveau paramètre  $k_{is}$  qui supposément reflète la contribution du courant stator dans la saturation du fer. Certaines idées comme la cross-saturation n'ont jamais été démontrées sur des machines de grande puissance.

HQ dispose d'une longue expérience de mesures aux régimes permanent et transitoire sur les MPS de grande puissance. La base de données dont elle dispose ainsi que les connaissances acquises au fil des ans sont mises à profit pour confirmer ou infirmer certaines des idées véhiculées et proposer de nouvelles alternatives.

Le présent chapitre commence par l'étalement des caractéristiques pertinentes à l'analyse de la saturation d'un échantillon de MPS de grande puissance. Pour fin d'investigations, une brève

description des mesures conduites aux régimes permanent et transitoire est également présentée. La section subséquente est dédiée à décrire en détail les deux méthodes empiriques standardisées dans le domaine des phases pour la saturation en régime permanent. La qualité de modélisation de la courbe de saturation à vide par les fonctions mathématiques usuelles y est aussi analysée.

La contribution de cette recherche à la saturation en régime permanent est ensuite énoncée. Une nouvelle méthode empirique avec une orientation plus pratique et moins abstraite est proposée directement dans le domaine d-q. La précision de la nouvelle approche est validée par confrontation avec celles des deux méthodes standardisées précédemment décrites. Avant de clore la discussion sur la saturation en régime permanent, un amendement est proposé à la technique standardisée de détermination du paramètre  $X_{qs}$ . L'investigation conduite, sur ce point, permet de clarifier une sérieuse ambiguïté sur la saturation dans l'axe-q des MPS.

La dernière investigation de ce chapitre s'attaque à la représentation de la saturation en régime transitoire. Les mesures de court-circuit triphasé à vide sur quatre MPS sont exploitées pour valider la représentation classique de la saturation telle que recommandée par la norme IEEE-1110. Des ajustements empiriques sont proposés au modèle 2-1 pour pallier les limitations de la représentation classique de saturation. Les courants du stator et de l'inducteur mesurés au court-circuit de 0.10 à 1.00 p.u. de tension permettent de calibrer et valider les modèles de saturation empiriques proposés.

## **4.2 Mesures pratiques pour la validation des modèles de saturation**

Pour la validation des résultats d'études et analyses conduites dans ce chapitre, des données sont recueillies aux régimes permanent et transitoire sur un ensemble de MPS de grande puissance. Les caractéristiques pertinentes pour la validation de la saturation sont visibles au Tableau 4.1. Excepté la machine -2, les autres machines sont les mêmes que celles étudiées au chapitre 3.

Tableau 4.1 Caractéristiques des MPS pour analyse de la saturation en régime permanent

Mach.	Puissance MVA	Tension kV	$X_{qu}^{(2)}$ p.u.	$X_{du}$ p.u.	$I_{FG}$ (A)	$X_{al}^{(1)}$ p.u.	$X_{qs}^{(4)}$ p.u.	$X_p^{(3)}$ p.u.	$S_{g1.0}/S_{g1.2}$
M-1	150	13.8	0.63	0.881	835	0.133	0.63	0.24	0.1737 / 0.508
M-2	38.5	13.2	0.87	1.294	385	0.25	0.90	0.32	0.0987 / 0.3203
M-3	230	13.8	0.70	1.050	756	0.15	0.64	0.22	0.1468 / 0.498
M-4	55.6	13.8	0.87	1.186	628	0.27	0.80	0.45	0.1322 / 0.3376
M-5	367	18.0	0.64	0.943	1272	0.15	0.64	0.23	0.1454 / 0.4282

(1) Valeurs du manufacturier

(2) Mesures SSFR

(3) Au voisinage de la condition nominale de puissance et de F.P.

(4) Mesurée avec la tension du réseau comme référence et F.P. unitaire

Les mesures prises au régime permanent sont:

- La courbe de saturation à vide et la droite de court-circuit pour la détermination de  $X_{du}$  et des coefficients de saturation  $S_{g1.0}$  et  $S_{g1.2}$  à 1.0 et 1.2 p.u. de tension respectivement.
- Les trois courants et tensions du stator, puissances active et réactive, courant et tension d'excitation ainsi que l'angle de charge  $\delta$  à différents paliers de puissance à F.P. nominal et unitaire.
- Pour les machines -2 et -3, des mesures additionnelles à différents paliers de puissance à courant d'excitation constant (excitation en mode manuelle).

Les mesures du régime transitoire sont les essais de CC3PhBV à 0.10, 0.30, 0.50, 0.75 et 1.00 p.u. de tension.

### 4.3 Représentation empirique de la saturation en régime permanent

En charge, la saturation ne dépend pas seulement de la courbe de saturation dans l'axe résultant des ampères-tours mais aussi du déphasage angulaire entre cet axe et celui du flux résultant à cause de la saillance et des niveaux différents de la saturation dans les deux axes [34] - [57-58]. L'information requise est inaccessible sauf au moyen d'analyses ardues par EF. Cette réalité physique contraignante a ouvert la voie à des méthodes empiriques qui visent à approcher les

valeurs mesurées du courant d'excitation. La norme IEEE-115 préconise une des plus anciennes méthodes à savoir la réactance de Potier. Cette dernière, bien qu'utilisée pour les MPS, concerne en vérité les machines à pôles lisses. Les publications [35] - [39-40] montrent les particularités de ces deux types de machines et suggèrent des approches empiriques différentes dans les deux cas. Pour les MPS, ces méthodes empiriques attribuent un coefficient de saturation  $k_d > 1$  pour l'axe -d seulement. Elles considèrent la saturation négligeable dans l'axe -q ( $k_q = 1$ ).

En somme la démarche consiste à calculer pour un point de fonctionnement donné, un coefficient de saturation  $k_d$  (équivalent à un incrément du courant d'excitation) qui représente le ratio entre le courant d'excitation réel et celui calculé avec la droite d'entrefer sans saturation. Une tension interne permet de situer ce point d'opération sur la courbe de saturation. La norme IEEE-115 expose en détail les deux méthodes empiriques reconnues pour représenter la saturation des MPS en régime permanent. La structure du modèle 2-1 de la Figure 3.1 demeure la base de ces approches. Les flux des inductances de fuite dans les deux axes sont majoritairement dans l'air et sont donc considérés non affectés par la saturation. Le même constat s'applique à  $L_{aq}$ . Pour le modèle, seule donc l'inductance de magnétisation  $L_{ad}$  est assujettie à l'effet de la saturation.

En négligeant la résistance du stator  $R_a$ , le diagramme de Fresnel en régime permanent est tracé à la Figure 4.2.

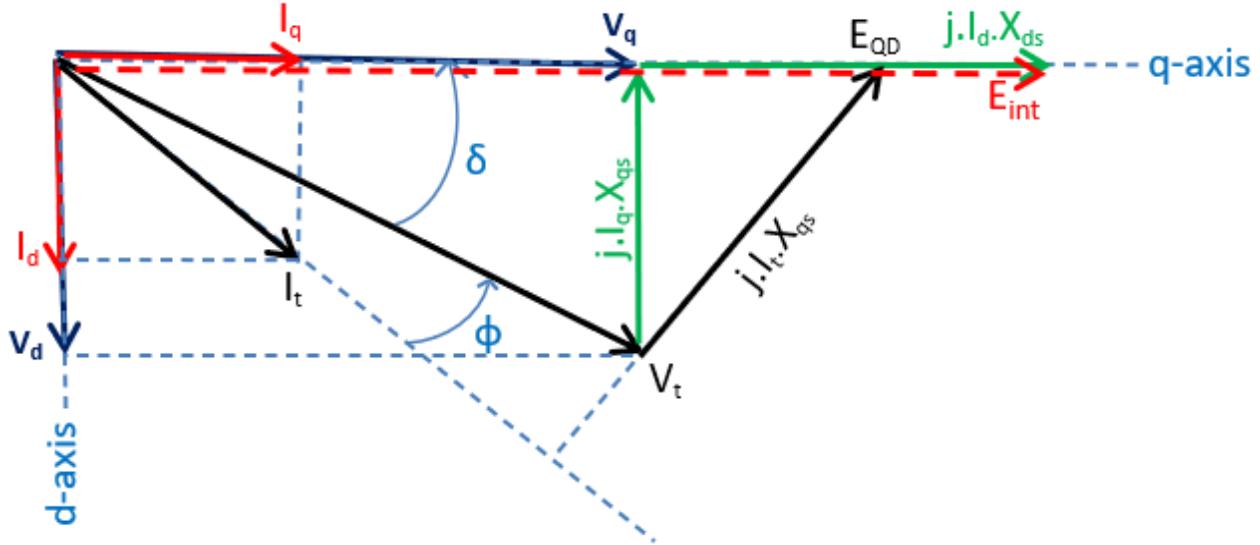


Figure 4.2 Diagramme de Fresnel en régime permanent

$V_t$  et  $I_t$  : phaseurs de la tension phase-terre et du courant du terminal en p.u.

$E_{QD}$  : phaseur de la tension fictive qui permet de repérer l'axe -q

$E_{int}$  : phaseur de la tension d'entrefer due au courant rotor  $E_{int} = X_{ads} \cdot I_F$

$X_{ds}$  et  $X_{qs}$  : réactances synchrones saturées des axes -d et -q en p.u.

$\delta$  et  $\phi$  : angles de charge et de puissance en radians

Les composantes selon les axes -d et -q des courant et tension du terminal sont obtenues par :

$$\begin{aligned} I_d &= I_t \sin(\delta + \phi) & I_q &= I_t \cos(\delta + \phi) \\ V_d &= V_t \sin(\delta) & V_q &= V_t \cos(\delta) \end{aligned} \tag{4.1}$$

### 4.3.1 Méthodes standardisées dans le domaine des phases

#### 4.3.1.1 Tension d'entrefer derrière la réactance de fuite $X_{al}$

Cette méthode reconnue par la norme IEEE-1110 et décrite en détail à la norme IEEE-1115 est incluse depuis longtemps dans de nombreux logiciels de simulation et de stabilité commerciaux.

À partir du diagramme de Fresnel et en considérant la saturation absente dans l'axe -q, l'angle de charge  $\delta$  est calculé pour un point de fonctionnement donné par :

$$\delta = \tan^{-1} \left[ \frac{X_{qu} I_t \cos(\phi)}{V_t + X_{qu} I_t \sin(\phi)} \right] \quad (4.2)$$

À cette condition, le courant d'excitation est donné par :

$$I_F = \frac{v_q + X_{ds} I_d}{X_{ads}} \quad (4.3)$$

Avec :  $X_{ads} = X_{adu} / k_d$  (4.4)

Le coefficient de saturation  $k_d$  est donné par le ratio de deux courants d'excitation  $I_{focc}$  et  $I_{fagl}$  définis à la Figure 4.3.

$I_{focc}$  : courant d'excitation correspondant à la tension interne  $El_{ag}$  sur la courbe de saturation

$I_{fagl}$  : courant d'excitation correspondant à la tension interne  $El_{ag}$  sur la droite d'entrefer

$$k_d = I_{focc} / I_{fagl} \quad (4.5)$$

La tension  $El_{ag}$  est une tension d'entrefer dans le domaine des phases et qui est calculée derrière la réactance de fuite du stator :

$$El_{ag} = V_t + jX_{al} I_t \quad (4.6)$$

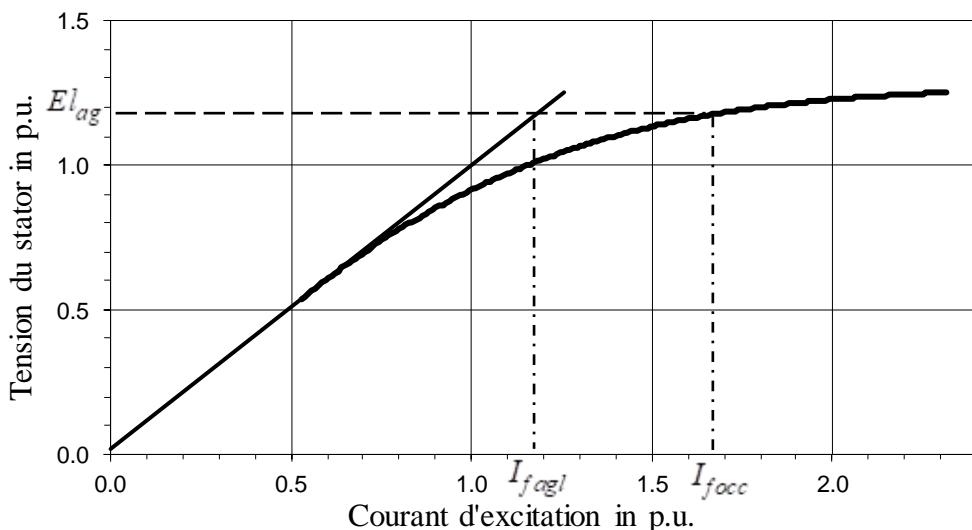


Figure 4.3 Tension d'entrefer  $El_{ag}$  derrière la réactance de fuite  $X_{al}$

### 4.3.1.2 Tension d'entrefer derrière la réactance de Potier $X_p$

Les normes IEEE-1110 et IEEE-115 suggèrent également le remplacement de la réactance de fuite  $X_{al}$  par la réactance de Potier  $X_p$ . La tension d'entrefer est toujours dans le domaine des phases mais calculée cette fois-ci par:

$$Ep_{ag} = V_t + jX_p I_t \quad (4.7)$$

La réactance de Potier est une valeur fictive, plus élevée que  $X_{al}$ , pour tenir compte de la saturation dans les pôles [59]. De nombreux auteurs continuent de proposer la méthode de Potier comme mesure de la réactance de fuite du stator mais Potier lui-même ne prévoyait pas cet usage pour sa réactance. Il visait simplement à compenser pour les lacunes via l'utilisation de  $X_{al}$  afin de correctement prédire le courant d'excitation en charge. De plus, pour une estimation précise, le  $X_p$  doit être variable. Dans [59] il est montré que lorsqu'une MPS est en surexcitation à F.P. nul, la valeur de  $X_p$  diminue pour approcher celle de  $X_{al}$  pour une tension du stator au voisinage de 1.25p.u.

#### 4.3.1.2.1 Détermination de $X_p$ selon la norme IEEE-115

La norme IEEE-115 propose deux méthodes pour la mesure de  $X_p$ . La première utilise le triangle de Potier basé sur la CSV, la droite de court-circuit et le point d'opération en surexcitation à courant nominal et F.P. nul. Cette condition d'opération de l'alternateur à F.P. nul et puissance nominale est souvent difficile à atteindre. Pour cette raison la seconde méthode est la plus pratiquée. Cette dernière requiert l'opération de l'alternateur à F.P. nominal ou unitaire le plus près possible de la charge nominale. Les courant et tension du terminal, le F.P., les réactances non saturées  $X_{du}$  et  $X_{qu}$  ainsi que l'angle de charge  $\delta$  sont utilisés pour calculer le courant d'excitation sans saturation  $I_{fdunsat}$ . L'écart  $\Delta I_{fd}$ , entre ce dernier et le courant d'excitation mesuré  $I_{fdmes}$ , permet de situer la tension de Potier  $Ep_{ag}$  sur la CSV (voir Figure 4.4) et ainsi calculer la valeur de  $X_p$  via l'équation quadratique:

$$(X_p I_t)^2 + 2V_t I_t X_p \sin \phi + V_t^2 - Ep_{ag}^2 = 0 \quad (4.8)$$

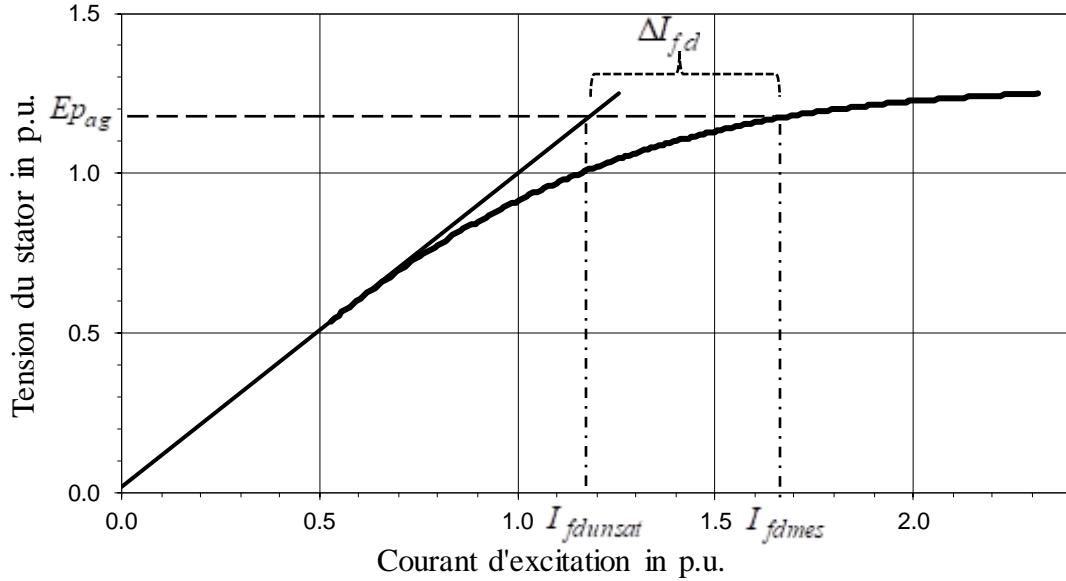


Figure 4.4 Repérage de la tension d'entrefer  $Ep_{ag}$  sur la CSV

#### 4.3.1.2.2 Calcul du courant d'excitation en charge en utilisant $X_p$

Selon la démarche décrite à la section 5.3.2.2 de la norme IEEE-115, le courant d'excitation d'une MPS est estimé à un point de fonctionnement donné en charge en suivant les étapes suivantes:

Étape 1: Calculer l'angle de charge par l'équation (4.2)

Étape 2: Calculer la tension  $E_{int-uns}$

$$E_{int-uns} = V_t + jX_{du} I_d + jX_{qu} I_q \quad (4.9)$$

Cette tension interne, induite par le courant d'excitation  $I_{F-int}$ , permet d'obtenir ce dernier via la droite d'entrefer.

Étape 3: Calculer la tension de Potier par l'équation (4.10)

$$Ep_{ag} = V_t + jX_p I_t \quad (4.10)$$

Étape 4: Déterminer les courants d'excitation qui correspondent à  $Ep_{ag}$  sur la droite d'entrefer et la CSV,  $I_{fagl}$  et  $I_{focc}$  respectivement.

Étape 5: Déterminer le courant en charge

$$I_F = I_{F-int} + (I_{focc} - I_{fagl}) \quad (4.11)$$

#### 4.3.1.2.3 Discussions sur la valeur de $X_p$

La méthode de la réactance de Potier est la seule méthode recommandée par la norme IEEE-115 pour l'estimation du courant d'excitation aux conditions de charges spécifiées contractuellement pour le calcul du rendement de l'alternateur. La norme spécifie qu'une entente au préalable, entre le client et le fabricant de l'alternateur, est requise sur la valeur de  $X_p$  utilisée. Pour comprendre l'utilité de cette clause particulière de la norme, il suffit de voir la Figure 4.5. Elle montre pour la machine -2, les valeurs calculées pour  $X_p$  aux différents paliers de puissance aux F.P. nominal (sur-excitation), unitaire et variable à courant d'excitation constant (sous-excitation).

La littérature a négligé de traiter les variations significatives de  $X_p$  et encore moins le paramètre décisif qui l'influence. À tension du stator constante, la publication [60] a corrélé la valeur de  $X_p$  au courant réactif du stator. Dans la pratique, au fur et à mesure que le courant réactif du stator augmente, la tension monte aussi ce qui rend l'analyse de  $X_p$  en fonction du courant réactif du stator difficile. Aussi, il n'est pas fiable de représenter  $X_p$  en fonction de la tension de l'alternateur puisque celle-ci est influencée par le réseau. Il n'est pas étonnant d'obtenir des valeurs différentes de  $X_p$  pour sensiblement la même tension aux bornes de l'alternateur mais différents points d'opération. Pour ces raisons, le choix est fait dans cette thèse de représenter les variations de  $X_p$  en fonction du courant magnétisant dans l'axe-d puisque la CSV est utilisée dans sa détermination à chaque point. Ainsi pour la machine -2,  $X_p$  varie d'un maximum de 1.12 p.u à un minimum de 0.25 p.u aux courants magnétisants de 0.5 p.u. et 1.72 p.u. respectivement. Cette forte dépendance à l'état de magnétisation du fer sème le doute sur la technique de l'IEEE-115. Une valeur constante pour ce paramètre n'a en évidence aucun fondement pratique. Avec cette grande disparité, la pratique courante est d'adopter la valeur qui correspond le mieux, aux conditions nominales de charge, de F.P. et de tension. Les valeurs ainsi obtenues sont présentées au Tableau 4.1.

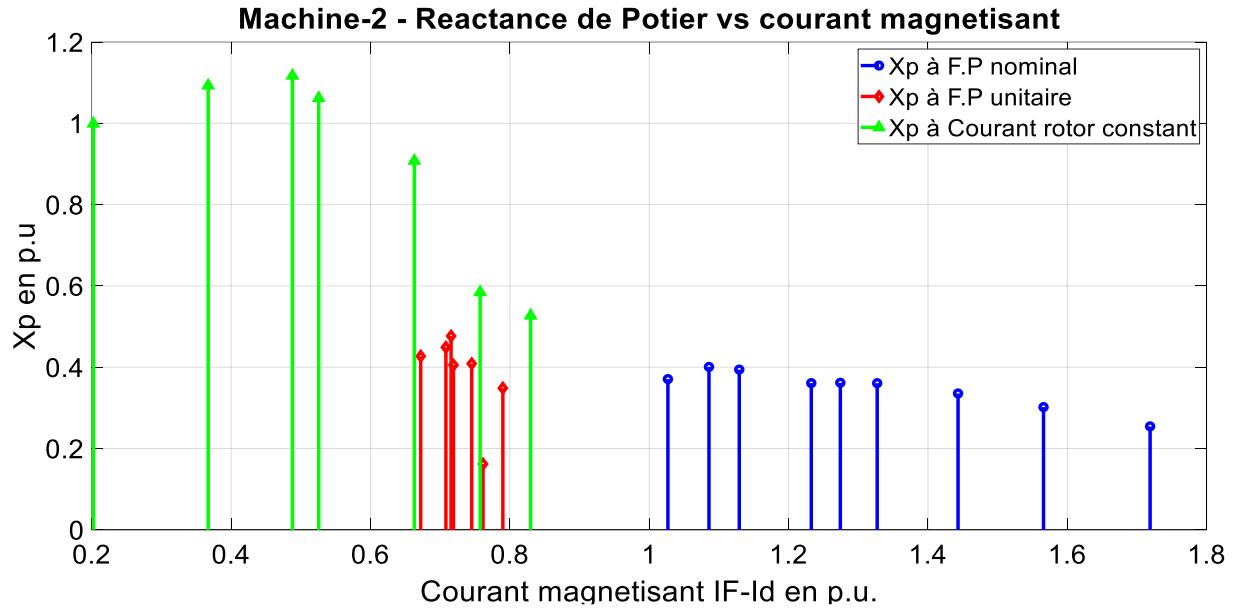


Figure 4.5 Valeurs de  $X_p$  en fonction du courant magnétisant

La difficulté d'obtention d'une valeur fixe confirme la complexité du concept de la saturation dans le domaine des phases et de la jonction réalisée avec le modèle d-q. Dans cette thèse une approche empirique nouvelle est proposée. Elle priorise la représentation de la saturation directement dans le domaine d-q. Avant d'entamer la nouvelle approche, une légère réflexion est requise sur la modélisation de la CSV.

#### 4.3.1.3 Retour sur la modélisation de la courbe de saturation à vide (CSV)

La CSV est la seule information habituellement disponible sur la saturation du fer. Dans les logiciels commerciaux, elle est souvent modélisée au moyen d'une fonction mathématique quadratique ou exponentielle pour calculer le coefficient de saturation à une tension d'entrefer donnée.

$$\begin{cases} S_{gx-Quad} = B_{sat} (E_x - A_{sat})^2 \\ S_{gx-Exp} = B_{sat} E_x^{A_{sat}} \end{cases} \quad (4.12)$$

Avec :

$E_x$ : la tension d'entrefer en p.u.

$S_{gx}$ : coefficient de saturation (quadratique ou exponentielle) correspondant à la tension  $E_x$

$A_{sat}$  et  $B_{sat}$ : deux constantes qui dépendent de la fonction adoptée et qui sont calculées via les deux valeurs connues de  $S_{gx}$  à 1.0 et 1.2 p.u. de tension. Ces deux coefficients de saturation  $S_g$  1.0 et  $S_g$  1.2, visibles au Tableau 4.1, sont calculés à partir de la CSV par les formules:

$$S_{g1.0} = \frac{I_{fnl} - (1.0 / L_{adu})}{1.0 / L_{adu}} \quad S_{g1.2} = \frac{I_{fnl\_1.2} - (1.2 / L_{adu})}{1.2 / L_{adu}} \quad (4.13)$$

Avec:  $I_{fnl}$  et  $I_{fnl\_1.2}$  les courants d'excitation sur la CSV correspondants à 1.0 et 1.2 p.u. de tension respectivement.

La Figure 4.6 montre graphiquement l'utilisation du coefficient de saturation pour la détermination du courant d'excitation  $I_{exc}$  pour une tension  $E_x$  donnée. La formule qui permet ce calcul est:

$$I_{exc} = \frac{E_x}{L_{adu}} \left( 1 + S_{gx} \right) \quad (4.14)$$

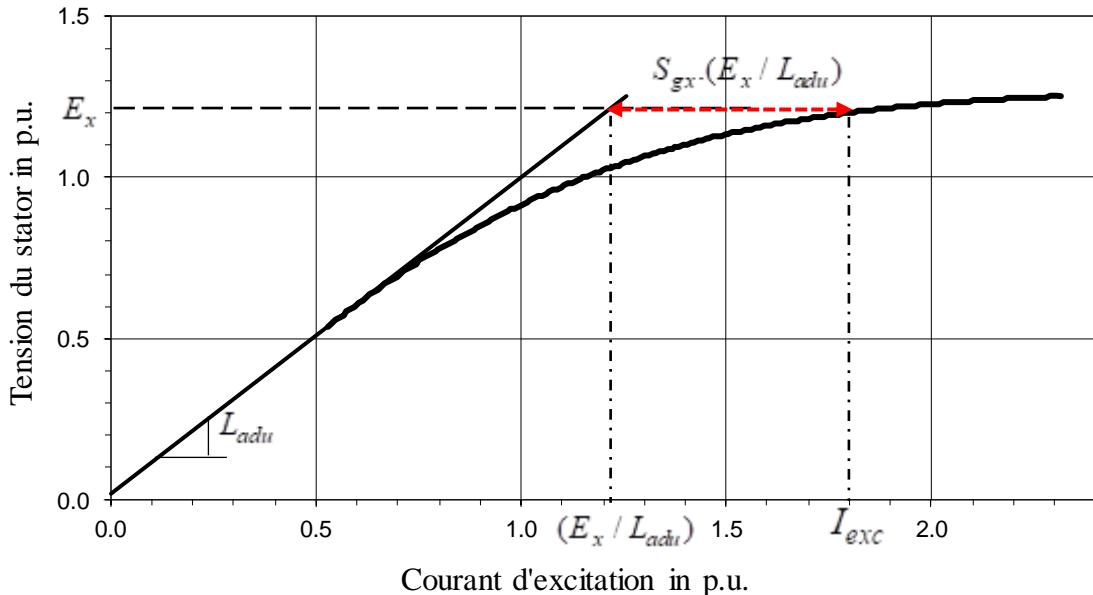


Figure 4.6 Utilisation du coefficient de saturation pour l'estimation du courant d'excitation

Les fonctions quadratique et exponentielle ne sont pas équivalentes d'un point de vue précision de modélisation de la CSV. La fonction de coût définie à l'équation (4.15) est utilisée pour évaluer la précision de modélisation dans la plage d'intérêt 0.80 à 1.20 p.u. de tension d'entrefer.

$$C_F = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left[ \frac{(I_{exc-i}^{meas} - I_{exc-i}^{approx}) \times 100}{I_{exc-i}^{meas}} \right]^2} \quad (4.15)$$

$I_{exc-i}^{meas}$  et  $I_{exc-i}^{approx}$  sont les courants d'excitation mesuré et approximé pour une tension  $E_{x-i}$  sur la CSV.

$i$  et  $n$  : sont l'indice et le nombre des points de la CSV dans la plage 0.80 à 1.20 p.u. de tension.

Le Tableau 4.2 résume, pour les cinq machines étudiées, les résultats de calcul de la fonction de coût et de l'erreur maximale relative dans l'intervalle 0.80 à 1.20 p.u. de tension d'entrefer. La supériorité de la fonction exponentielle est démontrée. Toutefois, il faut noter que même la fonction la plus précise engendre une erreur potentielle de 1.5%. Cette incertitude dans la modélisation de la CSV doit être prise en compte lors de l'estimation du courant d'excitation à un point de fonctionnement donné en charge.

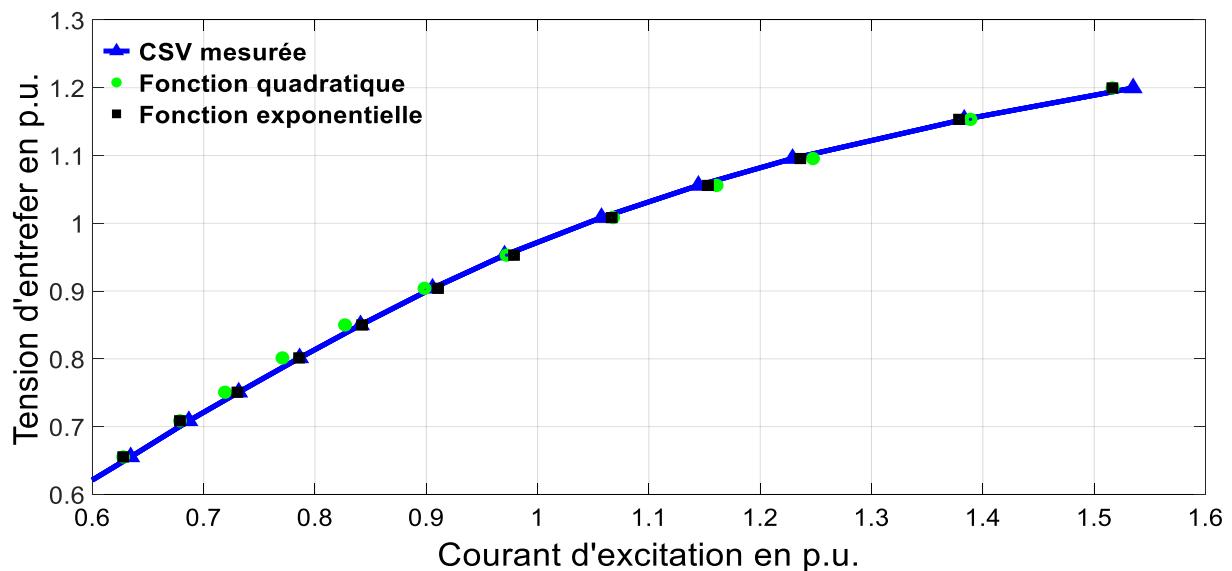


Figure 4.7 Représentation de la CSV par les fonctions quadratique et exponentielle

Tableau 4.2 Précision de la CSV, modélisée avec les fonctions quadratique et exponentielle

		Machine -1	Machine -2	Machine -3	Machine -4	Machine -5
Fonction de coût	Quad	0.08773	0.033843	0.08725	0.022171	0.053274
	Exp	0.04848	0.025999	0.04435	0.007501	0.027854
Erreur maximale relative	Quad	2.7	1.5	2.7	0.9	1.9
	Exp	1.3	1.2	1.4	0.3	1.1

### 4.3.2 Nouvelle méthode dans le domaine d-q

#### 4.3.2.1 Courbes de saturation à vide et en charge

Les deux méthodes empiriques standardisées utilisent la CSV qui est relevée lorsque la machine est à vide. À rappeler que dans cet état d'absence de charge, le flux provient seulement des pôles de l'inducteur et est complètement aligné selon l'axe -d. La littérature reconnaît pourtant l'existence d'une courbe de saturation en charge différente de celle à vide. Faute de disposer de plus d'informations sur la magnétisation en charge, la CSV est utilisée dans le domaine des phases avec un ajustement important à la valeur de  $X_{al}$ . Comme démontré précédemment, la valeur fictive de substitution est loin d'être constante.

Vu la nature empirique de ces approches, l'auteur de cette thèse choisit d'opter pour une méthode nouvelle directement dans le domaine d-q et utilisant une courbe de saturation en charge obtenue à partir de la CSV. S'appuyant sur des mesures conduites sur les machines -2 et -3, la nouvelle approche est exposée. La courbe de saturation en charge est obtenue via trois types de données:

- Zone de sur-excitation: différentes charges entre 0.1 et 1.0p.u. de la puissance nominale à F.P. nominal.
- Zone neutre: différentes charges entre 0.1 et 1.0p.u. de la puissance nominale à F.P. unitaire.
- Zone de sous-excitation: différentes charges entre 0.1 et 0.58p.u. à F.P. variable inductif (l'alternateur consomme la puissance réactive) avec le système d'excitation en mode manuel donc à courant dans l'excitation constant.

Pour chaque point appartenant à une zone donnée, les variables suivantes du stator et de l'inducteur sont mesurées et transformées en valeurs unitaires (p.u.):  $V_t - I_t - \delta - \phi - V_F$  et  $I_F$ .

À partir des mesures, le courant magnétisant dans l'axe-d,  $I_F - I_d$  et la tension d'entrefer correspondante  $E_l$  calculée par :

$$E_l = |V_t| \cos \delta + X_{al} I_d \quad (4.16)$$

Ces trois catégories de données permettent une excursion assez large, sur la courbe de saturation en charge, s'étalant de 0.67 à plus que 1.2 p.u. de tension d'entrefer.

De la Figure 4.8 et 4.9, il est remarqué que les points de la zone de sous-excitation sont alignés sur une droite ce qui trahit une saturation assez faible. Curieusement, la pente de cette droite est différente de celle de la région linéaire de la CSV. En d'autres termes, l'inductance de magnétisation non saturée en charge  $L_{adu-CSC}$  semble plus basse que celle mesurée via la CSV  $L_{adu-CSV}$ . Ce constat rappelle l'anomalie de la valeur élevée de  $X_p$  dans cette zone. Le remède pour retrouver une valeur normale était bizarrement de baisser la valeur de  $L_{adu}$  dans la zone sous-excitée.

Avec cette observation, il ne faut pas croire à l'existence de deux valeurs non saturées, une à vide et une en charge pour  $L_{adu}$ . L'explication est sûrement ailleurs. Les points de la zone de sous-excitation sont obtenus en augmentant progressivement la puissance débitée au réseau tout en maintenant le courant  $I_F$  dans l'inducteur constant. Pour obtenir ces points, le courant  $I_d$  est donc la partie qui change dans l'équation (4.17) du courant magnétisant. Il en ressort que  $I_d$  n'engendre pas la même magnétisation ou démagnétisation du fer que le courant  $I_F$  agissant seul.

$$I_{mag} = I_F - I_d \quad (4.17)$$

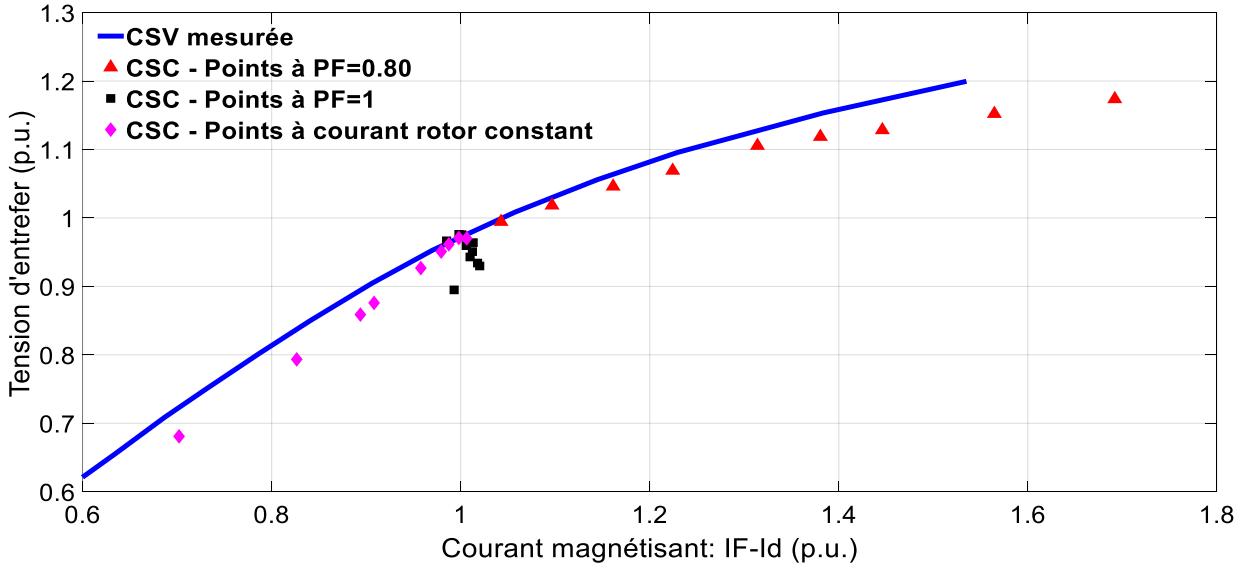


Figure 4.8 Courbes de saturation à vide et en charge pour la machine -2

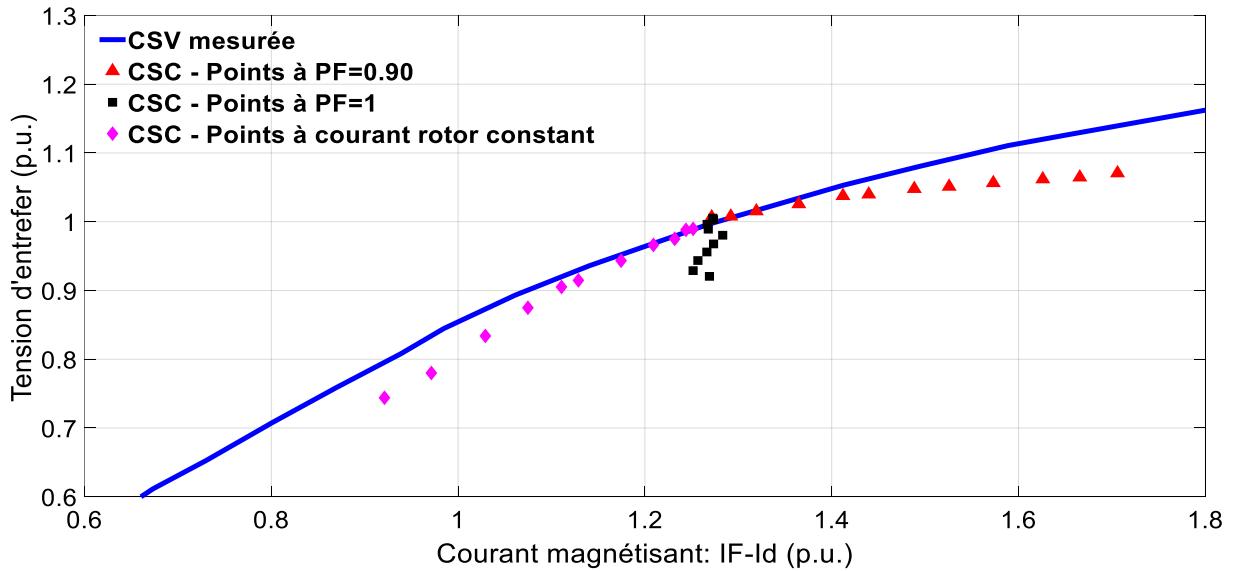


Figure 4.9 Courbes de saturation à vide et en charge pour la machine -3

Par conséquent, ces deux courants ne doivent pas avoir le même poids dans l'équation (4.17). Un coefficient de pondération  $k_{Id}$  doit être appliqué à  $I_d$  pour traduire cette absence d'équivalence. Ainsi le nouveau courant de magnétisation en charge devient :

$$I_{mag} = I_F - k_{Id} \cdot I_d \quad (4.18)$$

La tension d'entrefer en charge devient elle aussi :

$$E_l' = |V_i| \cos \delta + X_{al} k_{Id} I_d \quad (4.19)$$

Le coefficient d'équivalence en charge  $k_{Id}$  est ajusté de manière à rendre les points de la zone de sous-excitation alignés sur la partie linéaire de la CSV. Par conséquent, la valeur optimale trouvée est appliquée aux points des autres zones: neutre et de sur-excitation.

Le résultat de cette opération donne les courbes des Figures 4.10 et 4.11. La nouvelle courbe de saturation en charge devient étonnamment mieux alignée avec la courbe de saturation à vide. L'amélioration est particulièrement étonnante dans le cas des points de la zone neutre (F.P. unitaire). La flagrante dispersion sur ces points a disparu pour donner place à un alignement agréable sur le genou de la CSV. Les points en charge de la zone de sur-excitation ont eux aussi joint la CSV dans sa zone saturée quasi-linéaire.

Grâce à la remise en échelle du courant  $I_d$ , la courbe de saturation en charge semble se transformer en courbe de saturation à vide. Cette constatation est la base de la nouvelle technique empirique de saturation en régime permanent proposée dans cette thèse.

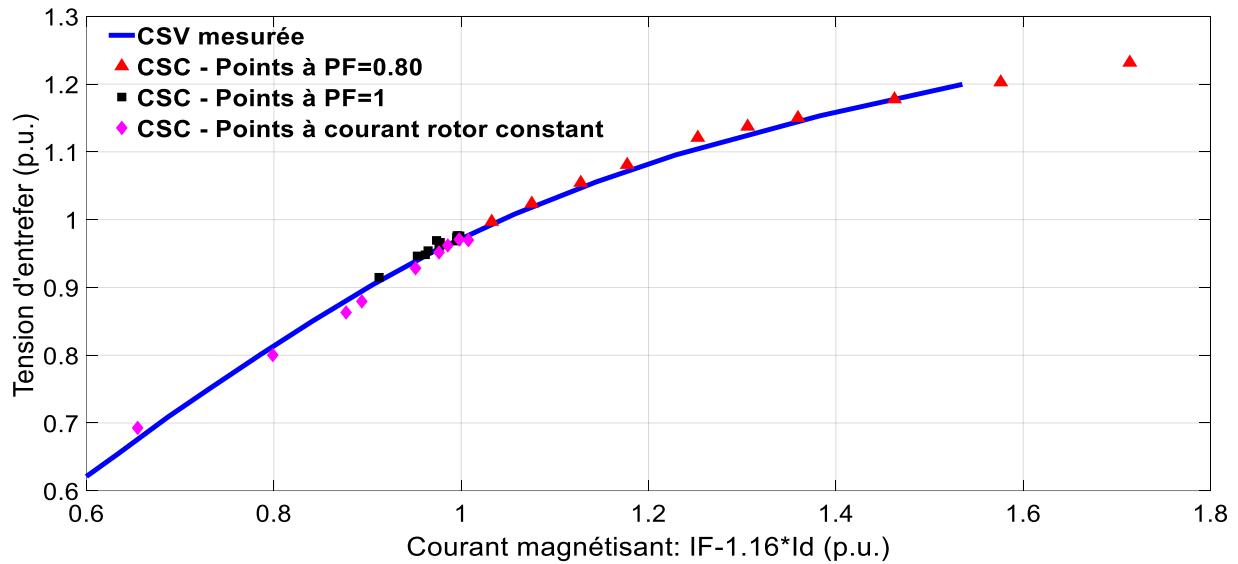


Figure 4.10 Courbes de saturation à vide et en charge-modifiée pour la machine -2

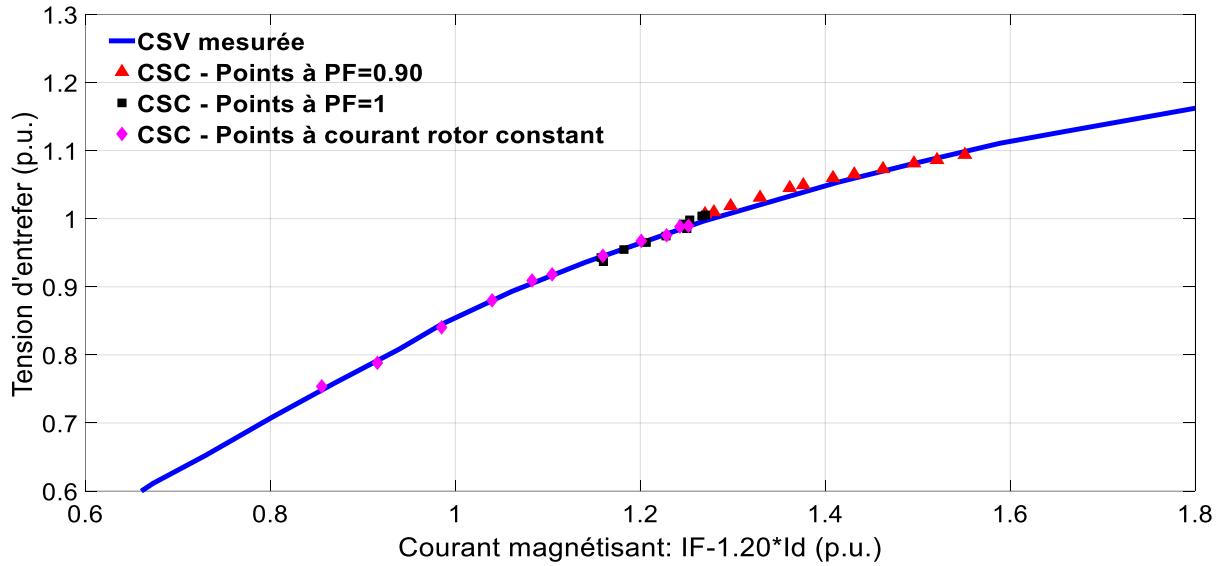


Figure 4.11 Courbes de saturation à vide et en charge-modifiée pour la machine -3

Pour la machine -2, les points proches de la condition d’opération nominale à F.P. nominal, la tension d’entrefer en charge  $E_l'$  dépasse la tension maximale de 1.20p.u. de la CSV. Une bonne extrapolation de cette dernière au-delà de 1.20p.u est donc nécessaire pour tout estimation du courant d’excitation dans dudit conditions en charge.

La recherche a également montré un autre résultat positif inattendu. En effet, après avoir trouvé la valeur optimale de  $k_{Id}$ , une faible variation de la valeur de  $X_{al}$  conduit à un meilleur ajustement dans la zone de sur-excitation pour certaines machines. Au contraire, les points de la zone sous excitée s’avèrent insensibles à la valeur de  $X_{al}$  pour une variation aussi significative que  $\pm 30\%$ .

Faute de disposer d’une technique d’essai standardisée pour la mesure du paramètre  $X_{al}$  cet ajustement de précision est une alternative intéressante pour la détermination de  $X_{al}$ . La pratique courante consiste à accepter et adopter la valeur de conception du manufacturier.

À ce stade, la courbe de saturation en charge est liée à la CSV par un raisonnement expérimental logique et consistant. Une simple mise en échelle du courant  $I_d$  permet de transiter d’une courbe à une autre. Dans la littérature, le lien entre les deux courbes est inexistant et est supplplanté par le recours au raisonnement empirique dans le domaine des phases.

Remarque: les points en sous-excitation ont servi à démontrer la logique derrière la nouvelle approche mais il est tout à fait possible d'ajuster le coefficient  $k_{Id}$  avec seulement les points à F.P. unitaire et nominal.

Avec la nouvelle méthode empirique de saturation en régime permanent, il faut au préalable déterminer le facteur d'équivalence en charge  $k_{Id}$  à partir des mesures en charge. Le protocole d'estimation du courant d'excitation à une condition de charge donnée est comme suit:

- Calculer la tension d'entrefer modifiée  $E'_l$  pour le point en charge souhaité par l'équation (4.19). L'angle de charge est calculé par l'équation (4.2).
- Reporter la tension  $E'_l$  sur la courbe de saturation à vide pour déterminer le courant magnétisant modifié  $I'_{mag}$ .
- Estimer le courant  $I_F$  correspondant à cette condition de charge souhaitée via l'équation (4.18).

Basé sur l'analyse faite à la section 4.3.1.3, la courbe de saturation à vide est approximée en utilisant la fonction mathématique exponentielle.

Dans la prochaine section, la précision de la nouvelle méthode empirique de saturation en régime permanent sera évaluée par comparaison aux deux méthodes standardisées de l'IEEE-1110 et IEEE-115.

#### **4.3.2.2 Validation pratique de la nouvelle méthode de saturation**

Pour les cinq machines étudiées, des mesures en régime permanent sont prises à des niveaux de charge de 0.10 à 1.00 p.u. aux F.P. nominal et unitaire. Pour les machines -2 et -3, les mesures à F.P. variable à courant constant dans l'inducteur et des charges variant de 0.10 à 0.56 p.u. de puissance ont été également relevées.

Pour chaque point, les mesures suivantes ont été enregistrées:  $V_t$  -  $I_t$  -  $\delta$  -  $\phi$  -  $V_F$  et  $I_F$ . Pour les besoins d'estimation du courant d'excitation, bien que  $\delta$  soit mesuré, la valeur calculée via l'équation (4.2) est plutôt utilisée. Les deux méthodes de l'IEEE-115 et l'IEEE-1110 dans le domaine des phases sont utilisées pour estimer le courant d'excitation  $I_{Fest}$  et le comparer à celui mesuré  $I_{Fmes}$ . La performance de la nouvelle méthode est comparée à celle des deux autres

méthodes. En continuation de l'analyse sur la modélisation de la CSV, les résultats issus des fonctions mathématiques quadratique et exponentielle sont également présentés (voir Tableau 4.3).

Il est clair que la méthode standardisée utilisant  $X_{al}$  est la moins précise pour l'estimation du courant d'excitation. Ce constat est la principale justification derrière la substitution de  $X_{al}$  par  $X_p$ . En effet, la méthode de Potier permet une amélioration de la précision pour passer d'une erreur maximale relative de 7.6% à 4.5%. Avec un ordre de grandeur de  $\pm 5\%$  pour l'incertitude de la méthode de Potier ce qui inclut l'erreur de modélisation de la CSV, la fonction exponentielle ne se distingue pas sur celle en quadrature.

La nouvelle alternative proposée dans cette thèse semble faire un peu mieux et réussit à baisser l'erreur maximale relative à 3.1%. Cette baisse souhaitable, de l'incertitude d'estimation du courant d'excitation, permet de retrouver la supériorité de la fonction exponentielle sur celle en quadrature. L'amélioration de la précision d'environ 1.5% et la transition visuelle entre les courbes de saturation à vide et en charge tout en restant dans le domaine d-q sont des arguments forts en faveur de la nouvelle approche. L'auteur pense que la nouvelle méthode rompt avec l'ambiguïté inhérente aux concepts empiriques dans le domaine des phases tout en améliorant légèrement la précision du modèle de saturation. L'utilisation de la fonction exponentielle est recommandée avec la nouvelle approche.

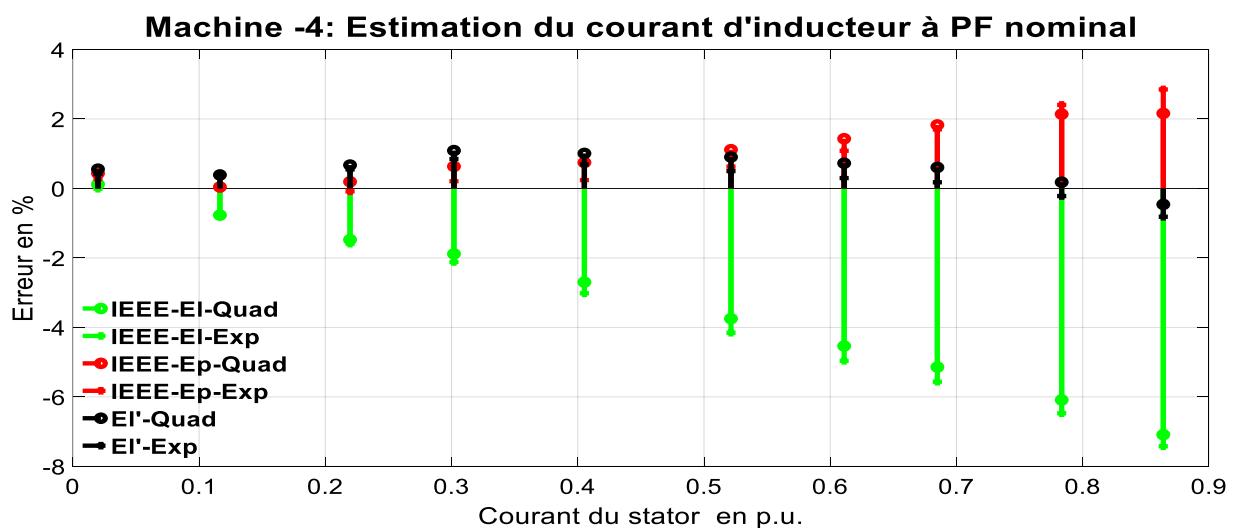


Figure 4.12 Vérification de la validité de la nouvelle approche de saturation à F.P. nominal

### Machine -4: Estimation du courant d'inducteur à PF unitaire

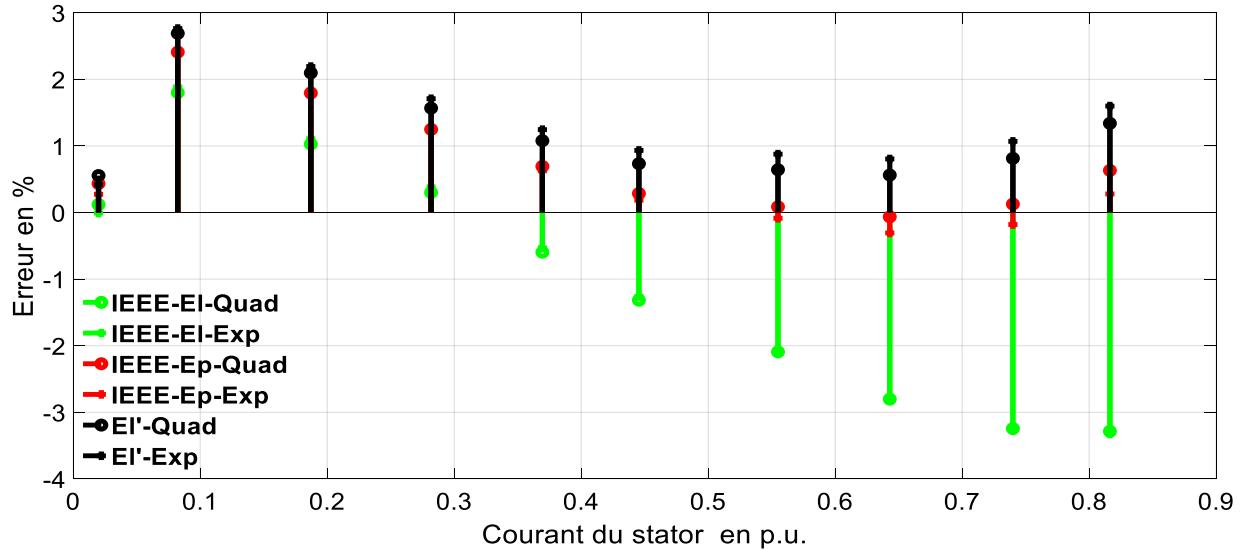


Figure 4.13 Vérification de la validité de la nouvelle approche de saturation à F.P. unitaire

Tableau 4.3 Précision de la nouvelle méthode empirique de saturation en régime permanent

F.P. uni / F.P. nom			Machine -1	Machine -2	Machine -3	Machine -4	Machine -5
$E_i$ with $X_{al}$	Fonction de coût	Quad	12.78/14.68	5.50/7.79	8.13/9.60	6.33/12.73	9.09/7.14
	Exp	12.19/16.52	5.74/5.55	8.25/12.00	6.37/13.65	7.73/8.80	
	Erreurs maximales relatives	Quad	6.6 / 6.9	2.7 / 4.4	4.9 / 5.1	3.3 / 7.1	5.4 / 3.4
		Exp	6.3 / 7.6	2.6 / 3.2	5.0 / 6.0	3.3 / 7.4	4.8 / 4.0
$E_p$ with $X_p$	Fonction de coût	Quad	7.81/2.89	4.18/7.56	4.87/3.12	3.43/4.13	6.97/3.50
	Exp	7.69/2.89	4.61/5.02	5.24/2.05	3.36/4.31	5.73/2.48	
	Erreurs maximales relatives	Quad	3.7 / 1.1	1.8 / 4.3	2.9 / 1.1	2.4 / 2.2	4.5 / 1.6
		Exp	3.8 / 1.1	2.1 / 2.9	3.2 / 0.6	2.4 / 2.8	3.9 / 0.9
$E'_i$ with $X_{al}$	Fonction de coût	Quad	5.99/3.39	4.02/5.89	4.29/5.70	4.39/2.25	5.89/6.33
	Exp	4.28/2.28	5.35/3.48	3.05/3.98	4.80/1.71	4.25/5.42	
	Erreurs maximales relatives	Quad	2.8 / 1.6	2.4 / 3.4	2.1 / 2.4	2.7 / 1.1	3.1 / 2.2
		Exp	2.0 / 1.0	2.8 / 1.9	1.3 / 1.7	2.8 / 0.8	2.5 / 1.7

### 4.3.3 Mise au point sur la saturation dans l'axe -q

#### 4.3.3.1 Détermination de $X_{qs}$ selon la norme IEEE-115

La littérature a toujours considéré que la saturation dans l'axe -q est négligeable pour les MPS. Par conséquence,  $L_{aqs}$  est généralement considérée égale à  $L_{agu}$ . Pour la communauté des ingénieurs d'essais, une grande contradiction est constatée sur ce point suite à l'application de la méthode d'essai recommandée par L'IEEE-115 pour la détermination de  $X_{qs}$ .

Brièvement, ladite méthode suggère de mesurer les variables du stator et du rotor  $V_t, I_t, \phi, V_F$  et  $I_F$  en plus de l'angle de charge  $\delta$  aux F.P. nominal et unitaire et ce pour différentes charges entre la marche à vide et la pleine puissance.

L'équation (4.20), visible à la norme IEEE-115 et dérivée du digramme de Fresnel de la Figure 4.2, permet de déterminer la valeur de  $X_{qs}$  :

$$X_{qs} = \frac{V_t \tan(\delta)}{I_t \cos(\phi) - I_t \sin(\phi) \tan(\delta)} \quad (4.20)$$

La norme IEEE-115 propose une technique facile pour mesurer l'angle de charge  $\delta_i$  correspondant à un point de charge donné « i ». Elle consiste à mesurer le décalage angulaire électrique entre la position physique du rotor en charge et sa position initiale à vide. Pour ces deux états de fonctionnement, l'alternateur étant connecté au réseau infini, le passage par zéro de sa tension de terminal est utilisé comme référence fixe pour détecter la vieille et nouvelle position du rotor. Le déphasage initial  $\delta_o$  en marche à vide est soustrait du déphasage mesuré en charge  $\delta_{mes-i}$  selon l'équation (4.21). Les Figure 4.14 et 4.15 montrent les déphasages, initial et en charge, ainsi que l'angle de charge réel  $\delta_i$  correspondant au point de charge « i ».

$$\delta_i = \delta_{mes-i} - \delta_o \quad (4.21)$$

La position du rotor est obtenue via le signal d'un tachymètre optique qui génère une impulsion électrique chaque fois que son laser est réfléchi par la bande réfléchissante collée sur l'arbre tournant du rotor. Divergeant de la suggestion de la norme IEEE-115, la technique adoptée dans cette thèse utilise les signaux des capteurs d'entrefer pour détecter la position des pôles tournants.

Cette approche permet une meilleure précision sur la détection de la position du rotor. En effet, chaque capteur d'entrefer génère autant d'impulsions que de pôles du rotor ou encore deux impulsions par cycle de tension de terminal. Le moyennage des déphasages entre ces impulsions et les passages par zéro de la tension d'alternateur conduit à une bonne précision sur la position du rotor. La précision est encore davantage améliorée avec le moyennage des résultats des 8 capteurs d'entrefer installés en permanence sur la machine.

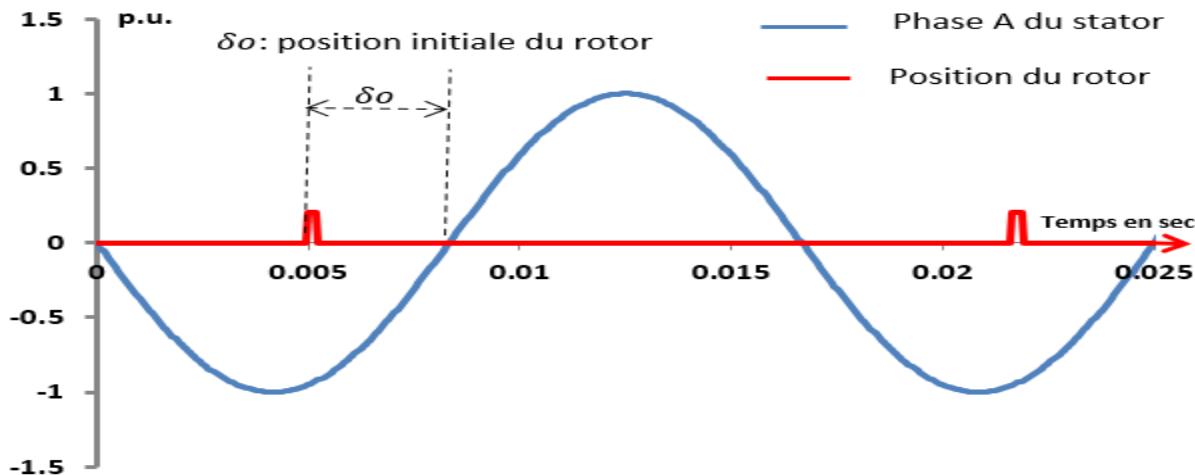


Figure 4.14 Utilisation de la tension d'alternateur pour repérer la position du rotor à vide

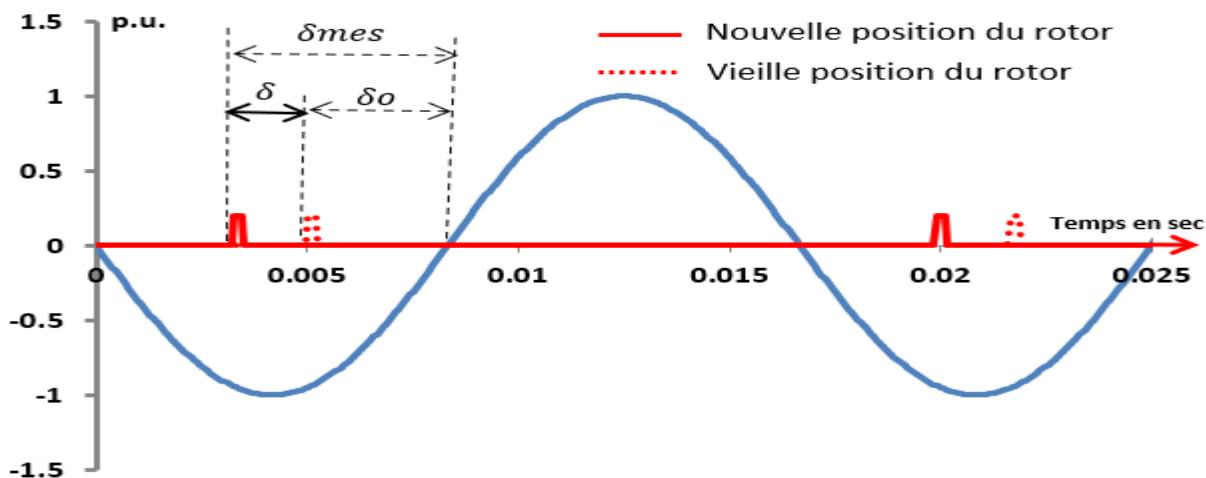


Figure 4.15 Utilisation de la tension d'alternateur pour repérer la position du rotor en charge

La Figure 4.16 illustre les angles de charge mesurés à F.P. nominal et unitaire pour la machine -1.

Le résultat de calcul de  $X_{qs}$  en p.u. est montré à la Figure 4.17. Sa valeur est tracée en fonction du courant du stator pour les F.P nominal et unitaire.

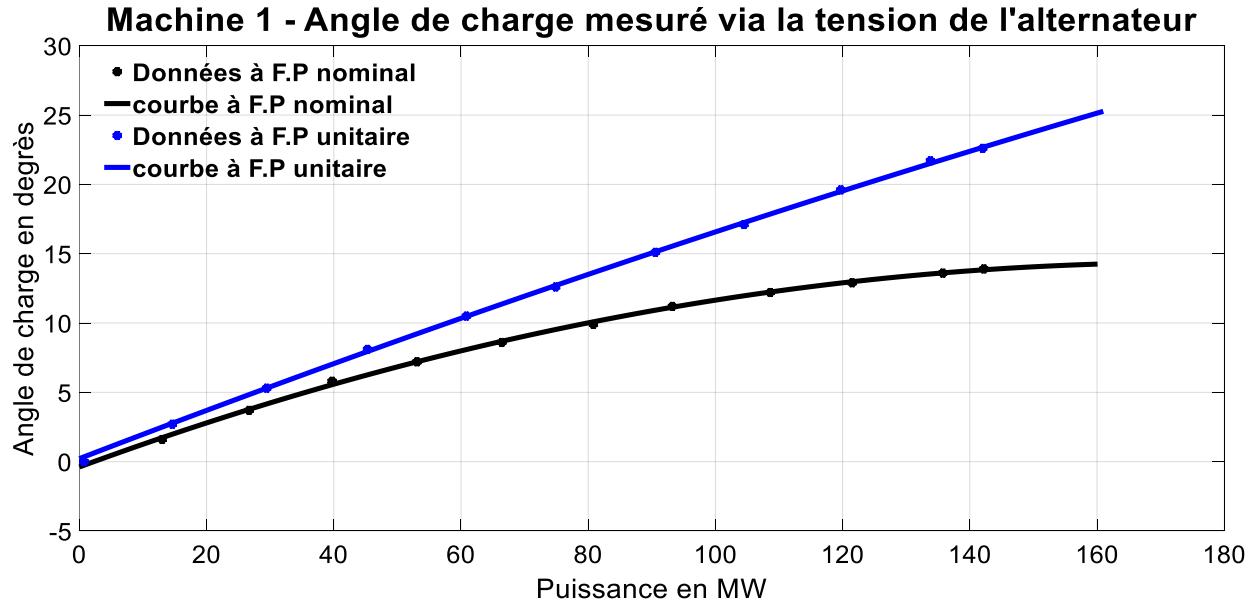


Figure 4.16 Angles de charge mesurés avec la tension d’alternateur prise comme référence

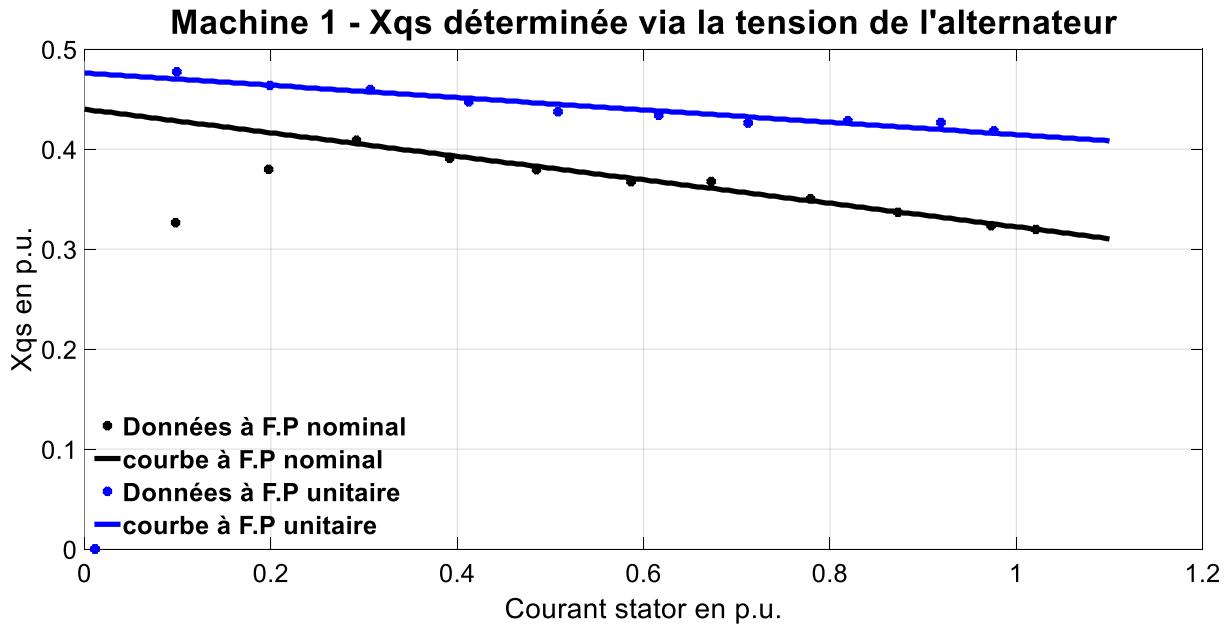


Figure 4.17  $X_{qs}$  déterminées avec la tension d’alternateur prise comme référence

$X_{qs}$  montre les signes d’une corrélation linéaire au courant du stator avec une pente dépendante du F.P. Cette constatation laisse perplexe quant à la valeur à retenir pour fin de validation contractuelle des paramètres prévus au contrat de fourniture de l’alternateur. Le manufacturier

prévoit une valeur constante souvent non saturée ou légèrement saturée pour certaines machines (en bas de 10%).

La tradition à HQ et ailleurs a opté pour le choix de la valeur aux conditions nominales de courant stator et de F.P. Dans de telles conditions, la tension de l'alternateur est imposée par le réseau et est supérieure à 1.00p.u. Le Tableau 4.4 résume les valeurs de  $X_{qs}$  obtenues et prévues par les manufacturiers d'un ensemble de MPS de grande puissance. La valeur déterminée est toujours étonnement beaucoup plus saturée que la valeur du manufacturier. L'écart entre les deux valeurs varie entre 18 et 45%.

L'historique sur la qualité des valeurs de conception fournies par les manufacturiers pousse l'auteur de cette thèse à douter fortement de l'exactitude des mesures conduites pour la détermination de  $X_{qs}$ . Ce doute est confirmé par analyse et comparaison du présumé degré de saturation dans l'axe -q versus celui relevé dans l'axe -d. Le Tableau 4.5 exhibe une saturation dans l'axe -q encore plus forte que celle de l'axe -d. Cette profonde anomalie est évidemment invraisemblable et mérite une sérieuse investigation.

Tableau 4.4 Valeurs de  $X_{qs}$  déterminées à F.P. nominal versus les valeurs de conception

Machine MVA	$X_{qs}$ déterminée à F.P. nominal (p.u.)	$X_{qs}$ de conception (p.u.)	Déviation (%)
440	0.36	0.60	-40.0
292	0.49	0.67	-26.9
285	0.38	0.61	-37.7
250	0.42	0.56	-25.0
166	0.36	0.44	-18.2
143	0.33	0.48	-31.3
65	0.42	0.66	-36.4
55.6	0.59	0.80	-26.3
19	0.35	0.63	-44.4
11.5	0.51	0.67	-23.9

Tableau 4.5 Degrés de saturation du fer selon les deux axes -d et -q

Mach.	Puissance MVA	$X_{a qu}$ p.u.	$X_{a q s}^{(1)}$ p.u.	$X_{a q s} / X_{a qu}$	$X_{a d u}$ p.u.	$X_{a d s}$ p.u.	$X_{a d s} / X_{a d u}$
M-1	150	0.50	0.19	0.38	0.75	0.51	0.68
M-2	38.5	0.62	0.24	0.39	1.04	0.64	0.61
M-3	230	0.55	0.24	0.44	0.90	0.62	0.69
M-4	55.6	0.60	0.23	0.38	0.92	0.60	0.65
M-5	367	0.49	0.23	0.47	0.79	0.59	0.74

(1) Avec la tension de l'alternateur comme référence à F.P. nominal

#### 4.3.3.2 Amendement à la méthode IEEE-115 pour la détermination de $X_{q s}$

À la date de rédaction de cette thèse, aucune explication n'a été avancée par la communauté des ingénieurs d'essais. Les discussions avec les principaux concepteurs d'alternateurs en Amérique du Nord n'ont pas permis de mettre le doigt sur la cause de cette contradiction importante avec la littérature.

La valeur de  $X_{q s}$  déterminée est fortement corrélée à l'angle de charge mesuré. Ce dernier est donc au centre de l'investigation conduite dans la présente recherche. Il est constaté que l'angle de charge mesuré est toujours inférieur à celui calculé via la simulation par EF.

La piste de déformation mécanique de l'arbre du rotor sous l'effet du couple de torsion a été vite écartée. Aussi, pour une condition d'exploitation donnée, l'angle de charge mesuré reste quasiment le même après 4 heures de stabilisation de la température du bobinage. L'effet de dilatation thermique des fers du rotor et du stator causant l'augmentation de l'entrefer a donc été également exclu.

Le doute sur le manque de stabilité de phase de la tension du terminal reste la seule voie prometteuse. L'alternateur étant connecté au réseau, sa tension de terminal est considérée comme une référence fiable et stable pour repérer les positions physiques du rotor. Cette supposition assume que le réseau est beaucoup plus puissant que l'alternateur et que donc ce dernier n'est pas en mesure d'influencer significativement la tension au point de raccordement. Dans la pratique, cette supposition est loin d'être vraie surtout dans le cas des machines de grande puissance

connectées aux extrémités du réseau de transport. En effet, lors des mesures en charge, il est souvent constaté que l'amplitude de la tension du terminal augmente ou descend selon la production ou consommation d'énergie réactive de l'alternateur. Le changement d'amplitude de la tension n'est pas une entrave en-soi mais par contre l'instabilité suspectée de sa phase contrarie l'idée de la tension stable fixée par le réseau infini.

Pour trancher sur cette question, des mesures additionnelles ont été ajoutées à l'essai contractuel de pression-temps prévu pour la mesure du rendement de la turbine d'alternateur. Brièvement, l'essai consiste pour un point d'opération donné à F.P unitaire, de fermer les directrices et d'enregistrer le profil de pression dans la conduite d'eau. Des formules permettent ensuite de déduire le débit d'eau à l'entrée de la turbine. Après quelques minutes, à la fermeture complète des directrices, l'alternateur tombe en motorisation car il est encore connecté et alimenté par le réseau. Cette variation continue de la puissance est la meilleure opportunité pour visualiser la dynamique de variation de la phase de la tension de terminal de l'alternateur. Dans un souci de ne pas perturber le réseau, une compensation en puissance est réalisée avec un second alternateur de la centrale. La perte graduelle de la puissance de l'alternateur sous essai est compensée par l'augmentation de la puissance du second alternateur. La puissance débitée sur le réseau est donc constante avant, durant et après l'essai.

La Figure 4.18 montre le schéma ainsi que la stratégie de mouvement de puissance des deux alternateurs: celui en essai (A32) et celui de compensation (A31). L'essai débute par l'envoi de commandes de fermeture et ouverture graduelle et synchronisée des directrices des alternateurs A32 et A31 respectivement. Les tensions de terminal des deux alternateurs ainsi que celle du réseau au point de raccordement sont enregistrées à 5kHz durant toute la durée de l'essai. Les observations pertinentes qui nous concernent sont comme suit :

- Au début, la tension du A32 (150MW) est en avance par rapport à celle du A31 (0MW) comme constaté sur la Figure 4.19. Le décalage de 30° causé par le couplage des transformateurs de puissance est enlevé graphiquement de manière à montrer les tensions en phase du A31 et celle du réseau.
- Lorsque le A32 perd 75MW, la puissance produite devient 75MW pour chacun des 2 alternateurs. À ce moment précis de l'essai, les deux tensions deviennent en phase comme

montré à la Figure 4.20. L agrandissement de la zone de passage par zéro confirme que les deux tensions en phase sont légèrement en avance par rapport à la tension du réseau.

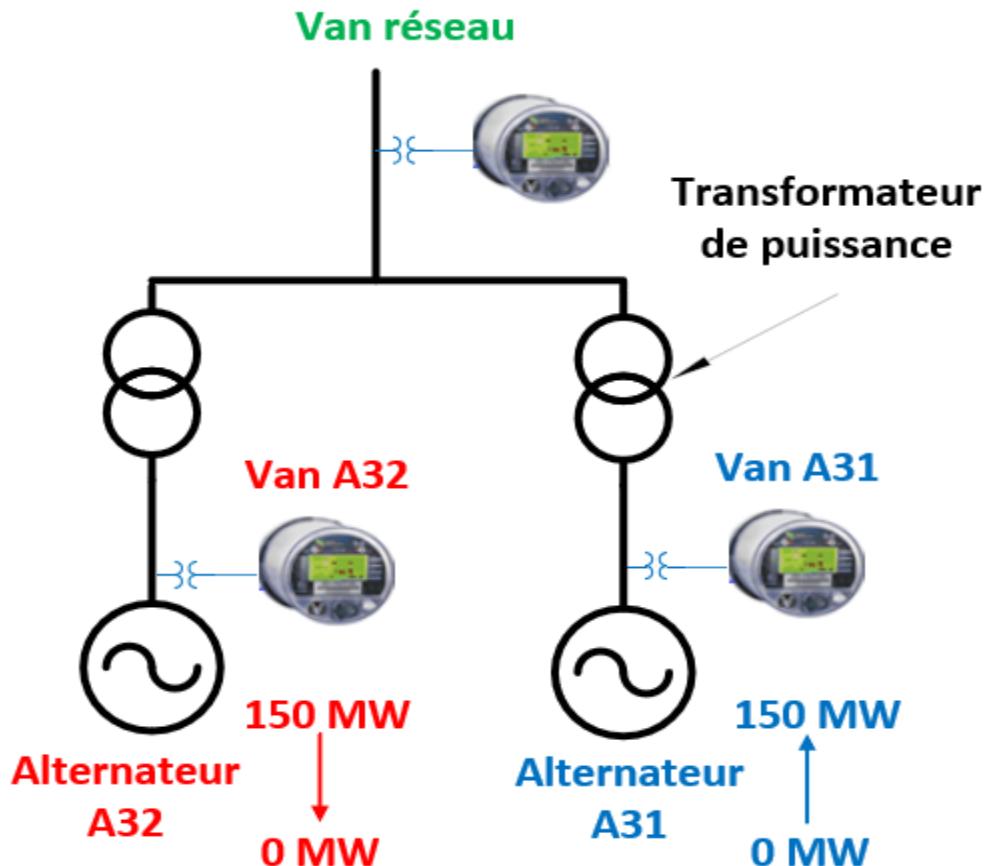


Figure 4.18 Essai de vérification de la stabilité de phase de la tension d'alternateur

- À la fin, le A32 tombe en motorisation tandis que le A31 débite à lui seul la pleine puissance de 150MW. À cette condition, la tension du A32 devient en retard par rapport à celle du A31 comme illustré à la Figure 4.21. Le A32 (0MW) devient presque en phase avec la tension du réseau.
- Les tensions de terminal des deux alternateurs changent de position par rapport à la tension du réseau. Cette dernière semble avoir une phase constante appuyée par l'invariabilité de la puissance débitée sur le réseau.

Cette simple expérience confirme l'erreur commise par l'adoption de la tension du terminal comme référence fixe pour relever la position du rotor. La Figure 4.22 visualise graphiquement l'erreur commise dans l'estimation de l'angle de charge au moyen de la tension d'alternateur.

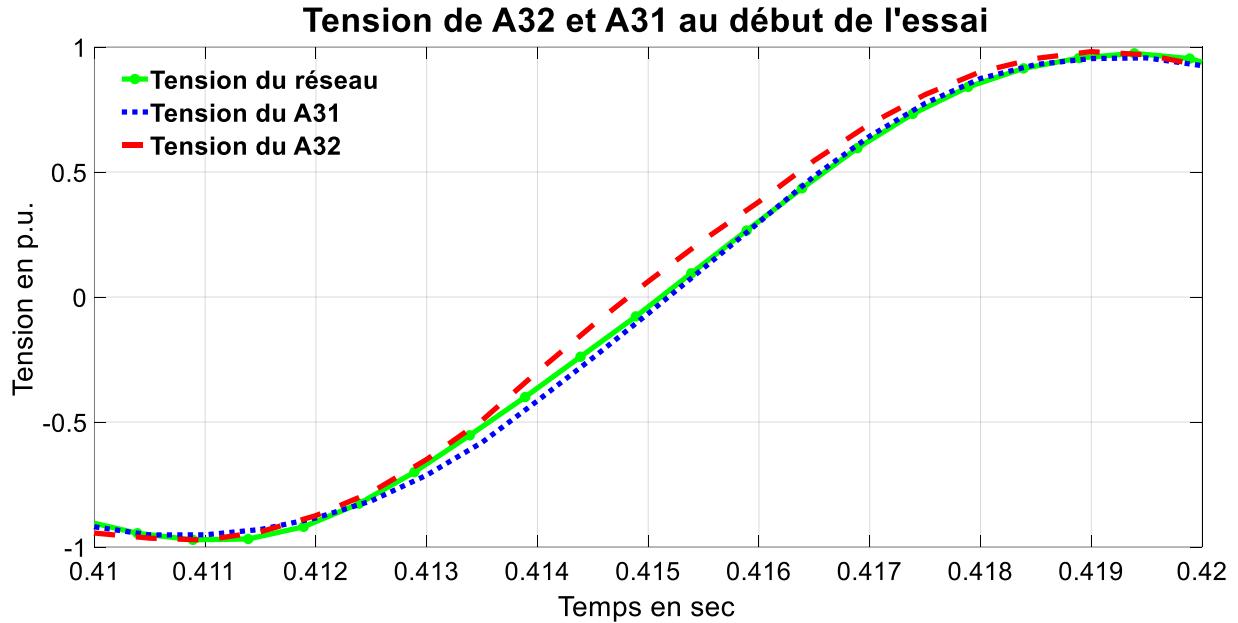


Figure 4.19 Phase de la tension d'alternateur à la pleine charge

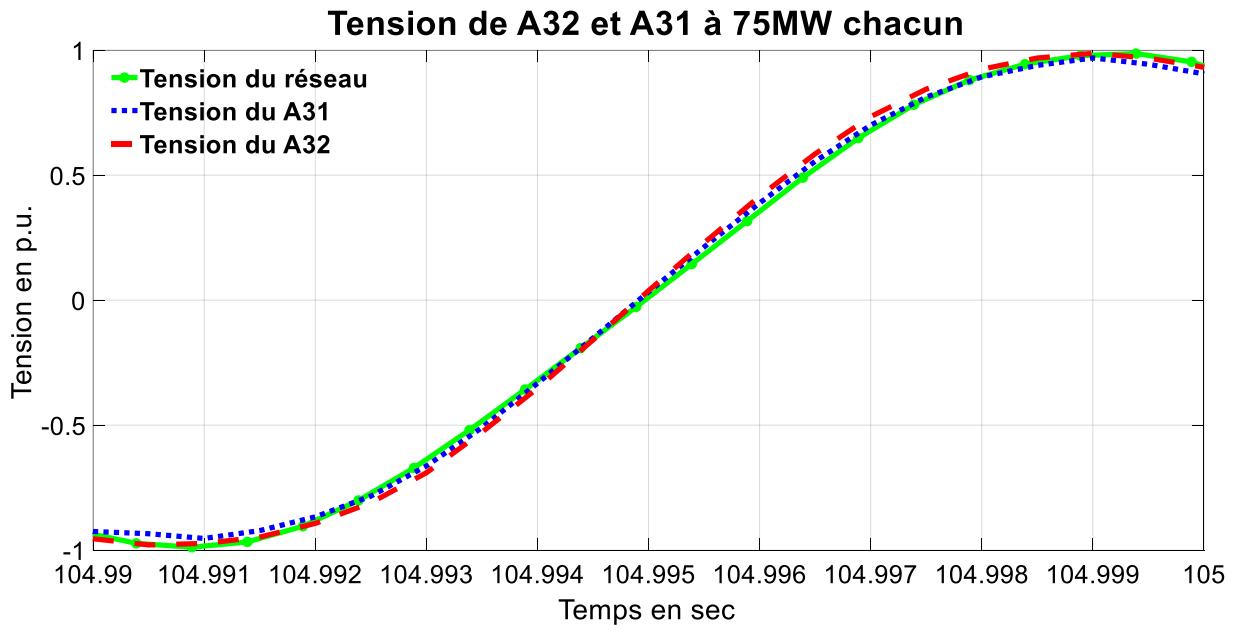


Figure 4.20 Phase de la tension d'alternateur à mi-charge

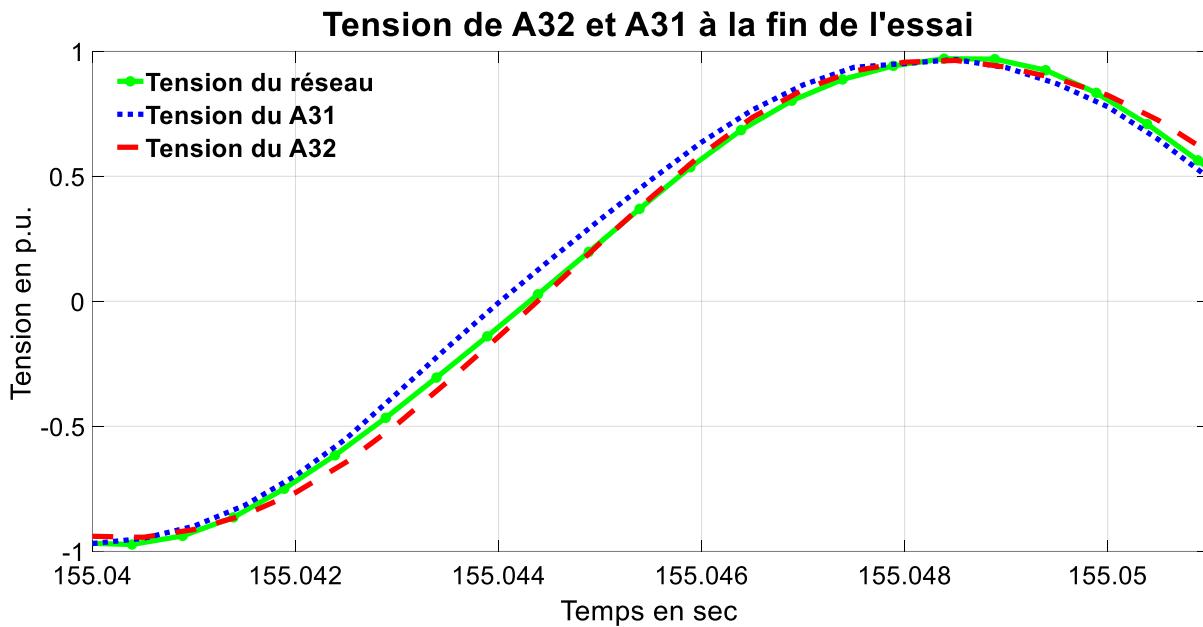


Figure 4.21 Phase de la tension d'alternateur à la marche en motorisation

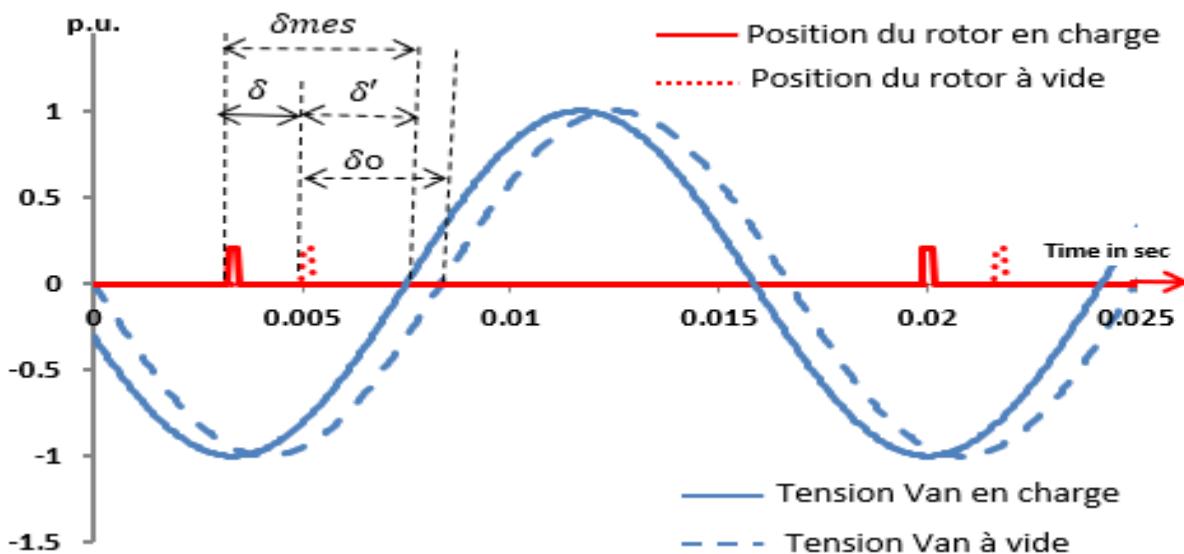


Figure 4.22 Variation de la phase de la tension d'alternateur en fonction de la charge

Le vrai angle de charge  $\delta$  est le changement de position du rotor entre la marche à vide et celle en charge. Pour preuve, il suffit de comprendre du diagramme de Fresnel, que l'angle  $\delta$  n'est autre que le décalage entre l'axe -q à vide (axe entre deux pôles) et l'axe -q en charge.

Avec la tension de l'alternateur qui change de phase entre la marche à vide et en charge, le décalage initial  $\delta_0$  à enlever de la valeur mesurée  $\delta_{mes}$  doit être remplacé par la quantité  $\delta'$ . Cette information étant difficile à obtenir, il faut donc opter pour une autre tension de référence plus stable et de même fréquence que la tension de l'alternateur. En prenant pour référence la tension du réseau, en aval du transformateur de puissance, les résultats des Figure 4.23 et 4.24 sont obtenus.

L'angle de charge  $\delta$  est en réalité  $10^\circ$  plus élevé que sa valeur à la même condition de charge nominale (F.P. nominal ou unitaire) mais mesuré via la tension du terminal. La marge de stabilité angulaire réelle est plus faible que ce qui est reflétée par la mesure erronée.

D'un autre côté, la nouvelle  $X_{qs}$  résultante est pratiquement constante à F.P. unitaire. Toutefois, la Figure 4.24 montre encore une différence qui continue d'exister entre les valeurs à F.P. nominal et à F.P unitaire. La bonne nouvelle est la valeur à l'origine de  $X_{qs}$  similaire pour les deux F.P. Cette valeur d'intersection est proche de celle prévue par le manufacturier comme le montre le Tableau 4.6. Des mesures à F.P. variable, à courant d'excitation constant (système d'excitation en mode manuel) ont conduit à des valeurs de  $X_{qs}$  constantes et identiques à celle à F.P. unitaire.

Cette dernière observation oriente les conditions nécessaires pour une mesure précise de  $X_{qs}$  :

- La première étant l'utilisation de la tension du réseau comme référence.
- La seconde étant la fixation du F.P. à unitaire pour ne pas générer de puissance réactive. Cette dernière influence légèrement l'amplitude mais la phase aussi de la tension de référence.

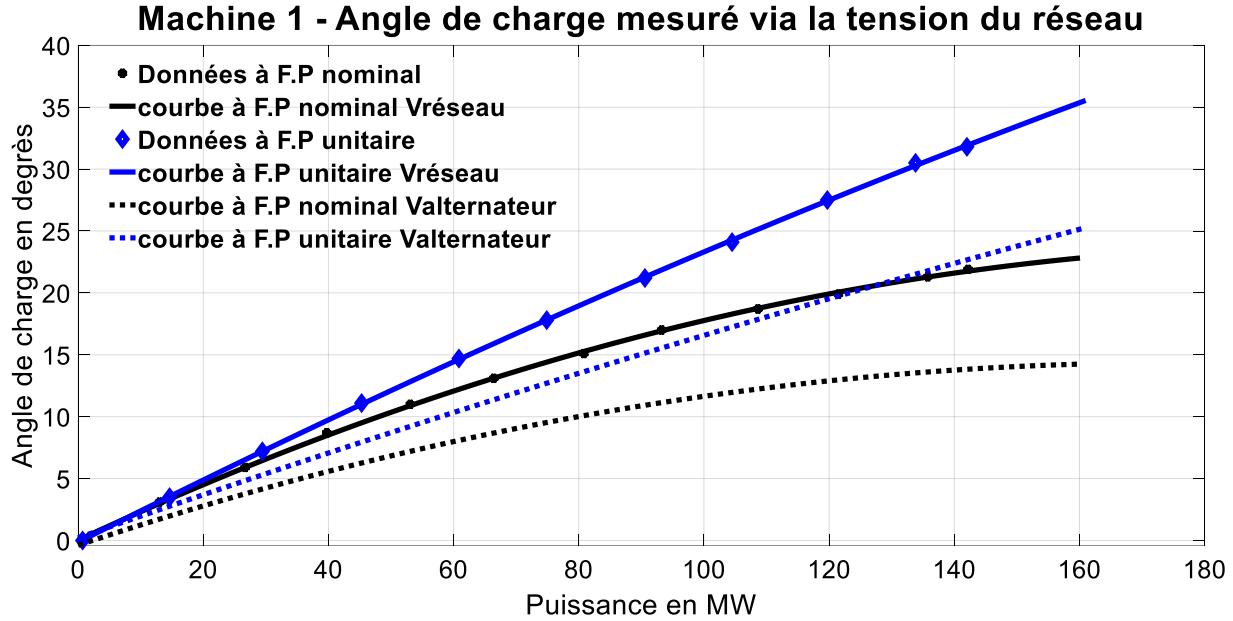


Figure 4.23 Angles de charge mesurés via la tension du réseau

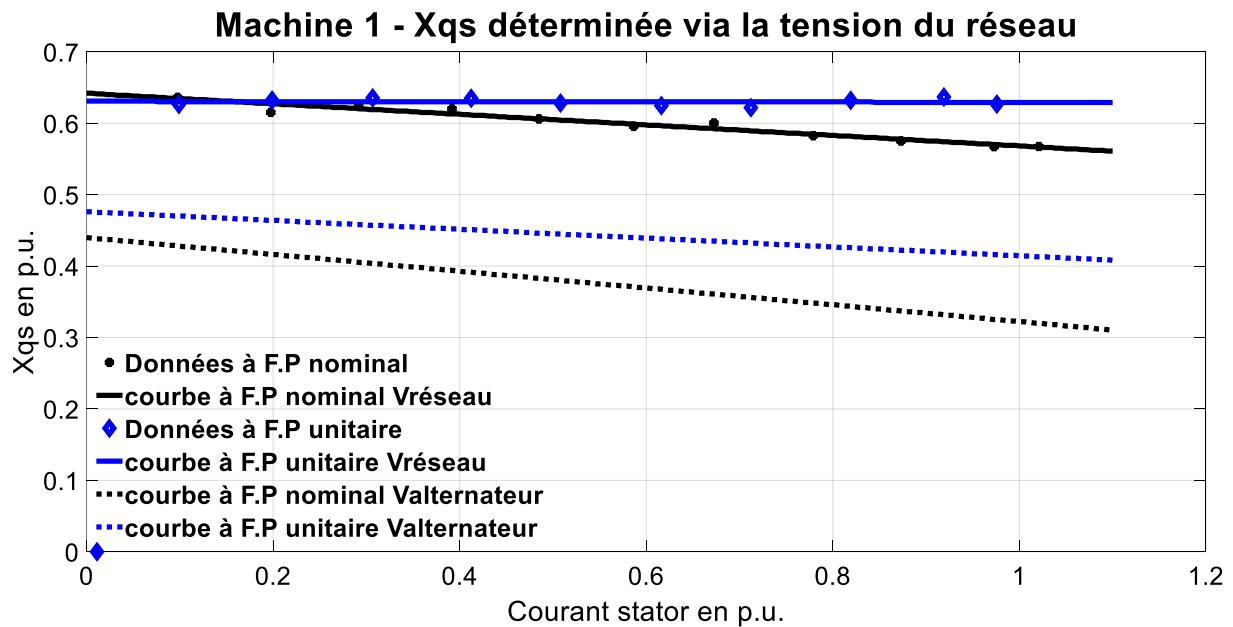
Figure 4.24  $X_{qs}$  déterminées via la tension du réseau

Tableau 4.6  $X_{qs}$  déterminée à F.P. unitaire via les deux tensions: de terminal et du réseau

Mach.	$X_{qs}$ à F.P. unitaire en p.u.		$X_{qs}$ du manufacturier en p.u.	Déviation <sup>(1)</sup> en (%) Terminal / Réseau	Degré de saturation <sup>(2)</sup> $X_{aqs} / X_{aqu}$
	Tension du terminal	Tension du réseau			
M-1	0.41	0.63	0.69	-40.6 / -8.7	0.99
M-2	0.67	0.90	0.90	-25.6 / 0.0	1.00
M-3	0.47	0.64	0.64	-26.6 / 0.0	0.89
M-4	0.59	0.80	0.80	-26.2 / 0.0	0.88
M-5	0.45	0.64	0.62	-27.4 / 3.2	1.00

(1) Déviation par rapport à la valeur du manufacturier

(2) Utilisant  $X_{aqs}$  déterminée avec la tension du réseau

#### 4.3.3.3 Synthèse sur la saturation dans l'axe -q pour les MPS

Avec la valeur  $X_{qs}$  déterminée via la tension du réseau à F.P. unitaire, trois machines sur cinq n'ont montré aucun signe de saturation dans l'axe -q. Pour les deux autres machines, la saturation est d'environ 12% (voir Tableau 4.6). De plus, la valeur saturée de  $X_{qs}$  est constante et est indépendante du niveau de charge de la machine.

La représentation de la saturation dans l'axe -q est donc grandement facilitée pour les MPS de grande puissance. Dès lors que la machine est connectée au réseau, la valeur linéaire  $L_{aqu}$  doit être remplacée par  $L_{aqs}$  si différente.

### 4.4 Représentation empirique de la saturation en régime transitoire

La méthode SSFR a été conduite sur les cinq machines étudiées de ce chapitre pour dériver le modèle 2-1. Pour les machines -1, -3, -4 et -5, les éléments de ce modèle ont été présentés au Tableau 3.2 du chapitre 3. Ces quatre machines ont également subi les essais de CC3PhBV aux tensions de 0.10, 0.30, 0.50, 0.75 et 1.00p.u.

Les essais de court-circuit ont été conduits selon la procédure de la méthode -2 de la norme IEEE-115 qui consiste à s'isoler du système d'excitation et à court-circuiter l'inducteur sur sa propre impédance juste avant d'appliquer le court-circuit triphasé aux bornes du stator. Avec cette

technique, le courant de court-circuit du stator rejoint sa valeur rémanente due au flux rémanent et le courant de l'inducteur s'annule complètement après une vingtaine de secondes.

Pour chaque machine, les courants de court-circuit du stator et de l'inducteur mesurés sont comparés à ceux simulés avec le modèle SSFR. Cette comparaison permet de vérifier le comportement du modèle 2-1 en régime transitoire et de valider et raffiner la représentation de la saturation suggérée par la norme IEEE-1110 dans ce régime.

#### **4.4.1 Équations électromagnétiques pour la simulation du court-circuit triphasé à vide**

La procédure suivie dans cette thèse pour la simulation du CC3PhBV à partir du modèle 2-1 se base sur la résolution du système d'équations électromagnétiques des équations (4.22) – (4.24):

$$\begin{aligned} v_d(t) &= -\omega_r(t)\lambda_q(t) + \dot{\lambda}_d(t) / \omega_{base} \\ v_q(t) &= +\omega_r(t)\lambda_d(t) + \dot{\lambda}_q(t) / \omega_{base} \\ v_F(t) &= R_F i_F(t) + \dot{\lambda}_F(t) / \omega_{base} \\ 0 &= R_{D1} i_{1d}(t) + \dot{\lambda}_{1d}(t) / \omega_{base} \\ 0 &= R_{Q1} i_{1q}(t) + \dot{\lambda}_{1q}(t) / \omega_{base} \end{aligned} \quad (4.22)$$

où  $v_k$ ,  $\lambda_k$  et  $i_k$  sont la tension, flux et courant dans le circuit «  $k$  » (axes -d ou -q du stator, inducteur, amortisseurs des axes -d et -q). Les équations des flux  $\lambda_k$  en fonction des courants  $i_k$  sont données par:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \\ \lambda_F(t) \\ \lambda_{1d}(t) \\ \lambda_{1q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{aq} \\ -L_{ad} & 0 & L_{ffd} & L_{FD1l} & 0 \\ -L_{ad} & 0 & L_{FD1l} & L_{11d} & 0 \\ 0 & -L_{aq} & 0 & 0 & L_{11q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_F(t) \\ i_{1d}(t) \\ i_{1q}(t) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Les inductances propres du circuit «  $k$  » sont données par :

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_{ad} + L_{al} & L_q &= L_{aq} + L_{al} \\
 L_{11d} &= L_{D1l} + L_{FD1l} + L_{ad} & L_{11q} &= L_{Q1l} + L_{aq} \\
 L_{fd} &= L_{Fl} + L_{FDl} + L_{ad}
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Pour les besoins de la simulation, les dispositions suivantes sont prises:

- Vu que l'inducteur est lui aussi mis en court-circuit sur lui-même, la tension du rotor  $v_F$  est mise à zéro au même titre que les tensions  $v_d$  et  $v_q$  lors de la résolution des équations différentielles.
- La méthode trapézoïdale est utilisée pour solutionner les équations avec les courants  $i_k$  comme variables d'état.
- La tension de pré-défaut sert à initialiser le courant d'excitation  $i_F(0)$ .
- La vitesse du rotor  $\omega_r(t)$  est considérée constante pour la durée de la simulation.
- La valeur linéaire de l'inductance de magnétisation  $L_{adu}$  est adoptée.  $R_F$  n'inclut que la résistance propre de l'inducteur. Sa valeur est calculée à 25°C, pour toutes les machines, même si en réalité la température de l'inducteur pendant l'essai est différente.

Pour chaque itération, le courant magnétisant instantané  $i_{mag}(t) = i_F(t) + i_{1d}(t) - i_d(t)$  est calculé puis reporté sur la CSV afin de mettre à jour la valeur de  $L_{ad}$ .

#### 4.4.2 Simulation du court-circuit triphasé avec le modèle 2-1 classique

L'exercice de résolution des équations conduit aux Figure 4.25 à 4.32. Ces dernières montrent les courants du stator et du rotor simulés et mesurés pour les quatre machines analysées. Il est évident qu'en bas de 0.30p.u. de tension, le modèle 2-1 classique simule adéquatement les courants du stator et du rotor. À 0.50p.u. de tension les difficultés ont déjà commencé pour les machines -3 et -5 surtout pour le courant d'excitation. À 0.75p.u. de tension, la machine -1 exhibe les mêmes difficultés. À 1.00p.u. de tension, toutes les machines confirment les limitations du modèle 2-1 classique incluant la machine -4 qui était jusque-là épargnée. La simulation du modèle classique 2-1 permet de déduire les observations suivantes :

- Les quatre machines ne sont pas affectées par la saturation de la même manière. De plus, selon les coefficients de saturation  $S_{g1.0}$  et  $S_{g1.2}$ , la machine -1 devrait être plus saturée que la machine -3. La simulation démontre le contraire. La machine -3 est plus assujettie à la saturation car déjà à 0.50p.u de tension les courants simulés du stator et de l'inducteur exhibent des difficultés de simulation qui transcendent la région subtransitoire à la région transitoire. Ce résultat contre intuitif est une preuve additionnelle de l'insuffisance de la CSV pour la représentation de la saturation en régime transitoire.

La machine -4 est de loin la moins affectée par la saturation car il faut attendre 1.00p.u de tension pour rencontrer l'écart entre simulation et mesure du courant de l'inducteur.

- Il n'est pas requis de raffiner le modèle classique lorsque le courant du stator est en bas de 1.50p.u. Au-delà de ce seuil approximatif, il est fort probable qu'un ajustement au modèle est requis pour la plupart des MPS. La région subtransitoire étant la première affectée, il est logique de penser à un ajustement nécessaire des inductances de fuite.

L'idée de la saturation affectant seulement l'inductance de magnétisation  $L_{adu}$  a montré clairement ses limites. Le courant magnétisant  $i_{mag}(t)$  à lui seul ne peut traduire fidèlement les saturations localisées du fer causées par les forts courants du stator et de l'inducteur. La saturation affecte certainement et à différentes intensités toutes les inductances de fuite du modèle 2-1. Les possibilités sont nombreuses mais fastidieuses à identifier sans analyses détaillées via les EF. En compromis, la solution de saturation empirique souhaitée doit aboutir à une simulation satisfaisante sans nécessairement refléter la complexe vérité physique.

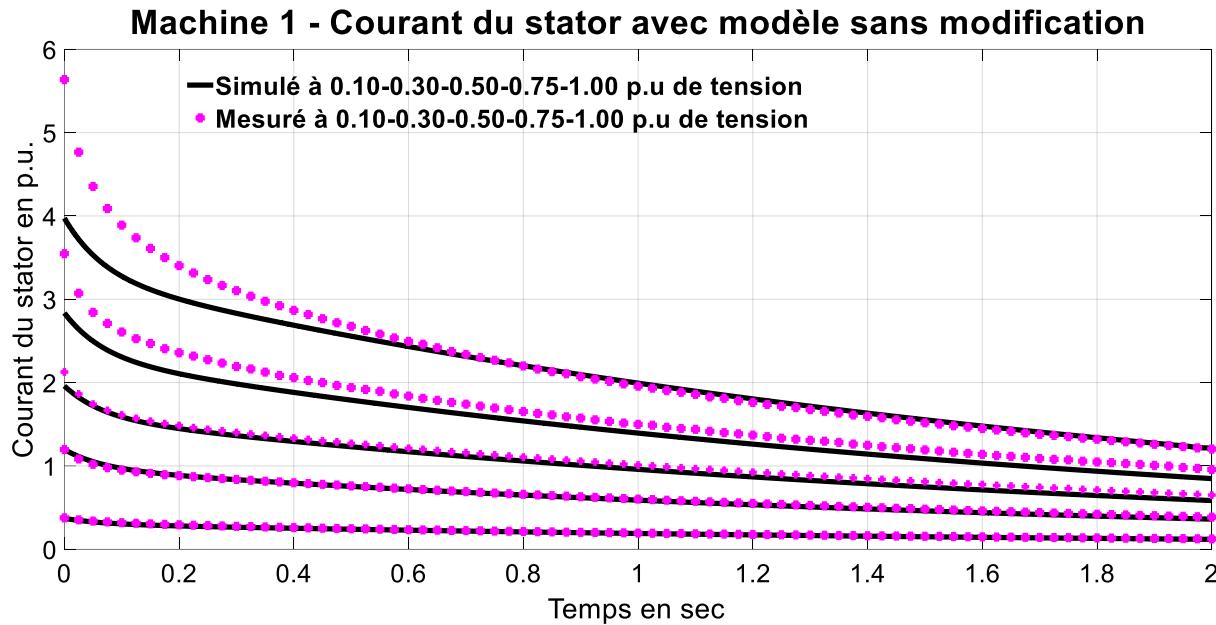


Figure 4.25 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 via le modèle classique

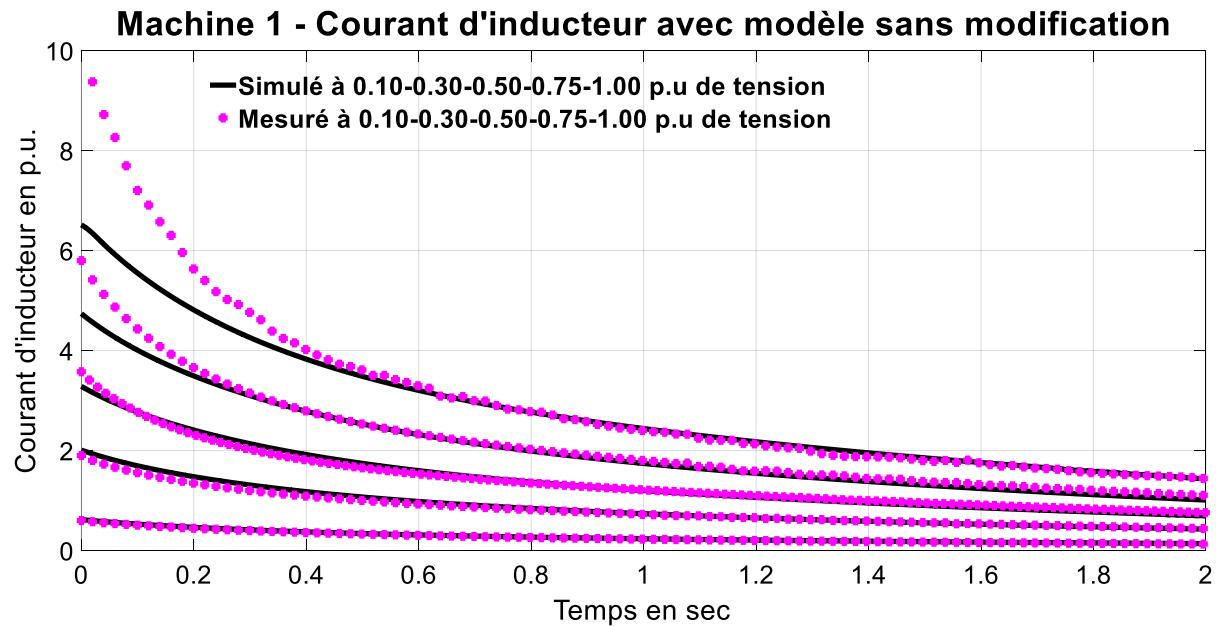


Figure 4.26 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 via le modèle classique

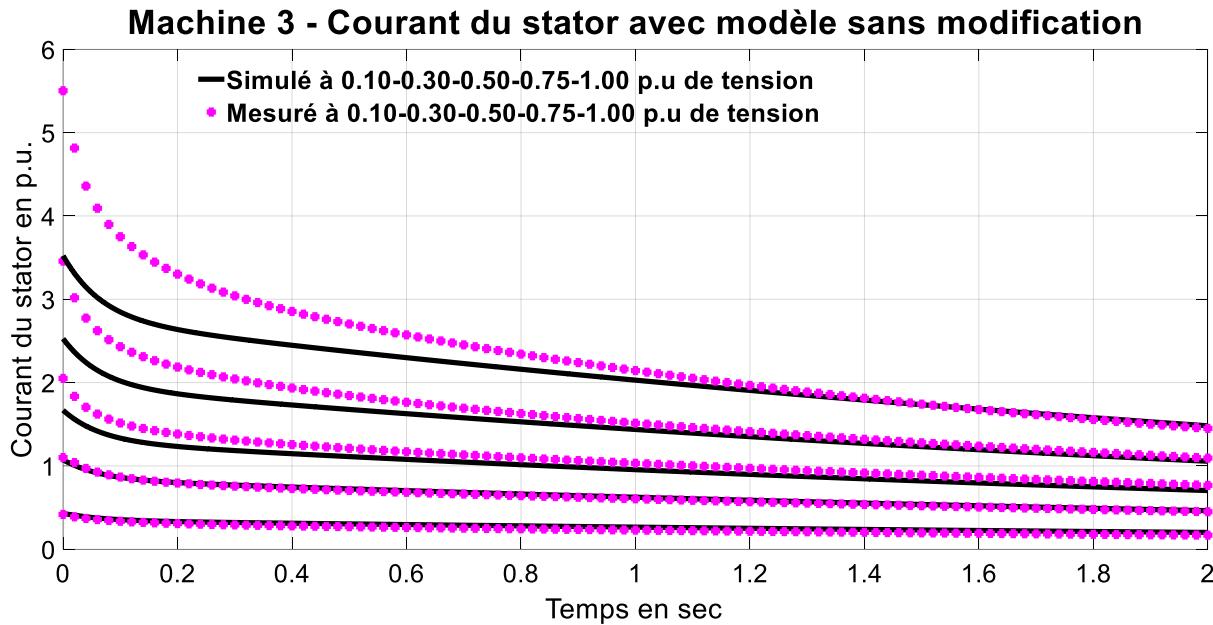


Figure 4.27 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 via le modèle classique

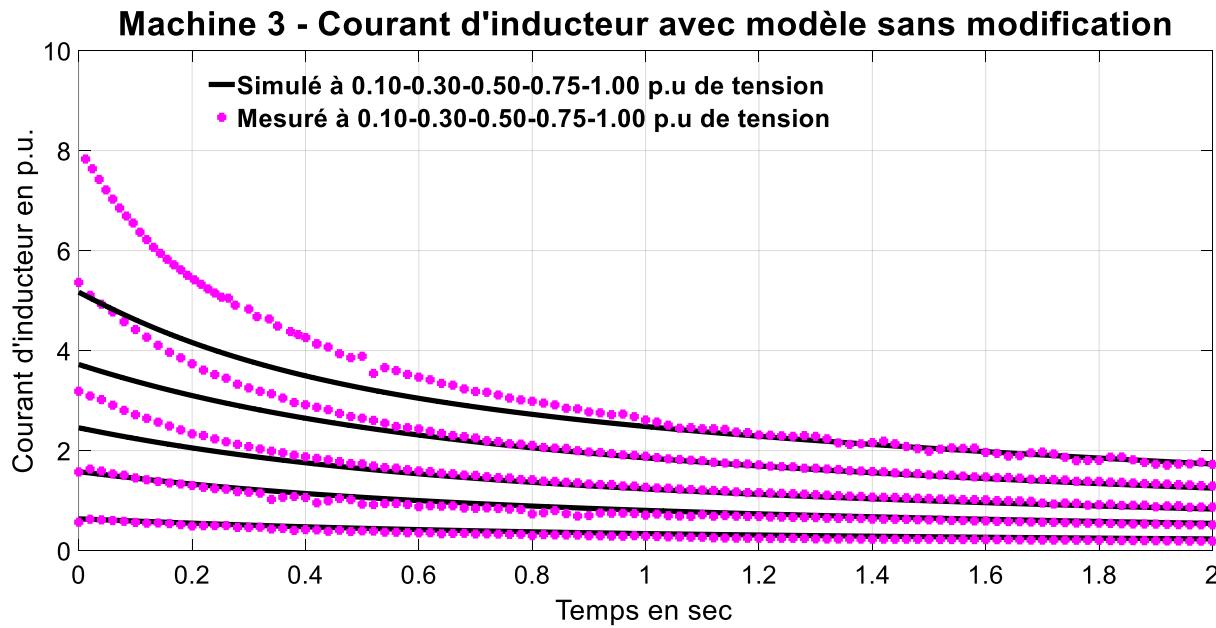


Figure 4.28 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 via le modèle classique

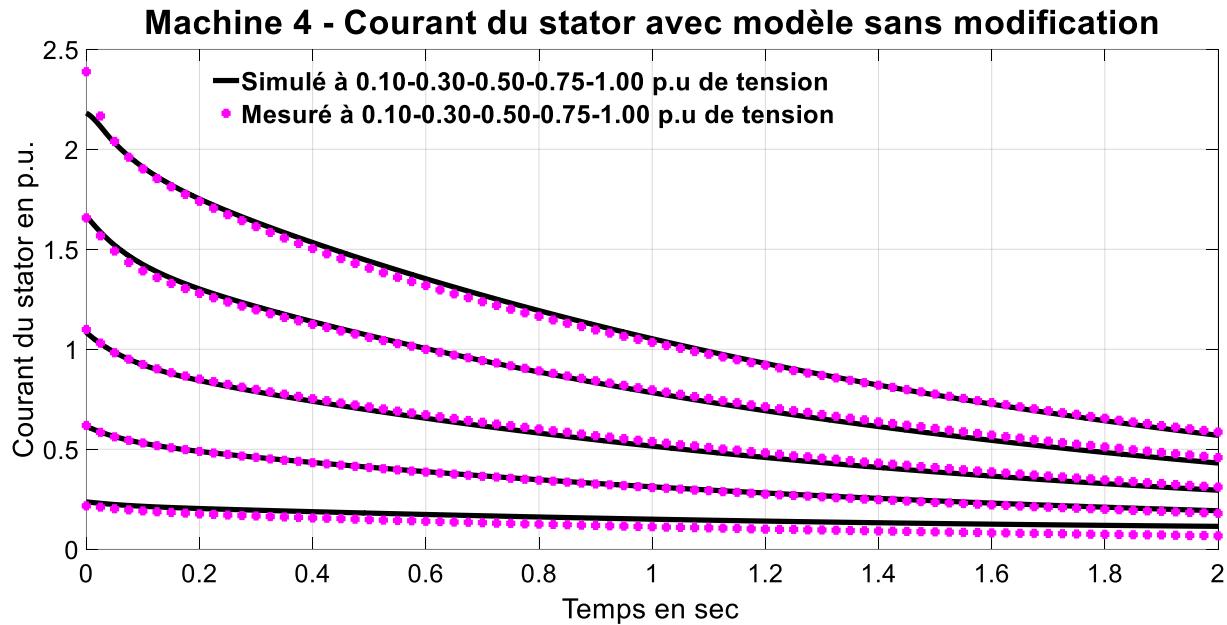


Figure 4.29 Courant de court-circuit du stator de la machine -4 via le modèle classique

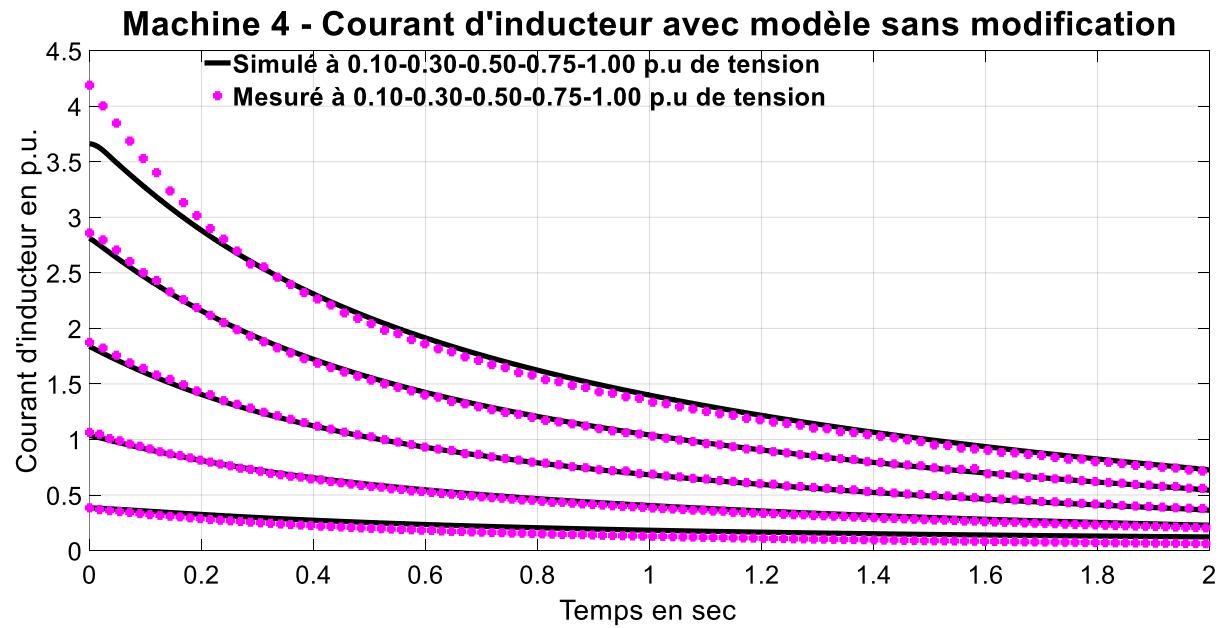


Figure 4.30 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -4 via le modèle classique

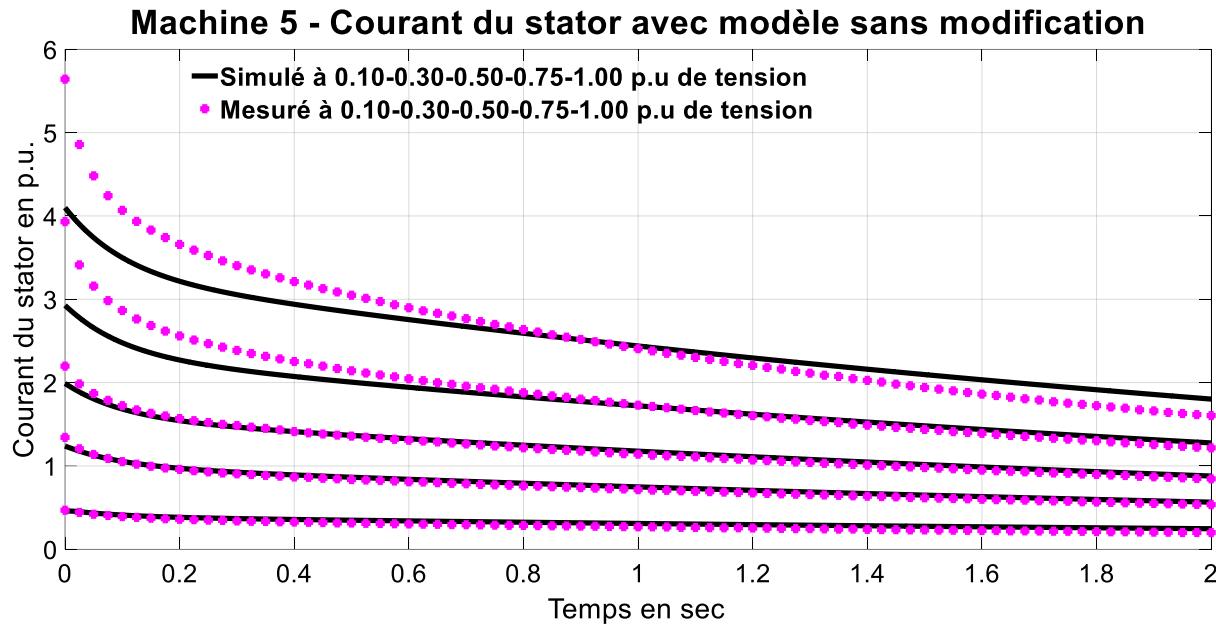


Figure 4.31 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 via le modèle classique

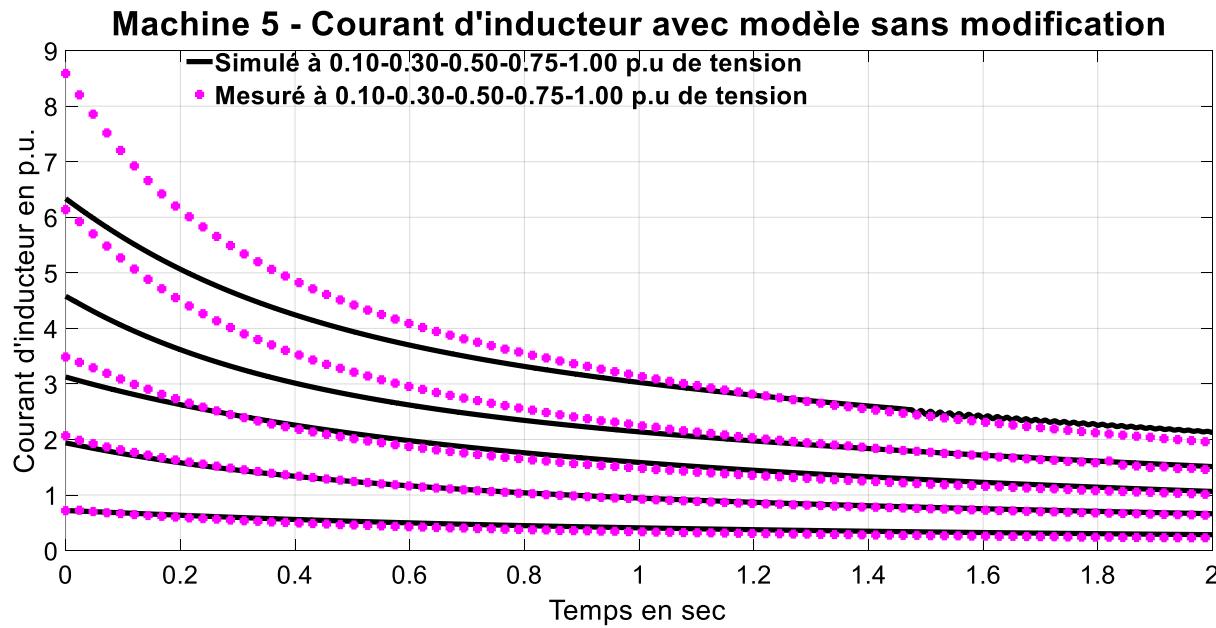


Figure 4.32 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 via le modèle classique

#### 4.4.3 Simulation du court-circuit triphasé avec saturation de $L_{al}$

La première solution proposée satisfait un besoin minimal consistant à prévoir adéquatement, en cas de fortes perturbations, l'interaction du stator avec le réseau. Considérant la saturation probable de  $L_{al}$  à forts courants du stator, une fonction empirique simple est dérivée pour mettre à jour la valeur de  $L_{al}$  à chaque itération. Au fort courant d'appel initial, la valeur de  $L_{al}$  doit être diminuée de manière à réduire l'inductance subtransitoire  $L_d''$  du modèle classique. Au fur et à mesure de la baisse du courant de court-circuit du stator, la valeur  $L_{al}$  retrouve graduellement sa valeur en régime permanent. Le degré de dépendance au courant du stator est différent d'une machine à une autre. Conformément à une remarque précédente, la dépendance est plus importante pour la machine -3 et moins importante pour la machine -4. Finalement, pour les quatre machines, la saturation de  $L_{al}$  est négligeable lorsque le courant du stator est en bas de 1.50p.u.

Les équations empiriques propres à chaque machine sont montrées ci-dessous :

$$\begin{aligned} \text{Machine -1: } L_{al}(t) &= L_{al} [1 - 0.07I_d(t)] \\ \text{Machine -3: } L_{al}(t) &= L_{al} [1 - 0.11I_d(t)] \\ \text{Machine -4: } L_{al}(t) &= L_{al} [1 - 0.01I_d(t)] \\ \text{Machine -5: } L_{al}(t) &= L_{al} [1 - 0.06I_d(t)] \end{aligned} \quad (4.25)$$

Remarque : pour la machine -4, la saturation est minime à 1.00p.u. de tension ce qui ne justifie pas de présenter les nouvelles courbes simulées.

Comme constaté aux Figure 4.33 à 4.38, la dotation de  $L_{al}$  d'une fonction de saturation a amélioré grandement la simulation du courant du stator mais n'a apporté aucune amélioration à la simulation du courant de l'inducteur. Cette solution simple garantit donc au modèle 2-1 un comportement transitoire satisfaisant du côté du stator.

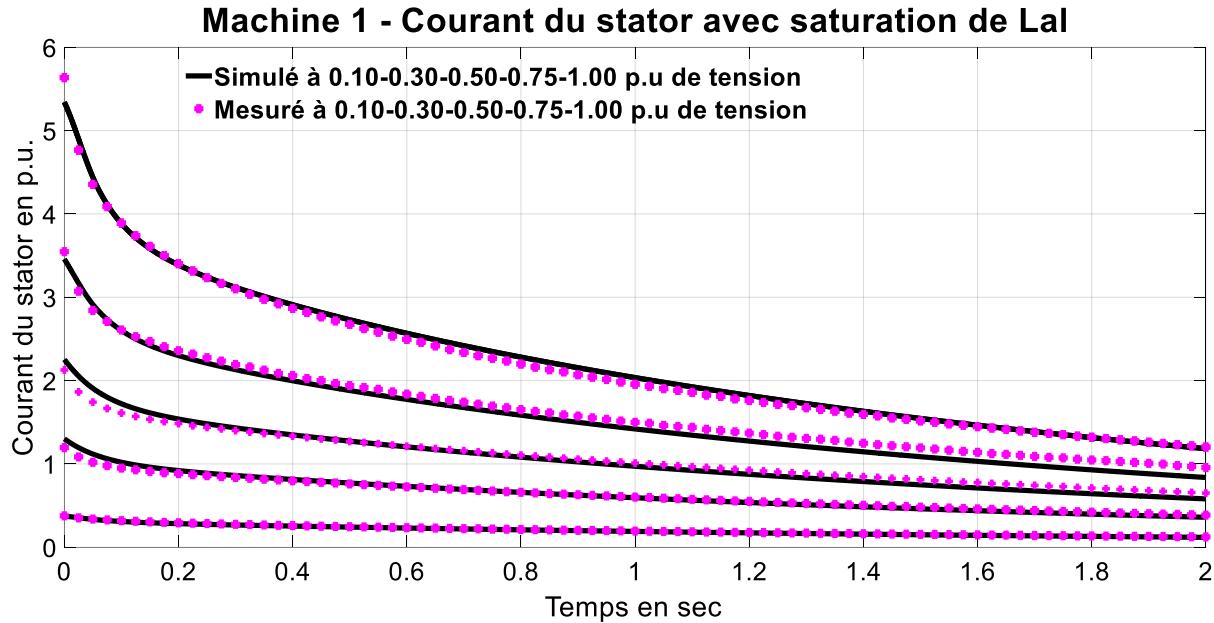


Figure 4.33 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 avec saturation de  $L_{al}$

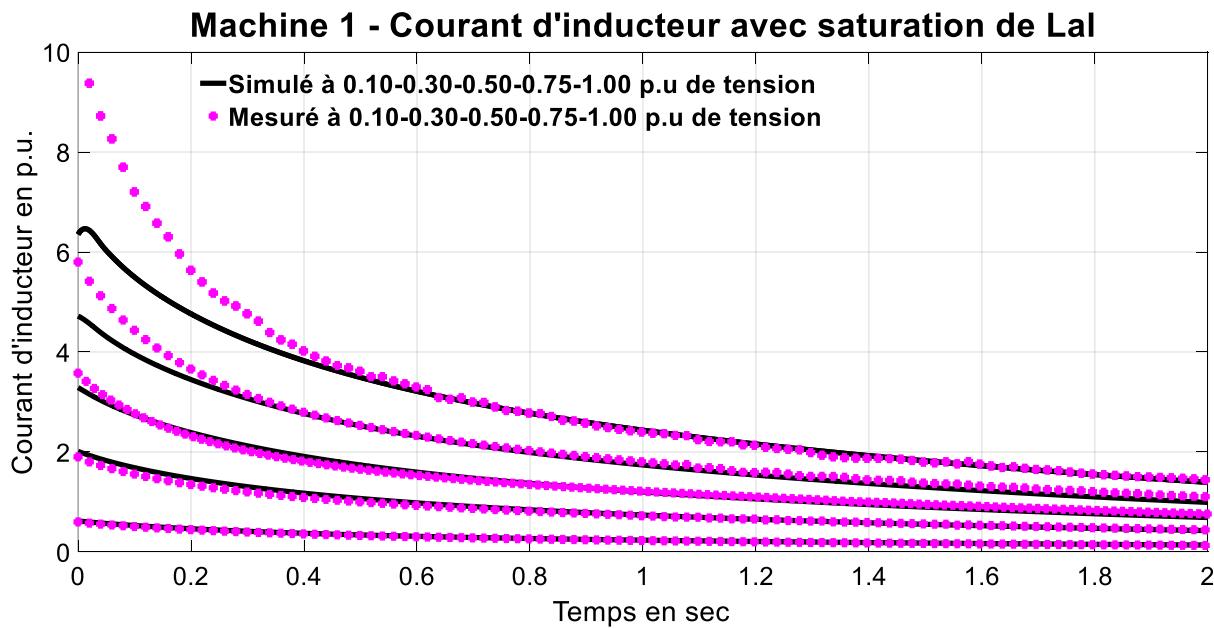


Figure 4.34 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 avec saturation de  $L_{al}$

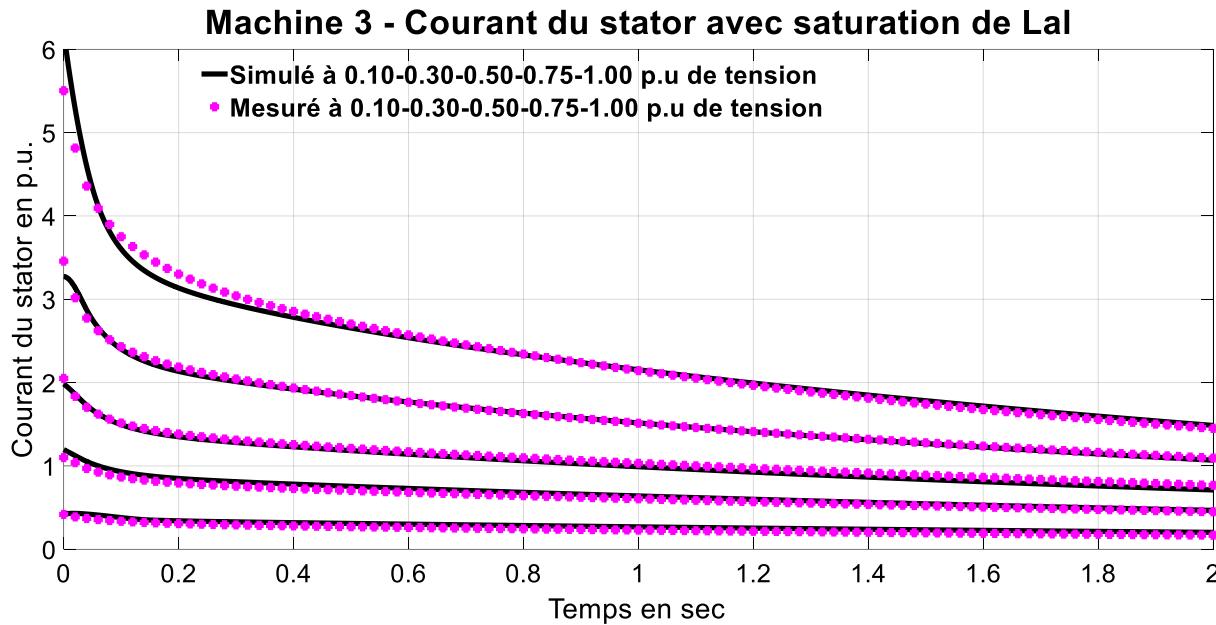


Figure 4.35 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 avec saturation de  $L_{al}$

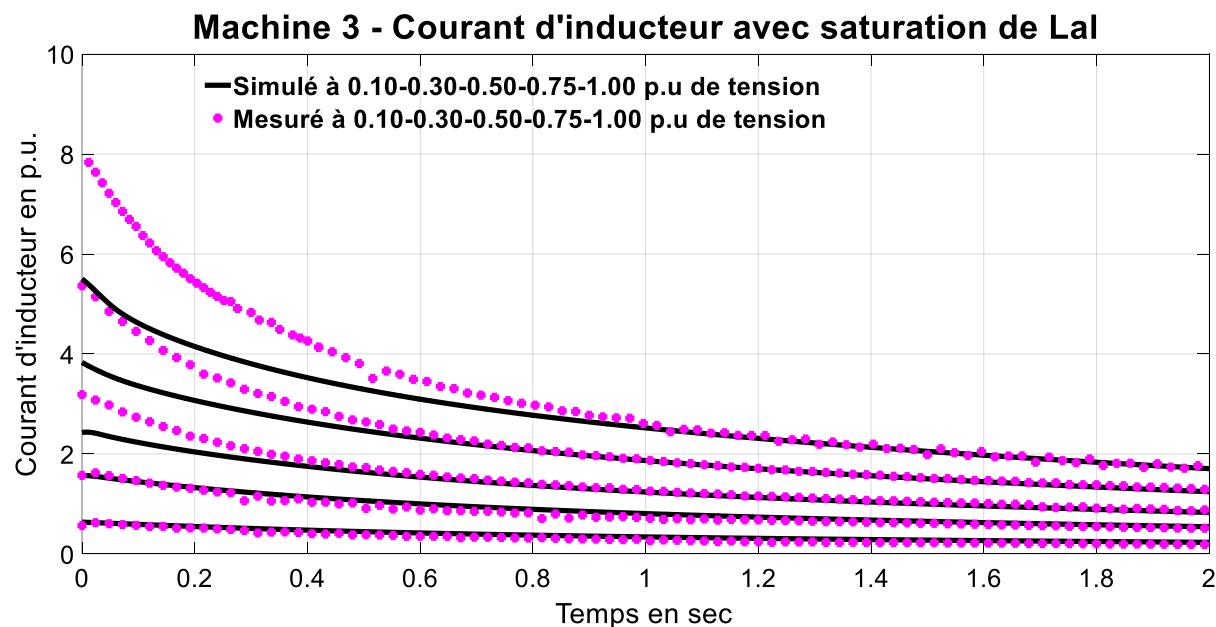


Figure 4.36 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 avec saturation de  $L_{al}$

### Machine 5 - Courant du stator avec saturation de $L_{al}$

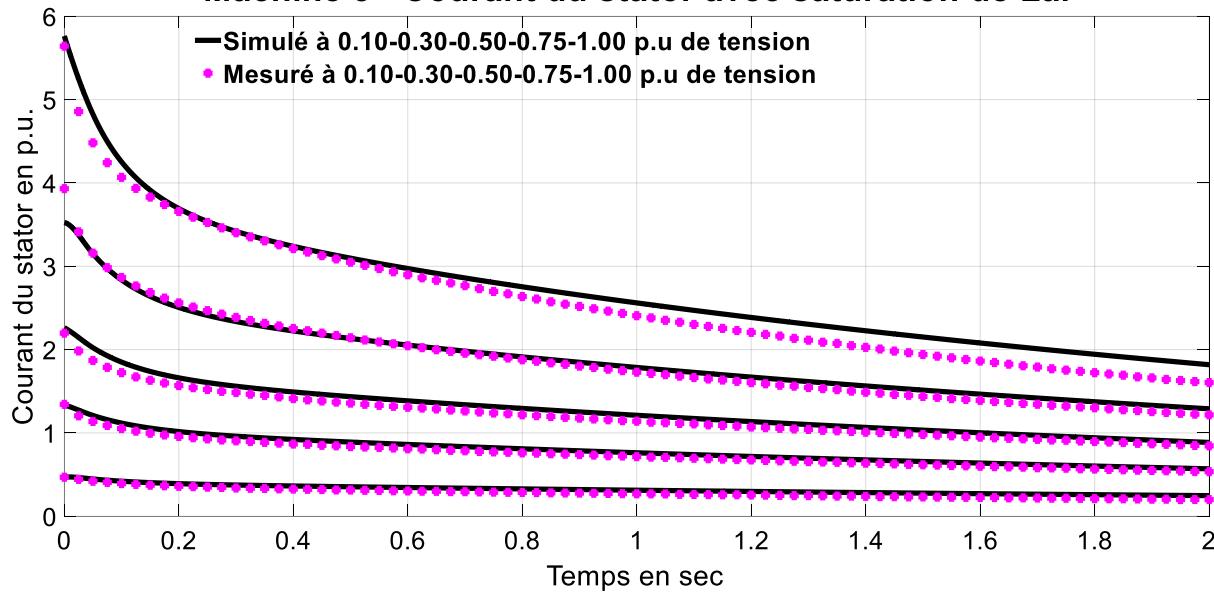


Figure 4.37 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 avec saturation de  $L_{al}$

### Machine 5 - Courant d'inducteur avec saturation de $L_{al}$

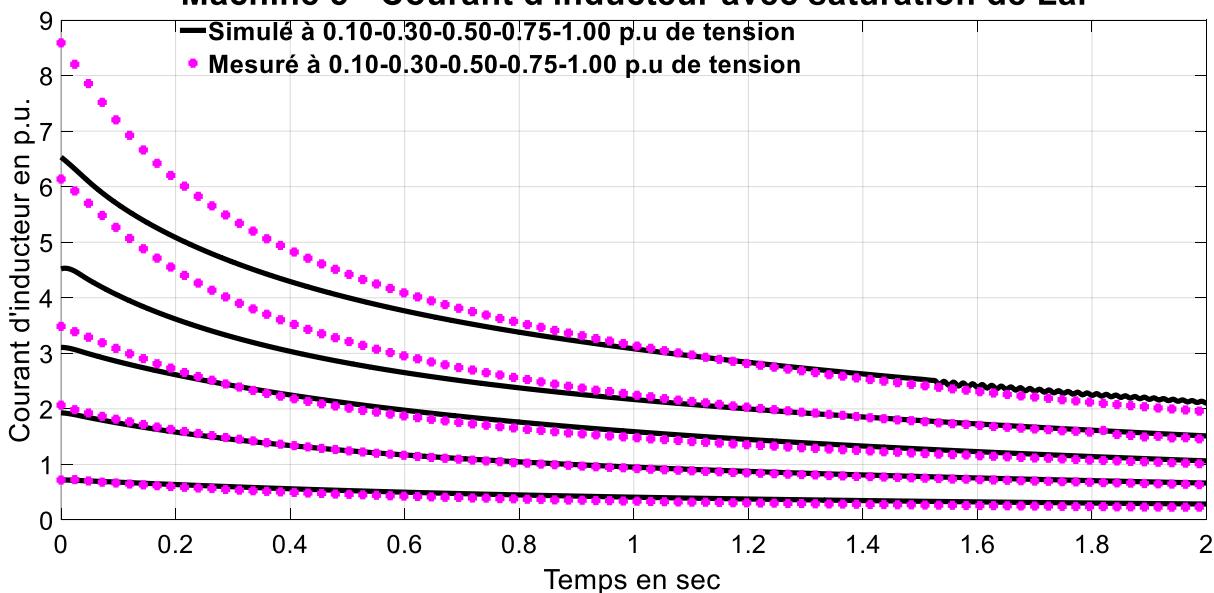


Figure 4.38 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 avec saturation de  $L_{al}$

#### 4.4.4 Simulation du court-circuit triphasé avec saturation de $L_{FD1l}$

En plus de  $L_{al}$ , une inductance de fuite supplémentaire requiert une corrélation de sa valeur avec le courant qui la traverse. Cette complexification s'écarte du but recherché à savoir une méthode empirique simple mais satisfaisante. Pour cette raison, l'intérêt a été orienté vers  $L_{FD1l}$ . La valeur de cette inductance de fuite différentielle est capitale car elle influence simultanément les courants des trois circuits (stator, inducteur et amortisseur). Pour plus de simplification et s'intéressant uniquement aux régions subtransitoire et transitoire, dépendamment du courant d'excitation initial, une valeur fixe est attribuée à  $L_{FD1l}$ . Pour une tension de pré-défaut inférieure à 0.30 p.u., la valeur SSFR de  $L_{FD1l}$  est utilisée. Comme le résume le Tableau 4.7, la valeur de  $L_{FD1l}$  devient de plus en plus négative au fur et à mesure que la tension de pré-défaut augmente.

Tableau 4.7 Variations de  $L_{FD1l}$  en fonction de la tension de pré-défaut

Tension de pré-défaut	Machine -1	Machine -3	Machine -4	Machine -5
10%	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$
30%	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l}$
50%	$L_{FD1l} - 0.03$	$L_{FD1l} - 0.07$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l} - 0.02$
75%	$L_{FD1l} - 0.05$	$L_{FD1l} - 0.09$	$L_{FD1l}$	$L_{FD1l} - 0.07$
100%	$L_{FD1l} - 0.09$	$L_{FD1l} - 0.12$	$L_{FD1l} - 0.045$	$L_{FD1l} - 0.08$

La Figure 4.47 illustre graphiquement les variations de  $L_{FD1l}$  en fonction du courant d'excitation initial  $I_F(0)$ .

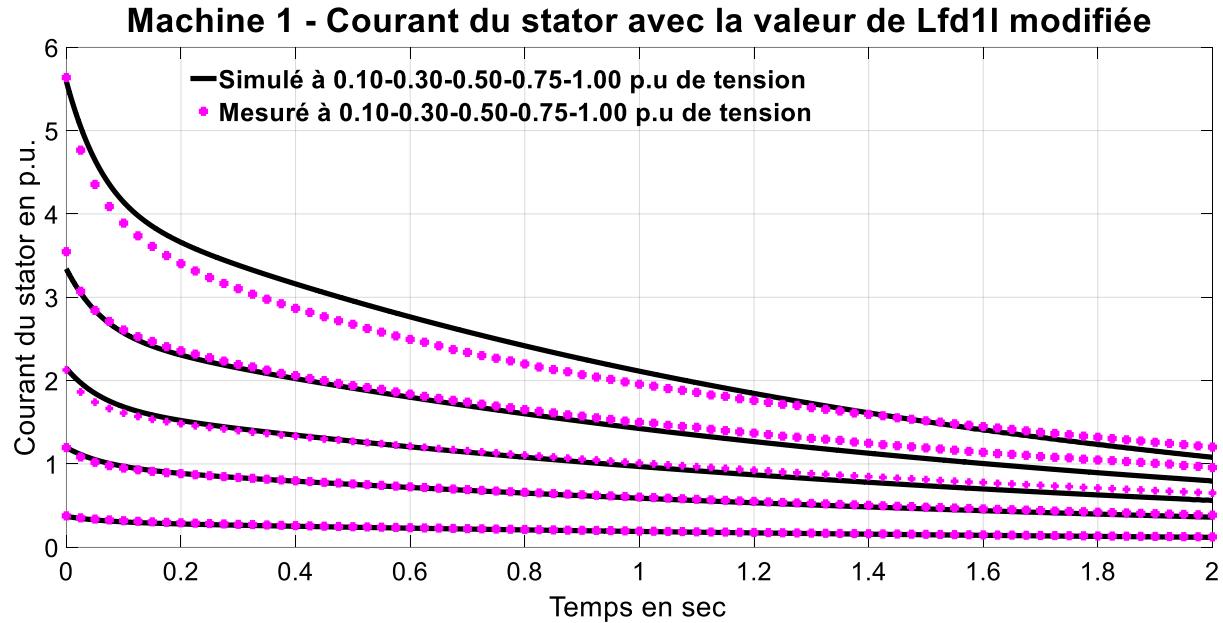


Figure 4.39 Courant de court-circuit du stator de la machine -1 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

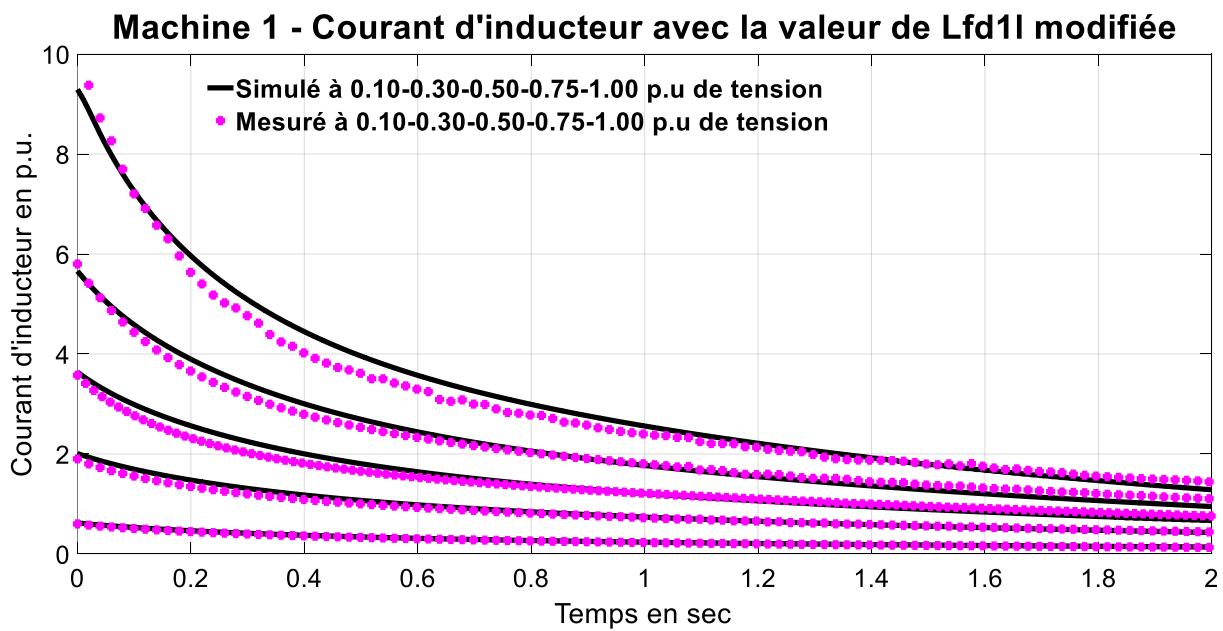


Figure 4.40 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -1 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

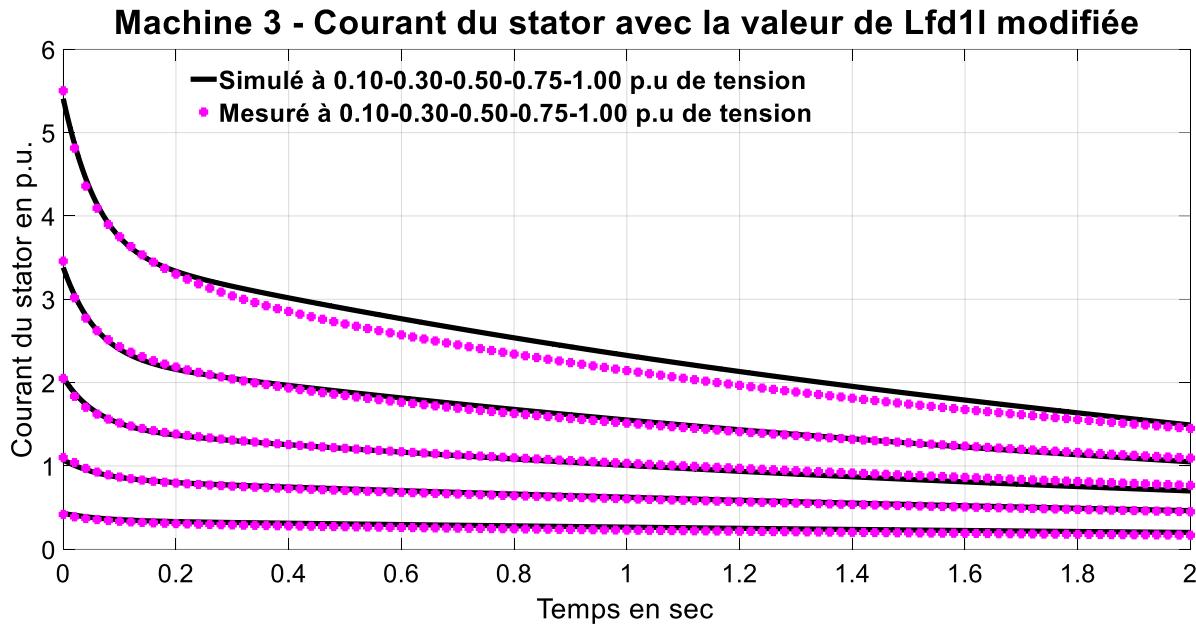


Figure 4.41 Courant de court-circuit du stator de la machine -3 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

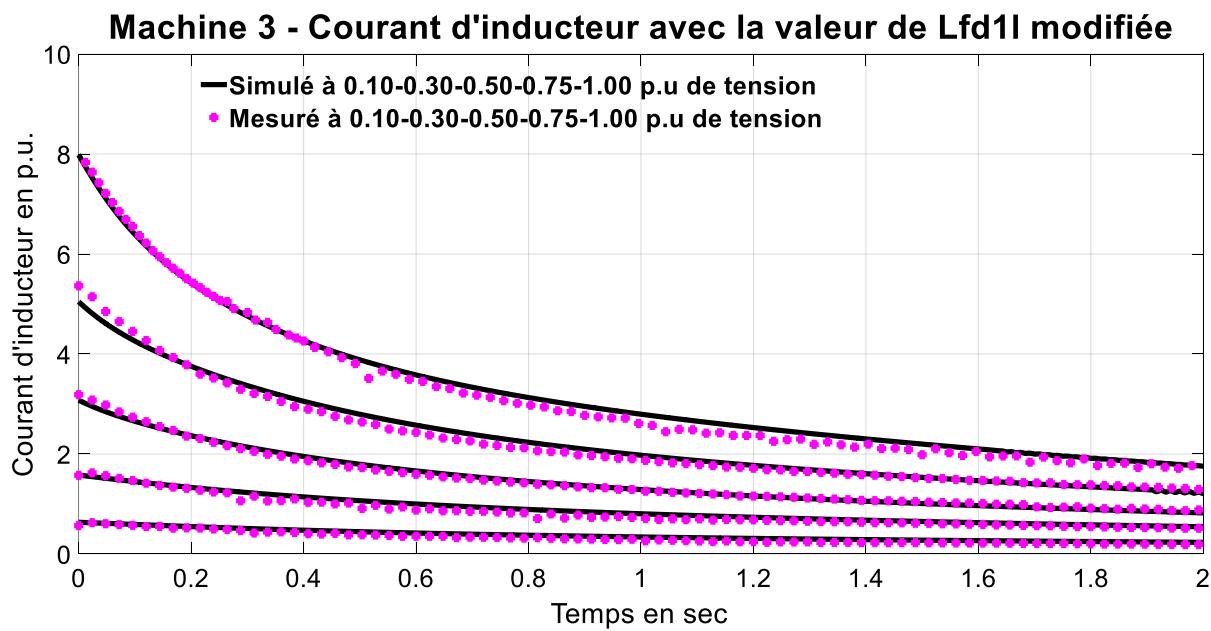


Figure 4.42 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -3 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

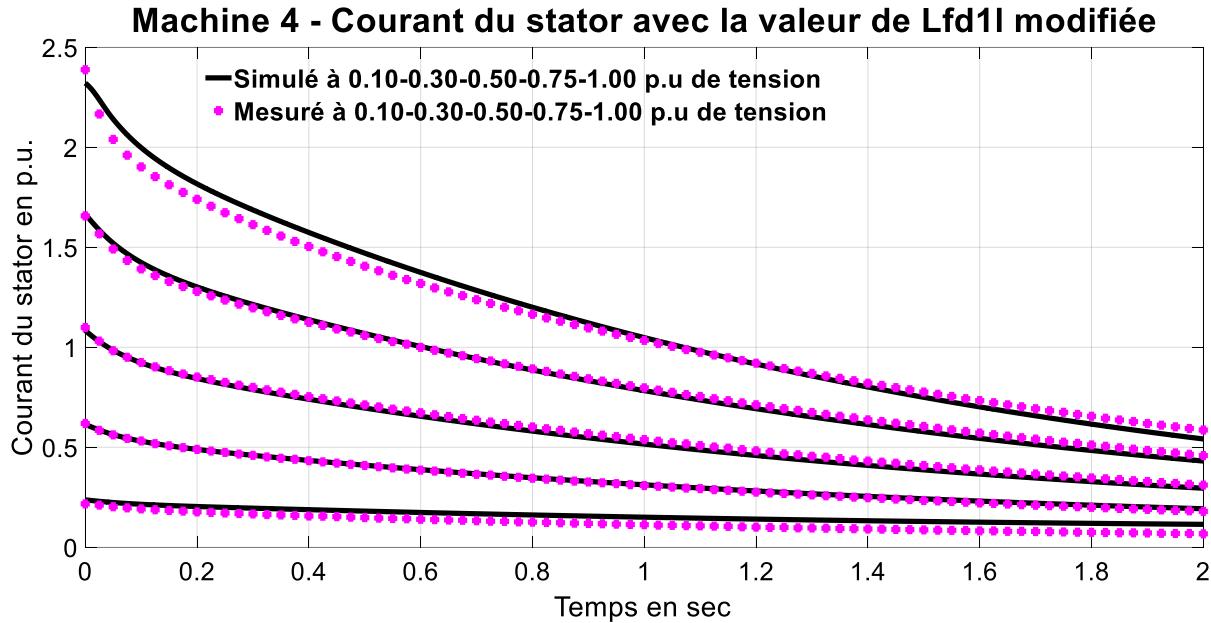


Figure 4.43 Courant de court-circuit du stator de la machine -4 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

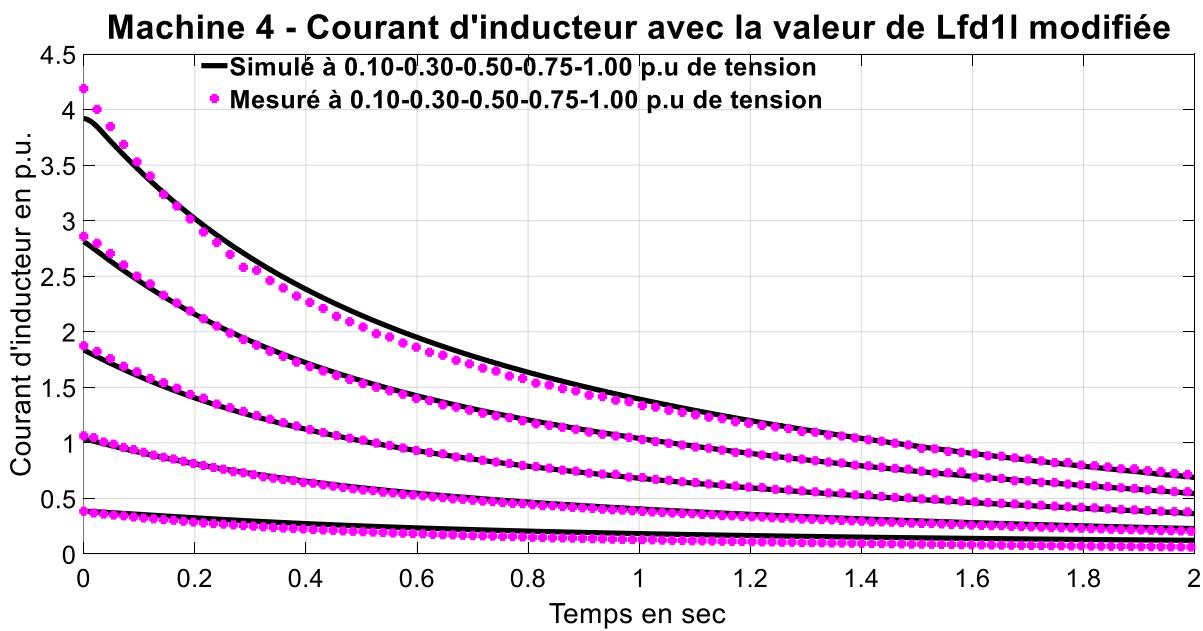


Figure 4.44 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -4 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

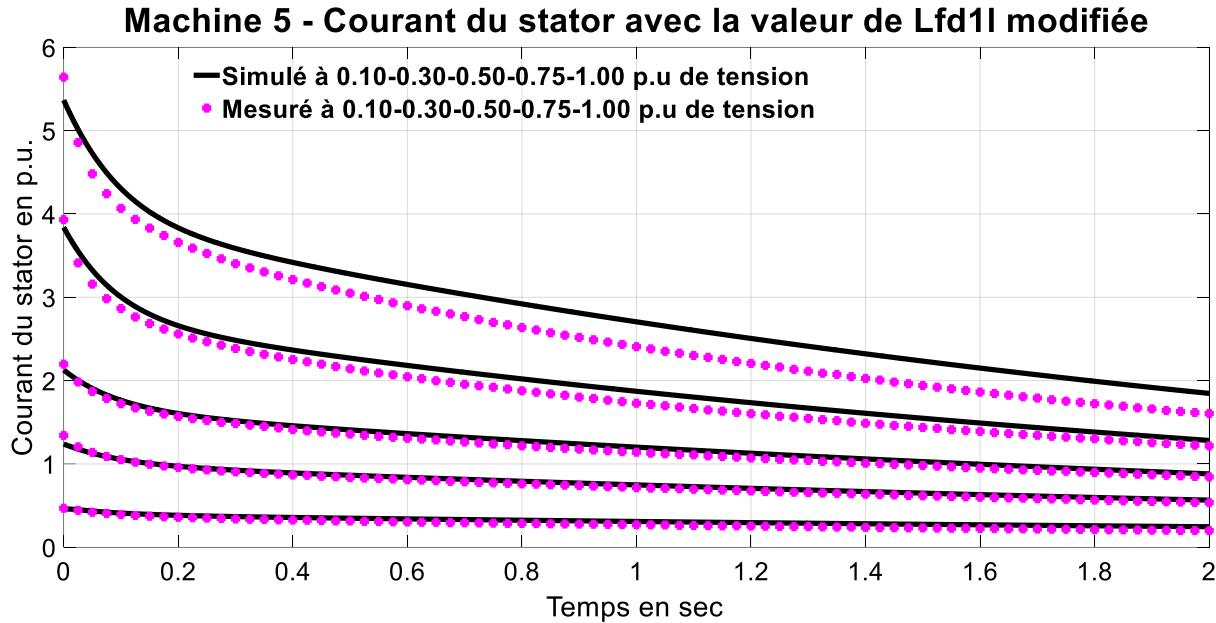


Figure 4.45 Courant de court-circuit du stator de la machine -5 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

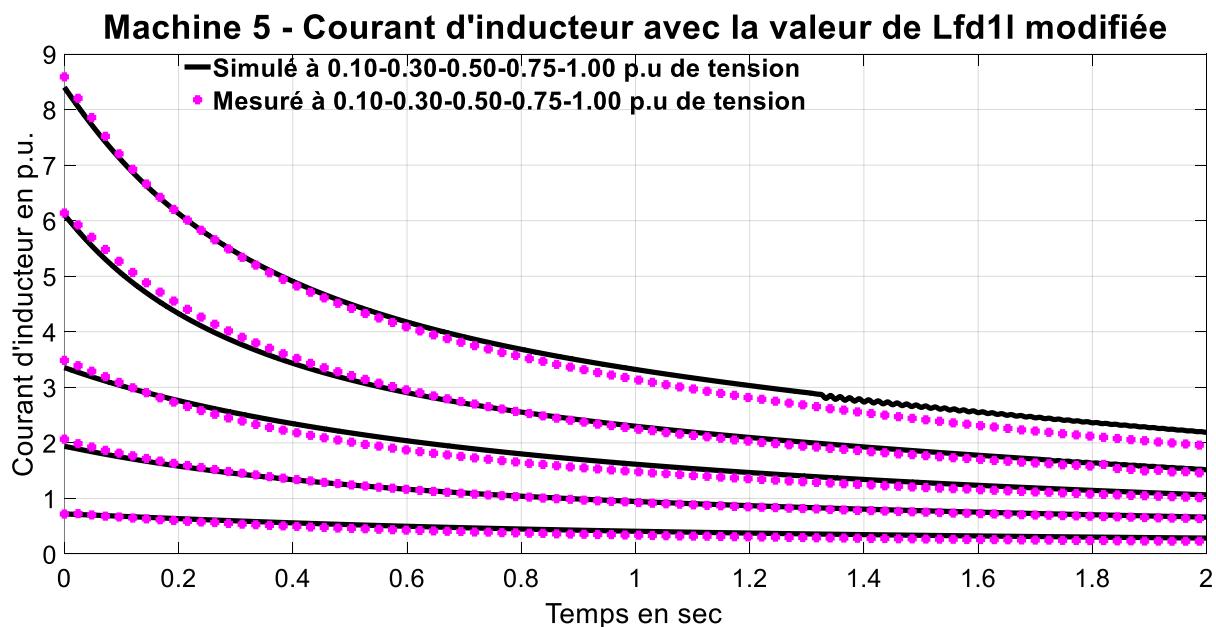


Figure 4.46 Courant de court-circuit de l'inducteur de la machine -5 avec  $L_{FD1l}$  modifiée

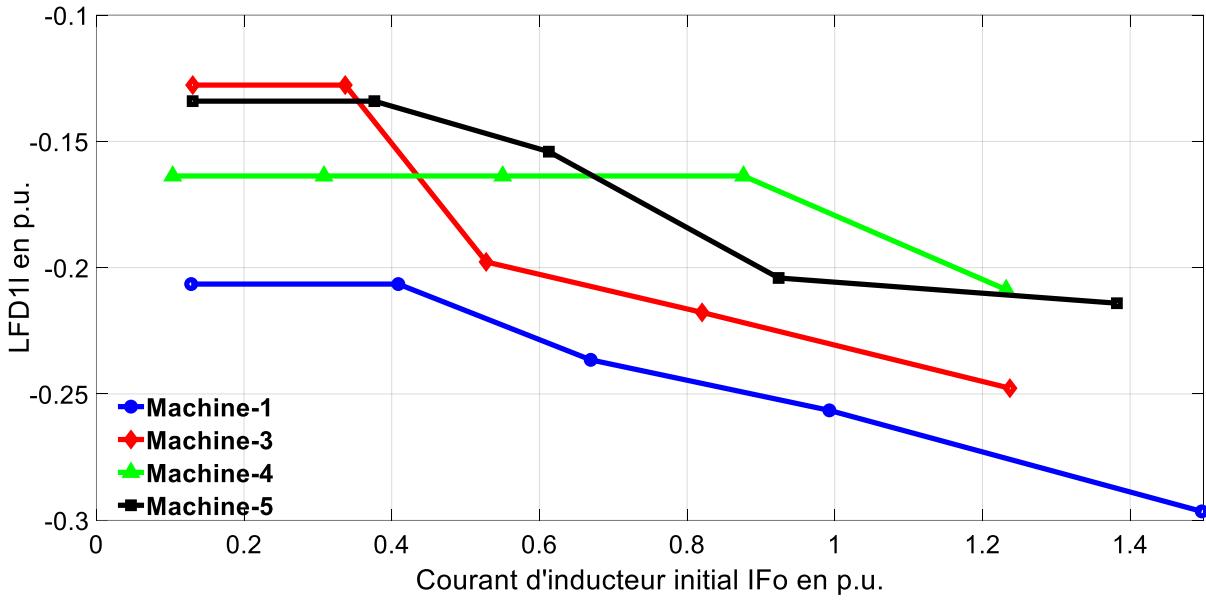


Figure 4.47 Variations de  $L_{FD1I}$  en fonction du courant d’excitation initial

## 4.5 Synthèse sur les nouvelles approches de saturation empirique

Les analyses conduites sur les MPS étudiées permettent de déduire les conclusions pratiques suivantes:

- La fonction exponentielle est plus précise que la quadratique pour la modélisation de la courbe de saturation à vide mesurée. Malgré une baisse de l’erreur d’environ 1.5%, par rapport à la modélisation quadratique, l’incertitude maximale reste autour de 1.5% dans la plage utile de tension entre 0.80 et 1.20 p.u. Cette erreur de modélisation est incluse dans l’incertitude globale des méthodes empiriques d’estimation du courant d’excitation en charge.
- L’exploitation de l’alternateur en zones surexcitée, neutre et sous-excitée permet une excursion intéressante sur la courbe de saturation en charge incluant la zone linéaire non saturée. Un simple changement de variable conduit à une transformation pratique de cette courbe de saturation en charge à celle à vide. Le changement de variable est requis pour compenser l’asymétrie dans la magnétisation du fer résultante des deux courants: d’inducteur et du stator dans l’axe- d.

- La nouvelle méthode de saturation empirique en régime permanent exploite le lien découvert entre les courbes de saturation à vide et en charge. Cette innovation rompt avec le manque de sens derrière l'utilisation de la courbe de saturation à vide dans le domaine des phases pour les méthodes empiriques existantes. Basé sur les mesures à F.P. unitaire et nominal, la précision sur l'estimation du courant d'excitation est de l'ordre de 3% au moment où la méthode de Potier est au tour de 5%.
- L'investigation sur la saturation de l'axe -q a expliqué une sérieuse contradiction constatée lors de la détermination de  $X_{qs}$  via la méthode d'essai suggérée par l'IEEE-115. L'amendement, suggéré à la technique de l'IEEE, permet de lever la contradiction en confirmant l'absence ou la faible saturation dans l'axe -q pour les MPS (moins de 12%).

Avec l'amendement, la valeur de  $X_{qs}$  résultante est indépendante de la charge et du F.P. De ce fait, la valeur de  $L_{a_{qu}}$  est remplacée par  $L_{a_{qs}}$ , si différente, dès la synchronisation de l'alternateur sur le réseau.

- La simulation du CC3PhBV a confirmé les limitations du modèle traditionnel de représentation de la saturation transitoire. Il est seulement valide pour un courant du stator en bas de 1.5 p.u. Au-delà de ce seuil approximatif, les inductances de fuite du modèle 2-1 sont potentiellement assujetties à la saturation. La dotation de  $L_{al}$  d'une fonction de saturation empirique, corrélée au courant stator, améliore adéquatement la simulation du courant du stator mais pas de l'inducteur. Pour simuler convenablement les deux à la fois, la corrélation de l'inductance différentielle  $L_{FD1l}$  à la valeur initiale du courant d'excitation est la solution la plus facile. Le choix de cette inductance de fuite est justifié par son influence simultanée sur les courants des trois circuits: stator, amortisseur et inducteur.

## CHAPITRE 5 CONCLUSION

Cette thèse a enrichi la littérature par des expériences SSFR réussies, conduites selon les recommandations de la norme IEEE-115, sur des alternateurs à pôles saillants de grande puissance. Les machines étudiées offrent une variété de conceptions du rotor allant de la machine dépourvue d'amortisseurs à celle avec amortisseurs discontinus ou continus. Ce dernier cas, moins répandue en Amérique du Nord a fait l'objet d'une publication IEEE de type transaction. Pour fin de validation, l'article montre que le modèle SSFR dérivé simule adéquatement les courants du stator et de l'inducteur à la suite du court-circuit triphasé à vide à une tension de défaut de 0.5p.u. De plus et profitant des leçons acquises de cette recherche, un exemple d'analyse de données SSFR a été intégré à la récente version révisée de la norme IEEE-115. L'exemple vise, entre autres, à corriger une erreur répandue qui consiste à produire un modèle ajusté grossièrement à tout le spectre des mesures SSFR. En effet, la présente recherche a montré qu'il est impératif de respecter la limite de bande passante maximale de la structure analysée. La limite maximale est atteinte au début de détérioration de l'ajustement à l'une des régions transitoire ou subtransitoire. Une autre leçon à retenir de cette recherche est d'éviter de surestimer le nombre de circuits amortisseurs requis pour une bande fréquentielle donnée. À défaut d'appliquer cette précaution, l'analyste doit s'assurer de la bonne correspondance entre les paramètres standards résultants et leur zone fréquentielle associée.

Pour les machines à pôles saillants étudiées, la recherche a montré l'inefficacité de l'amortissement dans l'axe -q lorsque les amortisseurs sont discontinus. Malheureusement, ce résultat peut être considéré valide pour la majorité des machines à pôles saillants avec une telle conception. Cette anomalie est une invitation à initier de futures recherches pour améliorer l'amortissement dans l'axe -q lorsque les amortisseurs sont conçus ou doivent être maintenus à la configuration discontinue.

Au-delà de la modeste contribution à l'amélioration des connaissances et de la confiance en la méthode SSFR, cette recherche a également assouvi le désir de simplicité et d'efficacité exprimé par la communauté des intervenants des essais. La substitution de deux fonctions classiques par une fonction non conventionnelle à inducteur ouvert a permis une réduction de 40% de la durée de l'essai SSFR. Avec une qualité des résultats proche de celle de la méthode SSFR classique, la thèse suggère une technique encore plus rapide avec une réduction de la durée avoisinant 90%. Cet

exploit est le fruit de raccourcis théoriques obtenus via des approximations pratiques et des hypothèses heuristiques non nuisibles, du moins sur les machines étudiées. En plus du gain du temps, la nouvelle approche rapide simplifie grandement la mesure et l'instrumentation à cause de l'évitement de la zone des basses fréquences. L'analyse conséquente pour la dérivation des paramètres est systématique et à la portée du non spécialiste. Pour une diffusion plus large de la nouvelle méthode, un projet de publication d'un article IEEE de type transaction est en phase finale avant soumission.

Ne pouvant étendre les enseignements tirés de cette recherche aux compensateurs synchrones et turboalternateurs de grande puissance, des recherches s'intéressant à l'application de la méthode SSFR classique sur ces machines sont requises. Un des objectifs serait d'explorer des structures non classiques pour éviter le recours obligatoire, sur ce type de machines, à un nombre élevé de circuits amortisseurs. Le contexte est favorable vu le peu d'expériences disponibles dans la littérature et le démarrage de nombreux projets de compensateurs synchrones en Amérique du Nord. Des recherches, visant l'application de la nouvelle variante SSFR rapide sur les turboalternateurs et les compensateurs synchrones, apporteront les ajustements nécessaires à la technique.

Au sujet de la saturation, la thèse a choisi de recentrer l'activité de recherche sur le modèle classique d-q pour rester proche des équations électromagnétiques de base. Par souci de simplicité et de facilité d'intégration au modèle d-q, la piste des méthodes empiriques a été privilégiée. Ainsi pour le régime permanent, la thèse a proposé une nouvelle méthode empirique qui exploite un lien nouveau et pratique entre les courbes de saturation à vide et en charge dans l'axe -d. La méthode suggérée évite ainsi le recours à la courbe de saturation à vide dans le domaine des phases et l'utilisation d'une inductance de fuite fictive au stator. De plus, la précision est légèrement supérieure à celle de la méthode empirique de Potier. Cette dernière est utilisée par la communauté des essais pour l'estimation du courant d'excitation en charge et le calcul du rendement de l'alternateur.

En régime transitoire, la thèse a traduit les connaissances basées sur l'analyse par éléments finis et publiées dans la littérature en représentations empiriques simples de la saturation. Ainsi, pour simuler correctement le courant du stator suite à un court-circuit triphasé brusque à vide, l'inductance de fuite du stator est dotée d'une fonction de saturation corrélée au courant du stator.

Pour simuler adéquatement le courant dans l'inducteur aussi, la fonction de saturation empirique est plutôt appliquée à l'inductance de fuite différentielle du modèle d-q. La corrélation de cette fonction au courant d'excitation initial avant défaut est certes un choix facile mais reste valide uniquement pour l'étude du cas du court-circuit triphasé brusque à vide.

Le fruit de cette recherche sur la saturation empirique aux régimes permanent et transitoire est l'objet d'un projet d'article. Ce dernier est en phase de révision des co-auteurs avant soumission pour publication.

Une piste de recherche future serait de corrélérer la fonction de saturation de l'inductance différentielle au courant qui la traverse. Le modèle résultant sera probablement valide pour tout type de perturbation transitoire. Les nombreuses tentatives de l'auteur de cette thèse le mènent à croire en la nécessité de considérer la saturation d'une seconde inductance de fuite du modèle pour y arriver. Un autre objectif à viser serait de combiner en parfaite harmonie au sein du même modèle d-q, les représentations de saturation des deux régimes: permanent et transitoire.

Il serait également intéressant de se constituer une base de données de fonctions empiriques de saturation transitoire obtenues sur plusieurs machines. À l'instar du lien découvert entre la courbe de saturation en charge et celle à vide, un lien pratique entre cette dernière et la fonction de saturation transitoire est un objectif ambitieux à atteindre.

## RÉFÉRENCES

- [1] D.N. Kosterev, C.W. Taylor, W.A. Mittelstadt, “Model Validation for the August 10, 1996 WSCC System Outage,” IEEE Transactions on Power Systems, vol.14, no.3, pp.967-979, August 1999.
- [2] WSCC Control Work Group and Modeling & Validation Work Group, “Test Guidelines for Synchronous Unit Dynamic Testing and Model Validation,” February 1997. [www.wecc.biz](http://www.wecc.biz).
- [3] NERC MOD-032, 033, 025, 026, 027 Standards,  
<https://www.nerc.net/standardsreports/standardssummary.aspx>
- [4] Policy Statement On Penalty Guidelines  
[https://www.nerc.com/FilingsOrders/us/FERCOrdersRules/PolicyStatement\\_PenaltyGuidelines-03182010.pdf#search=POLICY%20STATEMENT%20ON%20PENALTY%20GUIDELINES](https://www.nerc.com/FilingsOrders/us/FERCOrdersRules/PolicyStatement_PenaltyGuidelines-03182010.pdf#search=POLICY%20STATEMENT%20ON%20PENALTY%20GUIDELINES)
- [5] Reliability Guideline - Power Plant Model Verification and Testing for Synchronous Machines July 2018  
[https://www.nerc.com/comm/PC\\_Reliability\\_Guidelines\\_DL/Reliability\\_Guideline\\_-PPMV\\_for\\_Synchronous\\_Machines\\_-\\_2018-06-29.pdf](https://www.nerc.com/comm/PC_Reliability_Guidelines_DL/Reliability_Guideline_-PPMV_for_Synchronous_Machines_-_2018-06-29.pdf)
- [6] “Modeling Notification Use of GENTPJ Generator Model”, *North American Electric Reliability Corporation*, November 2016.  
<https://www.nerc.com/comm/PC/NERCMODELINGNOTIFICATIONS/Use%20of%20GENTPJ%20Generator%20Model.pdf>
- [7] P. W. Sauer and M. A. Pai, Power System Dynamics and Stability. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [8] Q. Y. Wang and J. X. Zong, “GENTPJ model dynamic performance,” *2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Windsor, ON, 2017, pp. 1-4.
- [9] “IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Including Acceptance and Performance Testing and Parameter Determination for Dynamic Analysis,” in *IEEE Std 115-2019 (Revision of IEEE Std 115-2009)*, vol., no., pp.1-246, 27 March 2020.

- [10] "IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Parameter Verification with Applications in Power System Stability Analyses," in *IEEE Std 1110-2019 (Revision of IEEE Std 1110-2002)*, vol., no., pp.1-92, 2 March 2020.
- [11] De Oliveira, Sebastiao E. M. and J. A. De Souza, "Effect of Field-Voltage Source Impedance on Load-Rejection Test Results of Large-Rating Synchronous Generators", *IEEE Trans.Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 30-35, 2011.
- [12] A. Belqorchi, *Application de la Méthode de la Réponse Fréquentielle à l'Arrêt "SSFR" sur une Machine Synchrone à Pôles Saillants de Grande Puissance*, Mémoire. École Polytechnique de Montréal, 2014.
- [13] Synchronous Machine Theory: New GENQEC Model  
<https://www.powerworld.com/files/GENQEC-Equations.pdf>
- [14] P. L. Dandeno *et al.*, "Experience with standstill frequency response (SSFR) testing and analysis of salient pole synchronous machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1209-1217, Dec. 1999.
- [15] Alain Charoy, *Guide Pratique de la CEM*, 3e éd., Paris, 2017
- [16] Herman R. Gelbach, "The Contaminator of Signals: High-Frequency Common-Mode-Generated Errors, " *39<sup>th</sup> International Instrumentation Conference*, 93-070, 1993.
- [17] A. Belqorchi, U. Karaagac, J. Mahseredjian and I. Kamwa, "Standstill Frequency Response Test and Validation of a Large Hydrogenerator," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, no. 3, pp. 2261-2269, May 2019.
- [18] A. Keyhani, S. Hao and G. Dayal, "The effects of noise on frequency-domain parameter estimation of synchronous machine models," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 4, pp. 600-607, Dec. 1989.
- [19] O. Hernandez-Anaya, T. Niewierowicz, E. Campero-Littlewood and R. Escarela-Perez, "Noise impact in the determination of synchronous machine equivalent circuits using SSFR data," *2006 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Veracruz, 2006, pp. 1-4.

- [20] F. Kutt, S. Racewicz, and M. Michna, « SSFR test of synchronous machine for different saturation levels using finite-element method », in IECON 2014, p. 907-911.
- [21] K. J. Astrom, “Maximum likelihood and prediction error methods,” *Automatica*, vol. 16, pp. 551-574, 1980.
- [22] A. Keyhani, S. Hao and G. Dayal, "Maximum Likelihood Estimation of Solid-Rotor Synchronous Machine Parameters from SSFR Test Data," in *IEEE Power Engineering Review*, vol. 9, no. 9, pp. 56-56, Sept. 1989.
- [23] A. Keyhani, S. Hao and R. P. Schulz, "Maximum likelihood estimation of generator stability constants using SSER test data," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 1, pp. 140-154, March 1991.
- [24] I. Kamwa, P. Viarouge, H. Le-Huy and E. J. Dickinson, "A frequency-domain maximum likelihood estimation of synchronous machine high-order models using SSFR test data," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 3, pp. 525-536, Sept. 1992.
- [25] R. Escarela-Perez, T. Niewierowicz and E. Campero-Littlewood, "Synchronous machine parameters from frequency-response finite-element simulations and genetic algorithms," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 2, pp. 198-203, June 2001.
- [26] J. Verbeeck, R. Pintelon and P. Lataire, "Identification of synchronous machine parameters using a multiple input multiple output approach," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 909-917, Dec. 1999.
- [27] K. Beya *et al.*, "Identification of synchronous machines parameters using broadband excitations," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 2, pp. 270-280, June 1994.
- [28] T. J. Vyncke, F. M. De Belie, R. K. Boel, J. A. Melkebeek, Y. Cheng, and P. Lataire, "Frequency domain identification of synchronous machines by multisine excitation," in Proceedings of the 4th IEEE Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering (YRS 2008), Eindhoven, The Netherlands, Feb. 2008.
- [29] S. Rakotovololona, “Mise en Oeuvre et Validation de la Méthode des Réponses en Fréquence à l’Arrêt - Standstill Frequency Response (SSFR) - pour trois générateurs synchrones,” Master thesis, Laval University, Nov. 2015.

- [30] A. Potier, "Sur La Réaction D'induit des alternateurs," *Revue D'électricité*, v.24, p.133-41, 1900.
- [31] F. P. de Mello and L. N. Hannett, "Representation of Saturation in Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 8-14, Nov. 1986.
- [32] S. H. Minnich, R. P. Schulz, D. H. Baker, D. K. Sharma, R. G. Farmer and J. H. Fish, "Saturation Functions for Synchronous Generators from Finite Elements," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-2, no. 4, pp. 680-692, Dec. 1987.
- [33] P. Vas, K. E. Hallenius and J. E. Brown, "Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, no. 1, pp. 103-112, March 1986.
- [34] A. M. El-Serafi, A. S. Abdallah, M. K. El-Sherbiny and E. H. Badawy, "Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, no. 4, pp. 815-823, Dec. 1988.
- [35] A. M. El-Serafi and A. S. Abdallah, "Saturated synchronous reactances of synchronous machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 3, pp. 570-579, Sept. 1992.
- [36] J. A. Melkebeek and J. L. Willems, "Reciprocity relations for the mutual inductances between orthogonal axis windings in saturated salient-pole machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp. 107-114, Jan.-Feb. 1990.
- [37] S. A. Tahan and I. Kamwa, "A two-factor saturation model for synchronous machines with multiple rotor circuits," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 4, pp. 609-616, Dec. 1995.
- [38] P. W. Sauer, "Constraints on saturation modeling in AC machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 1, pp. 161-167, March 1992.
- [39] J. C. Flores, G. W. Buckley and G. McPherson, "The Effects of Saturation on the Armature Leakage Reactance of Large Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, no. 3, pp. 593-600, March 1984.

- [40] P. J. Turner, "Finite-Element Simulation of Turbine-Generator Terminal Faults and Application to Machine Parameter Prediction," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-2, no. 1, pp. 122-131, March 1987.
- [41] K. Shima, K. Ide, M. Takahashi, "Analysis of Magnetic Saturation in a Salient-Pole Synchronous Machine after Sudden Three-Phase Short Circuit," in *IEEJ Transactions on Industry Applications*, 2002, Volume 122, Issue 11, Pages 1068-1075, December 2008.
- [42] R. Escarela-Perez and D. C. Macdonald, "A novel finite-element transient computation of two-axis parameters of solid-rotor generators for use in power systems," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 1, pp. 49-54, March 1998.
- [43] P. Kundur, Power System Stability and Control. USA: McGraw-Hill, 1994.
- [44] I.M. Canay, "Determination of the Model Parameters of Machines from the Reactance Operators, (Evaluation of Standstill Frequency Response Test)," *IEEE Transactions*, EC-8(2), pp. 272-279, June 1993.
- [45] EPRI, "Determination of Synchronous Machine Stability Study Constants," Ontario Hydro, Rep. EL-1424, 1980, vol. 2.
- [46] I. Kamwa, M. Pilote, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, M. Crappe, and R. Mahfoudi "Experience with Computer-Aided Graphical Analysis of Sudden-Short-Circuit Oscillograms of Large Synchronous Machines," *IEEE Transactions*, EC-10(3), pp. 407-414, September 1995.
- [47] H. Tsai, A. Keyhani, J. Demcko, and R. G. Farmer, "On-Line Synchronous Machine Parameter Estimation from Small Disturbance Operating Data," *IEEE Transactions*, EC-10(1), pp. 25-36, March 1995.
- [48] The MathWorks. Matlab. (2010). [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/>
- [49] I. Kamwa, and M. Farzaneh, "Data Translation and Order Reduction for Turbine-Generator Models Used in Network Studies," *IEEE Transactions*, EC-12(2), pp. 118-126, June 1997.
- [50] A. Rankin, "Per- Unit Impedance of Synchronous Machines-II," *AIEE Trans.*, Vol. 64, pp. 839-841, Dec.1945.
- [51] Levi, E. C. "Complex-Curve Fitting." *IRE Trans. on Automatic Control*. Vol. AC-4, 1959, pp. 37-44.

- [52] J. Verbeeck, R. Pintelon and P. Guillaume, "Determination of synchronous machine parameters using network synthesis techniques," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, pp. 310-314, Sept. 1999.
- [53] IEEE Standard for Salient-Pole 50 and 60 Hz Synchronous Generators and Generator/Motors for Hydraulic Turbine Applications Rated 5 MVA and Above, IEEE standard C50.12-2005.
- [54] I. Kamwa, P. Viarouge, H. Le-Huy, and E. J. Dickinson, "Three-Transfer-Function Approach for Building Phenomenological Models of Synchronous Machines," Proc. Inst. Elect. Eng. C, vol. 141, no. 2, pp.89–98, Mar. 1994.
- [55] Jin, Y., and El-Serafi, A. M., "A "Three Transfer Function" Approach for the Standstill Frequency Response Test of Synchronous Machine," IEEE Transactions, EC-5(4), pp.740–749, December 1990.
- [56] Minnich, S. H., "Small Signals, Large Signals and Saturation in Generator Modeling," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. EC-1, pp. 94–102, 1986.
- [57] El-Serafi, A. M., and Demeter, E., "Determination of the Saturation Curves in the Intermediate Axes of Cylindrical-Rotor Synchronous Machines," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 3, pp. 1060–1065, September 2–4, 1998.
- [58] El-Serafi, A. M., and Wu, J., "Determination of the Parameters Representing the Cross-magnetizing Effect in Saturated Synchronous Machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 8, pp. 333–342, 1993.
- [59] IEEE Special Publication prepared by the Power System Stability Committee, "Techniques for Power System Stability Limit Search, TP-138-0, 1999.
- [60] Kostić, Miloje. "Determining the generator potier reactance for relevant (reactive) loads." Elektrotehniški vestnik letnik 81. številka 3 (2014) str. 131-136.