

**Titre:** Application de la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt "SSFR" sur une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance  
Title: Application de la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt "SSFR" sur une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance

**Auteur:** Abdelghafour Belqorchi  
Author: Abdelghafour Belqorchi

**Date:** 2014

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

**Référence:** Belqorchi, A. (2014). Application de la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt "SSFR" sur une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance  
Citation: [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
<https://publications.polymtl.ca/1371/>

## Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/1371/>  
PolyPublie URL:

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

**Programme:** génie électrique  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE LA RÉPONSE FRÉQUENTIELLE À  
L'ARRÊT «SSFR», SUR UNE MACHINE SYNCHRONE À PÔLES  
SAILLANTS DE GRANDE PUISSANCE

ABDELGHAFOUR BELQORCHI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
FÉVRIER 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE LA RÉPONSE FRÉQUENTIELLE À  
L'ARRÊT «SSFR», SUR UNE MACHINE SYNCHRONE À PÔLES  
SAILLANTS DE GRANDE PUISSANCE

présenté par : BELQORCHI Abdelghafour

en vue de l'obtention du diplôme de : Maitrise ès Sciences Appliquées

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

M. KOCAR Ilhan, Ph.D., président

M. MAHSEREDJIAN Jean, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KAMWA Innocent, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. KARIMI Houshang, Ph.D., membre

**DÉDICACE**

*Je dédie ce travail à toi ma douce épouse AZAD EL-AKEL et à mes adorables petits anges  
AFNANE et YASSINE BELQORCHI*

## REMERCIEMENTS

Ce projet de recherche et développement a été réalisé grâce au support financier de l'unité Essais Spéciaux de Production (ESP) de la Direction Expertise de Centrales chez Hydro-Québec.

L'auteur désire remercier M.M Nicolas Caron et Éric Cloutier pour leur implication et soutien à ce projet. Les collègues ingénieurs électriques, M.M Jean-Paul Thivierge et Hugo Harnois pour leurs rôles de conseillers, experts dans la mesure de grande précision.

Le déroulement de l'essai sans encombre sur le chantier, selon la programmation et l'échéancier prévus, a été le fruit d'une longue et minutieuse préparation dans les laboratoires d'ESP. La contribution de M.M Michel Neveu, Frédérique Roberge et Pierre Salihou est vivement appréciée.

Le projet n'aurait pu s'accomplir sans le professionnalisme et la parfaite collaboration du personnel de la centrale.

Finalement, l'auteur adresse ses sincères remerciements à M.M Innocent Kamwa de L'IREQ, Jean Mahseredjian et Ulas Karaagac de L'École Polytechnique de Montréal, pour leur encadrement, assistance et conseils.

## RÉSUMÉ

La littérature scientifique est très pauvre en études visant à démontrer expérimentalement l'applicabilité de la méthode SSFR (Stand-Still Frequency Response) sur une machine synchrone, à pôles saillants, de grande puissance. En fait, peu de résultats suffisamment positifs existent et ce même sur des turboalternateurs.

Par la présente contribution, l'auteur espère raviver l'intérêt pour l'application de la méthode SSFR aux machines synchrones à pôles saillants de grande puissance. L'objectif est de bâtir une base de données de mesures SSFR incluant la validation des résultats obtenus par comparaison avec ceux issus des essais classiques. Un objectif encore plus ambitieux est de démontrer l'aptitude de la méthode à générer un modèle petit et grand signal. À ce sujet, les chercheurs sont presque unanimes quant à l'incapacité du modèle SSFR à représenter l'alternateur lors de fortes perturbations comme le court-circuit triphasé instantané.

Les difficultés soulevées par les chercheurs sont principalement :

- a- L'imprécision des mesures aux très basses fréquences
- b- La difficulté du positionnement du rotor selon les deux axes-d et q pour une machine synchrone à pôles saillants
- c- L'impact du niveau de courant de mesure sur les inductances de magnétisation des axes-d et q
- d- L'impact de la rotation sur le ou les circuits amortisseurs.

Prenant acte des problèmes susmentionnés, l'auteur a conduit un essai SSFR sur une machine hydroélectrique de grande puissance (285 MVA). L'alternateur est à pôles saillants avec rotor à tôles laminées non isolées. Les amortisseurs des pôles adjacents sont connectés entre eux via les noyaux polaires et la jante du rotor. Le circuit amortisseur n'est pas affecté par la rotation et le nombre d'encoches par pôle et par phase est entier.

L'auteur a entrepris certaines actions pour éliminer ou atténuer les sources d'ennuis. Ainsi, pour améliorer la précision de mesure aux très basses fréquences, l'instrumentation la plus précise disponible sur le marché, fut acquise. La réponse fréquentielle des modules d'isolation et de conditionnement des signaux a été considérée pour corriger les fonctions de transfert mesurées. D'autres mesures comme l'immunisation contre le bruit et l'utilisation des instruments dans leur

plage de mesure optimale furent rigoureusement respectées. L'inductance de magnétisation étant influencée par le niveau de courant de mesure, ce dernier a été gardé constant au moins sur la plage 1mHz à 20Hz. Le reste des désagréments, comme l'impact de la rotation sur le circuit amortisseur ou la difficulté de positionnement du rotor, sont éliminés ou réduits par les caractéristiques intrinsèques de la machine elle-même.

Les circuits équivalents de la machine, d'ordres 3 et 2, sont obtenus par ajustement de ces derniers aux mesures SSFR. La méthode de Maximum de Vraisemblance (MLE) est utilisée à cette fin. Pour l'axe-d, les approches d'ajustement simultané à deux ou trois fonctions de transfert ( $L_d(s)$ ,  $sG(s)$ ,  $L_{afo}(s)$ ) sont réalisés. Le modèle issu de l'ajustement à deux fonctions ( $L_d(s)$  et  $sG(s)$ ) est adopté pour la dérivation des paramètres standards de la machine étudiée. Les résultats obtenus sont comparés à ceux des essais de court-circuit triphasé et biphasé instantanés à vide, du Dalton-Cameron et de constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert  $T'_{do}$ , sans oublier les valeurs très précises fournies par le manufacturier.

L'issue très positive de la comparaison est confirmée par simulation sur EMTP-RV. Les mesures des essais de court-circuit triphasé instantané à vide et de délestage dans l'axe-d sont utilisées pour cette fin. La concordance entre signaux simulés et mesurés est très satisfaisante. Le modèle SSFR semble, pour la machine étudiée, en mesure de représenter les faibles comme les fortes perturbations.

L'essai de délestage dans l'axe-d, ajouté à l'annexe F de la norme IEEE 115-2009, doit être révisé pour tenir compte de l'effet de la saturation et éliminer l'impact de l'impédance du transformateur d'excitation sur les paramètres de la machine. Les formules de calcul des réactances standards, telles que proposées dans l'annexe F, conduisent à des valeurs erronées. Des ajustements sont donc proposés pour tirer plein profit de cet essai, au moins pour la validation des paramètres de l'axe-d.

#### **Mots clefs :**

Pôles saillants, réponse fréquentielle, SSFR, circuit équivalent, inductance opérationnelle.

## ABSTRACT

Forty years after Watson and Manchur conducted the Stand-Still Frequency Response (SSFR) test on a large turbogenerator, the applicability of this technic on a powerful salient pole synchronous generator has yet to be confirmed. The scientific literature on the subject is rare and very few have attempted to compare SSFR parameter results with those deduced by classical tests. The validity of SSFR on large salient pole machines has still to be proven.

The present work aims in participating to fill this knowledge gap. It can be used to build a database of measurements highly needed to draw the validity of the technic. Also, the author hopes to demonstrate the potential of SSFR model to represent the machine, not only in cases of weak disturbances but also strong ones such as instantaneous three-phase short-circuit faults.

The difficulties raised by previous searchers are:

- The lack of accuracy in very low frequency measurements
- The difficulty in rotor positioning, according to d and q axes, in case of salient pole machines
- The measurement current level influence on magnetizing inductances, in axes-d and q
- The rotation impact on damper circuits for some rotors design

Aware of the above difficulties, the author conducted an SSFR test on a large salient pole machine (285 MVA). The generator under test has laminated non isolated rotor and an integral slot number. The damper windings in adjacent poles are connected together, via the polar core and the rotor rim. Finally, the damping circuit is unaffected by rotation.

To improve the measurement accuracy, in very low frequencies, the most precise frequency response analyser available on the market was used. Besides, the frequency responses of the signals conditioning modules (i.e., isolation, amplification...) were accounted for to correct the four measured SSFR transfer functions. Immunization against noise and use of instrumentation in their optimum range, were other technics rigorously applied. Magnetizing inductances, being influenced by the measurement current magnitude, the latter was maintained constant in the range 1mHz-20Hz. Other problems such as the rotation impact on damper circuits or the difficulty of rotor positioning are eliminated or attenuated by the intrinsic characteristics of the machine.

Regarding the data analysis, the Maximum Likelihood Estimation (MLE) method was used to determine the third and second order equivalent circuit from SSFR measurements. In d-axis, the approaches of adjustment to two and three transfer functions ( $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  and  $L_{dfo}(s)$ ) were explored. The second order model, derived from ( $L_d(s)$  and  $sG(s)$ ), was used to deduce the machine standard parameters. The latter were compared with the values given by the manufacturer and by conventional on-site tests: Instantaneous three-phase short-circuit, Dalton-Cameron and the d-axis transient time constant at open stator ( $T'do$ ). The comparison showed the good accuracy of SSFR values.

Subsequently, a machine model was built in EMTP-RV based on SSFR standard parameters. The model was able to reproduce stator and rotor currents measured during instantaneous three-phase short-circuit test. Some adjustments, to SSFR parameters, were needed to reproduce stator voltage and rotor current acquired during load rejection d-axis test.

It is worthwhile noting that the load rejection d-axis test, recently added to IEEE 115-2009 annex, must be modified to take into account the saturation and excitation impedance impact on deduced parameters. Regarding this issue, some suggestions are proposed by the author.

The obtained SSFR results, contribute to raise confidence on SSFR application on large salient pole machines. In addition, it shows the aptitude of the SSFR model to represent the machine in both cases of weak and strong disturbances, at least on machines similar the one studied.

Index Terms: Salient pole, frequency response, SSFR, equivalent circuit, operational inductance.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iii
REMERCIEMENTS.....	iv
RÉSUMÉ.....	v
ABSTRACT.....	vii
TABLE DES MATIÈRES.....	ix
LISTE DES TABLEAUX.....	xii
LISTE DES FIGURES.....	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	xv
LISTE DES ANNEXES.....	xvi
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 REVUE CRITIQUE DE LA LITTÉRATURE.....	8
CHAPITRE 2 CADRE THÉORIQUE.....	14
2.1 Paramètres opérationnelles.....	14
2.2 Paramètres standards.....	18
2.2.1 Définitions classiques des paramètres standards.....	18
2.2.2 Expressions exactes des paramètres standards.....	20
2.2.3 Détermination des paramètres standards selon la norme IEEE 1110.....	20
CHAPITRE 3 ALIGNEMENT DU ROTOR ET MESURES.....	23
3.1 Caractéristiques de l'alternateur.....	23
3.2 Positionnement selon les deux axes : direct et en quadrature.....	23
3.3 Mesures dans l'axe direct.....	25
3.4 Mesures dans l'axe transversal.....	25
3.5 Intervalles de fréquence et points de mesure.....	27

CHAPITRE 4 MODÉLISATION LINÉAIRE DE L'ALTERNATEUR .....	28
4.1 Circuits équivalents .....	28
4.2 Inductances opérationnelles .....	29
4.3 Normalisation des grandeurs utilisées .....	30
CHAPITRE 5 ÉLEMENTS ÉQUIVALENTS DU MODÈLE .....	32
5.1 Prétraitement des données .....	32
5.2 Identification préliminaire des éléments équivalents du modèle .....	33
5.2.1 Constantes de temps SSFR des quatre fonctions de transfert .....	34
5.2.2 Solution initiale des éléments équivalents .....	35
5.3 Identification final des éléments équivalents .....	37
5.3.1 Axe-d .....	37
5.3.2 Axe-q .....	39
5.4 Discussion sur les mesures SSFR et les circuits équivalents de la machine .....	41
5.4.1 Mesures SSFR .....	41
5.4.2 Ordre des circuits équivalents versus mesures SSFR .....	43
CHAPITRE 6 CALCUL DES INDUCTANCES ET CONSTANTES DE TEMPS STANDARDS .....	52
6.1 Constantes de temps en secondes .....	52
6.2 Inductances standards en p.u .....	52
6.3 Constante de temps de l'induit et réactance inverse .....	52
6.4 Comparaison des résultats SSFR avec ceux des essais classiques .....	53
CHAPITRE 7 VALIDATION DU MODÈLE SSFR .....	56
7.1 Essais de court-circuit triphasé instantané .....	56
7.1.1 Description et formules théoriques .....	56
7.1.2 Courbes mesurées, théoriques et simulées pour un seul amortisseur dans l'axe-d .....	58

7.1.3	Courbes mesurées, théoriques et simulées pour deux amortisseurs dans l'axe-d .....	62
7.2	Essais de délestage dans l'axe longitudinal.....	65
7.2.1	Description et formules théoriques .....	65
7.2.2	Courbes mesurées, théoriques et simulées .....	66
	CONCLUSION .....	69
	BIBLIOGRAPHIE .....	72

## **LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 3.1 : Tensions mesurées lors du positionnement du rotor.....	24
Tableau 3.2 : Intervalles de mesure et configuration de l'analyseur de réponse fréquentielle.....	27
Tableau 5.1 : Résistance du stator aux très basses fréquences dans les deux axes-d et q.....	32
Tableau 5.2 : Éléments équivalents préliminaires, d'ordres 3 et 2, des axes-d et q.....	36
Tableau 5.3 : Éléments équivalents finaux, d'ordres 3 et 2, dans l'axe-d.....	38
Tableau 5.4 : Éléments équivalents finaux, d'ordres 3, 2 et 1, dans l'axe-q.....	40
Tableau 6.1 : Résultats de l'essai SSFR versus ceux des essais classiques et du fabricant.....	55

## LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 : Quadripôle de l'axe-d et dipôle de l'axe-q.....	15
Figure 2.2 : Circuits équivalents (ordre 2-2), dans les axes-d et q.....	16
Figure 3.1 : Alignement du rotor dans l'axe-d.....	24
Figure 3.2 : Alignement du rotor dans l'axe-q.....	24
Figure 3.3 : Schéma de montage pour la mesure de $Z_d(S)$ et $sG(s)$ .....	26
Figure 4.1 : Circuit équivalent 3.3 pour la modélisation de l'alternateur.....	28
Figure 4.2 : Circuit équivalent 2.1 (pour machines à pôles saillants).....	29
Figure 5.1 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance $L_d(s)$ .....	44
Figure 5.2 : Modélisation de la phase de l'inductance $L_d(s)$ .....	44
Figure 5.3 : Modélisation de l'amplitude de la fonction de transfert $sG(s)$ .....	45
Figure 5.4 : Modélisation de la phase de la fonction de transfert $sG(s)$ .....	45
figure 5.5 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance de transfert $Lafo(s)$ .....	46
figure 5.6 : Modélisation de la phase de l'inductance de transfert $Lafo(s)$ .....	46
figure 5.7 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance $L_q(s)$ .....	47
figure 5.8 : Modélisation de la phase de l'inductance $L_q(s)$ .....	47
figure 5.9 : Variation de l'amplitude de $G(s)$ en fonction de la fréquence .....	48
Figure 5.10 : Amplitude de $L_d(s)$ pour une variation de $1\mu\Omega$ de la résistance du stator.....	48
Figure 5.11 : Phase de $L_d(s)$ pour une variation de $1\mu\Omega$ de la résistance du stator.....	49
Figure 5.12 : Amplitude de $L_q(s)$ pour une variation de $1\mu\Omega$ de la résistance du stator.....	49
Figure 5.13 : Phase de $L_q(s)$ pour une variation de $1\mu\Omega$ de la résistance du stator.....	50
Figure 5.14: Puissances actives et réactives vues au stator lors des mesures de $L_d(s)$ et $L_q(s)$ .....	50
Figure 5.15: Quotient des puissances réactives et actives lors des mesures de $L_d(s)$ et $L_q(s)$ .....	51
Figure 7.1: Fenêtre temporelle [0 à 0.6 s]: courants stator de court-circuit triphasé à vide. le modèle EMTP à un seul amortisseur dans l'axe-d.....	60
Figure 7.2 : Fenêtre temporel [0.6 à 1.2 s] ( suite de la Figure 7.1).....	60
Figure 7.3 : Courant au rotor, suite à un court-circuit triphasé instantané à vide. le modèle EMTP à un seul amortisseur dans l'axe-d.....	61
Figure 7.4 : Zoom sur la figure 7.3.....	61
Figure 7.5 : Fenêtre temporel [0 à 0.6 s]: courants stator de court-circuit triphasé. Le modèle EMTP à deux amortisseurs dans l'axe-d.....	63

Figure 7.6 : Courant au rotor, suite à un court-circuit triphasé instantané. le modèle EMTP à deux amortisseurs dans l'axe-d.....	64
Figure 7.7 : Zoom sur la Figure 7.6.....	64
Figure 7.8 : Tension phase/terre au stator, suite au délestage dans l'axe-d.....	68
Figure 7.9 : Courant du rotor, suite au délestage dans l'axe-d.....	68

## **LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS**

DFT	Discrete Fourier Transform
EMTP-RV	Electromagnetic Transients Program
EPRI	Electric Power Research Institute
ESP	Essais Spéciaux de Production (Unité chez Hydro-Québec Production)
OLFR	On-Line Frequency Response
FFT	Fast Fourier Transform
FT	Fonction de Transfert
GE	General Electric
IREQ	Institut de Recherche d'Hydro-Québec
MLE	Maximum Likelihood Estimation
NERC	North American Electric Reliability Corporation
NEpp	Nombre d'Encoches par pôle et par phase
UMES	Unité Mobile d'Essais Spéciaux (Hydro-Québec Trans-énergie)
SSFR	Stand-Still Frequency Response

## LISTE DES ANNEXES

ANNEXE 1 – Ajustement du circuit équivalent dans l'axe-d, par l'approche de 3FT.....	77
ANNEXE 2 – Courbes SSFR mesurées, avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement.....	81
ANNEXE 3 – Concordance des courants rotor, théorique et mesuré lors d'un court-circuit triphasé instantané à vide.....	86
ANNEXE 4 – Tensions d'entrefer de la machine, lors de l'essai de délestage dans l'axe-d.....	92

## INTRODUCTION

Encore de nos jours, la majorité des producteurs d'électricité dans le monde sont réticents à conduire des essais pour fournir les paramètres électriques de leurs alternateurs. Selon le rapport EPRI [1], les coûts reliés au retrait des groupes du réseau et le recours à des spécialistes de l'externe, ayant le savoir et l'équipement nécessaire, sont les principaux désagréments qui démotivent les producteurs. Toujours selon le même rapport, à part quelques exceptions au Québec et en Australie où les essais sont conduits systématiquement après chaque réfection importante ou nouveau projet, les paramètres disponibles pour fin de modélisation sont majoritairement issus de données de conception (très souvent via analyse par éléments finis).

En Amérique du nord, le NERC (North American Electric Reliability Corporation) [2], a émis les standards [3-5] pour inciter, par la force de la loi, les intervenants du réseau à fournir les modèles électriques basés sur les mesures et validés par simulation. Les valeurs de conception, fournies par les manufacturiers, ne sont plus acceptées. Producteurs et transporteur doivent collaborer ensemble pour conduire les études de performance. Pour les producteurs, les essais doivent être conduits avant l'exploitation commerciale des groupes. Les modèles électriques de toutes les machines mises sur le réseau après 1990, doivent être fournis.

Cette réglementation contraignante vise à améliorer la fiabilité de l'approvisionnement en électricité et à éviter des problèmes majeurs sur les réseaux. En effet, l'opération de ces derniers, de plus en plus, à la limite de leur stabilité, requiert une modélisation précise des composantes électriques, en particulier des alternateurs, les éléments clés de tout réseau.

Pour mesurer les paramètres électriques dynamiques des alternateurs du parc d'Hydro-Québec, majoritairement des machines à pôles saillants, l'unité Essais Spéciaux de Production (ESP) recourt aux méthodes classiques du Dalton-Cameron, du court-circuit triphasé et biphasé instantanés et de l'essai de la constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert « $T_{do}'$ ».

Le premier essai nécessite la mobilisation d'un autre groupe de la centrale (pendant une journée au minimum) pour alimenter en biphasé, via des câbles mono-conducteurs de grande capacité, l'alternateur en essai. Les essais de court-circuit instantané nécessitent l'installation d'un disjoncteur encombrant, d'une capacité avoisinant les 200kA et relié, par un jeu de barres temporaires, aux sorties de phases de l'alternateur. Une panoplie d'équipements d'enregistrement

et de mesure ajoute à la complexité des montages réalisés. La bonne conduite de ces essais requiert l'inhibition de toutes les protections et contrôles susceptibles de nuire aux résultats obtenus.

Hydro-Québec, voulant se doter de plus de moyens pour rencontrer toutes les exigences du NERC, s'intéresse à l'intégration de la méthode SSFR (Stand-Still Frequency Response) à son armada d'essais. Le but visé est de mesurer les paramètres des machines lorsque la méthode du court-circuit instantané ne peut être appliquée (manque d'espace pour l'installation des équipements, expiration de la garantie du manufacturier, machine à diodes tournantes, turboalternateur...) ou encore pour répondre à des demandes simultanées d'essais et que l'évaluation de l'intégrité mécanique de l'alternateur n'est pas un enjeu.

La méthode SSFR présente des avantages comme le faible coût au niveau du personnel et matériel requis, l'absence de risques corporels et matériels vu le faible niveau d'énergie en présence et la possibilité de la conduire à l'arrêt durant les travaux de mise en route des armoires et auxiliaires du groupe. De plus, la méthode SSFR permet la caractérisation complète de l'alternateur dans les deux axes longitudinal et en quadrature ce qui n'est pas possible avec les essais de court-circuit instantané à vide.

Hydro-Québec compte déjà à son actif, deux expériences SSFR. Une première conduite en 1996, par l'unité ESP à Drummondville, sur une machine à pôles saillants de 6 MVA [6]. Une deuxième en 2006 à Bécancour, par l'Unité Mobile d'Essais Spéciaux de Trans-Énergie (UMES), sur deux turboalternateurs de 234 MVA et 280 MVA [7]. Dans les deux cas, le traitement et l'analyse ont été effectués par I. Kamwa de l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec (IREQ). Si la première tentative était moins encourageante, la deuxième sur les turboalternateurs était satisfaisante. En effet, les résultats SSFR de l'axe-d étaient, à un certain degré, proches des valeurs du manufacturier. Pour l'axe-q, les écarts étaient importants et ce sur les deux turbos.

La confiance en la méthode SSFR, passe inévitablement par confrontation avec les essais classiques comme le court-circuit instantané. Les valeurs du manufacturier ne peuvent servir de référence pour juger de la précision des paramètres SSFR

Dans cette optique, l'unité ESP a conduit, en Mai 2012, un essai SSFR sur une machine à pôles saillants de grande puissance (285 MVA). L'acquisition d'équipement de précision, la considération de la réponse fréquentielle des éléments de la chaîne de mesure, la rigueur dans la

procédure de travail (immunisation contre le bruit, choix optimal des plages de mesure des instruments...) sont les principales actions prises pour améliorer la qualité des données recueillies. La machine étudiée présente quelques particularités (nombre entier d'encoches par pôle et par phase, circuit amortisseur ne dépendant pas de la rotation) qui permettent de neutraliser les effets de la mesure à l'arrêt.

Les paramètres SSFR obtenus sont comparés aux valeurs du manufacturier et à celles mesurées par les méthodes classiques. Le logiciel EMTP-RV (ElectroMagnetic Transients Program) [8] est mis à contribution pour valider le modèle SSFR. Les essais de court-circuit triphasé instantané à vide et de délestage dans l'axe-d sont à la base de cette validation.

L'essai SSFR et le traitement des signaux bruts pour extraire les paramètres, sont conduits selon les directives des normes IEEE 115-2009 [9] et IEEE 1110-2002 [10].

## **Problématique**

La méthode SSFR a été développée et principalement appliquée sur des machines à pôles lisses. La littérature est riche en expériences, avec plus ou moins de succès, sur des gros turboalternateurs ou des machines synchrones à rotor lisse de faible puissance. Les résultats sont parfois non concluants de manière à entretenir le doute sur l'applicabilité de la méthode pour la détermination des paramètres des alternateurs. Malgré les quarantaines d'années de développement et l'intégration au standard IEEE 115 en 1987, il n'existe pas suffisamment de résultats positifs pour convaincre les sceptiques et les détracteurs de la méthode.

À ce jour, très peu d'expériences SSFR ont été menées sur des machines à pôles saillants, de grande puissance. La validation des résultats obtenus sur ce type de machines, par des essais classiques comme le court-circuit triphasé instantané à vide ou décrément de tension est quasi absente.

L'examen de la littérature met en évidence les difficultés générales et spécifiques aux machines à pôles saillants, rencontrées par les chercheurs :

- a- Le faible niveau du courant de magnétisation ne permet pas l'obtention d'un bon rapport signal/bruit, surtout sur l'axe transversal des machines à pôles saillants. Avec

l'instrumentation utilisée jusqu'à date, des oscillations ou des pentes à l'origine ou les deux sont obtenues pour les mesures aux très basses fréquences.

- b- Le nombre de pôles très élevé dans le cas des machines à pôles saillants, rend le positionnement du rotor selon les deux axes-d et q, difficile à réaliser. Comme critère de positionnement, les chercheurs se contentent de la tension minimale induite sur le rotor.
- c- Pour les essais de validation requérants le maintien d'une tension rotor constante pendant la perturbation, les constantes de temps transitoires  $T'd$  et  $T'do$  sont influencées par l'impédance du système d'excitation. Cette contrainte doit être considérée lors des comparaisons avec les résultats SSFR qui eux ne sont pas impactés par cette impédance.
- d- L'impact du niveau de courant de mesure sur les inductances de magnétisation dans les deux axes-d et q. Faiblement excité, le circuit magnétique se trouve dans sa zone non linéaire caractérisée par une perméabilité magnétique dépendante du courant de magnétisation utilisé.
- e- Les mesures SSFR sont conduites à l'arrêt. Les forces centrifuges de la rotation peuvent, pour certaines conceptions de rotor, améliorer le contact électrique et donc réduire la résistance au passage du courant électrique dans les circuits amortisseurs. Un grand écart peut donc exister entre les paramètres SSFR et ceux obtenus par les essais classiques.

## Hypothèses

L'auteur de cette recherche croit que lorsque deux fonctions de transfert ( $L_d(s)$  et  $G(s)$  phase et amplitude) sont utilisées pour déterminer le modèle SSFR, l'imprécision sur les paramètres est due majoritairement aux caractéristiques et spécifications des équipements de mesure. Avec l'instrumentation disponible actuellement sur le marché, jumelée à une méthode rigoureuse de mesure (entre autres la considération de la réponse fréquentielle des modules d'isolation et d'amplification), le vrai potentiel de la méthode SSFR est encore à découvrir.

### *Hypothèse #1:*

Avec un analyseur de réponse fréquentielle ayant une précision de mesure de 0,02dB pour le gain et 0,02° pour la phase, la qualité des mesures SSFR sera grandement améliorée. Ainsi, il est possible de réduire au maximum les oscillations ou les pentes à l'origine, enregistrées aux très basses fréquences. Avec un tel instrument, des valeurs précises de  $R_a$  (résistance du stator) et

de  $L_d(0)$  peuvent être obtenues. Pour atteindre une telle précision, l'analyseur doit nécessairement se baser sur les techniques du sine-corrélation ou DFT (Discrete Fourier Transform) au lieu de la classique FFT (Fast Fourier Transform) pour la mesure. Cette dernière est moins efficace pour le rejet du bruit inhérent aux mesures.

La remarquable précision de l'instrument sera également avantageuse pour déterminer la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure.

Justification de l'originalité: Les schémas de montage présentés par beaucoup de chercheurs sont généralement sous forme de diagramme à blocs. Lorsqu'un analyseur de réponse fréquentielle est utilisé, très souvent sa précision de mesure n'est pas mentionnée. Le fameux 3562A d'HP [11] apparu à la fin des années 80 a été largement utilisé. Il offre une précision de 0,1dB pour le gain et 0,5° pour la phase. Le meilleur instrument qui était disponible depuis le début des années 90 à nos jours est le 1260A de Solartron [12], avec une précision de 0,02dB et 0,1°. Beaucoup de recherches pertinentes n'ont pu bénéficier de ses caractéristiques puisque conduite avant son apparition. L'analyseur utilisé dans le présent travail, a une précision similaire pour le gain mais cinq fois meilleure pour la phase. La résolution est également meilleure selon les spécifications avancées par le manufacturier. Ce dernier affirme que son analyseur est utilisé pour la première fois dans le domaine des machines électriques. Pour des raisons commerciales et de confidentialité, les spécifications de l'instrument utilisé ne peuvent être divulguées en détail.

Réfutabilité: L'hypothèse sera valide si les résistances du stator et du rotor déduites par les mesures de l'analyseur, sont proches de celles mesurées avec un pont de Kelvin. L'obtention de la même valeur précise de la résistance du stator pour les deux axes-d et q prouve la répétabilité de la mesure. À la connaissance de l'auteur, ces vérifications avec mesures à l'appui, ne sont mentionnées nulle part dans la littérature.

### ***Hypothèse #2:***

Le phénomène de non linéarité du fer magnétique, lorsque soumis à une excitation très faible, est connu et bien décrit dans la littérature. La fonction de transfert  $L_d(s)$  est hautement influencée par le niveau de courant aux basses fréquences. L'auteur pense qu'il est donc primordial de garder le courant constant lors des mesures sur la plage critique allant du DC à 20Hz.

Justification de l'originalité: À la connaissance de l'auteur, un seul chercheur [13] a pris le soin d'appliquer cette mesure, ( non mentionnée dans la norme IEEE 115) lors des essais sur le moteur synchrone à pôles saillants de 654 kVA. L'auteur a le mérite de l'appliquer sur une machine de grande puissance (285 MVA). Le choix de l'amplificateur de puissance pour les mesures SSFR visait, entre autres, la possibilité de fonctionnement en mode courant constant.

Réfutabilité: Il est clair que cette action ne peut qu'être bénéfique sur la qualité des données recueillies. Cette bonne pratique est à conserver peu importe l'issu des mesures conséquentes. Par manque de temps, il sera difficile de démontrer l'impact de cette action en comparant deux mesures: avec et sans courant constant.

### ***Hypothèse #3:***

Avec l'adoption des deux mesures précédentes, incluant la prise en compte de la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure (les éléments d'isolation et d'amplification, le diviseur résistif), la méthode SSFR peut conduire à un modèle représentant adéquatement la machine non seulement pour les faibles perturbations mais aussi celles fortes comme le court-circuit triphasé instantané.

Justification de l'originalité: Comme il sera constaté dans la revue de la littérature, les chercheurs précédents ont conclu ou reconnaissent en partant, l'incapacité du modèle SSFR à représenter adéquatement le comportement de la machine face à de fortes perturbations comme le court-circuit instantané. À la connaissance de l'auteur, il n'existe aucune étude qui a réussi à démontrer le contraire.

Réfutabilité: La validation du modèle SSFR par les signaux mesurés des courants de court-circuit triphasé instantané à vide (exemple à 50% de tension) permet de rejeter ou confirmer l'hypothèse.

### **But de l'étude**

Le but de l'étude est de démontrer l'applicabilité de la méthode SSFR sur les machines à pôles saillants de grande puissance. De plus, vérifier l'aptitude du modèle obtenu, à représenter la machine non seulement lors des faibles perturbations mais également les fortes comme le court-circuit instantané.

## Objectifs

Pour atteindre le but primordial qui consiste à appliquer et valider les résultats de la méthode SSFR. Plusieurs sous objectifs doivent être satisfaits :

- Étude comparative des spécifications de l'instrumentation disponible sur le marché puis acquisition des équipements nécessaires: Analyseur de réponse fréquentielle, amplificateur de puissance, modules d'isolation et d'amplification, diviseur résistif, accessoires ...
- Montage d'un banc d'essai au laboratoire avec commande par ordinateur des instruments, via un programme «Labview». Un circuit R-L supportant un courant de 40Arms simule l'impédance du stator ( $R=2m\Omega$  et  $L=2mH$ ). Pour un essai de recherche et développement, la reprise des mesures à la centrale, suite à une erreur de mesure ou difficultés techniques, peut être sans issue ou assujettie à plusieurs mois de délai. Il est donc impératif de prévoir les difficultés susceptibles de nuire au bon déroulement de l'essai.
- Conduite de l'essai SSFR (4 fonctions de transfert au total), de l'essai Dalton-Cameron, des essais de court-circuit triphasé et biphasé instantanés, du  $T'_{do}$ , des caractéristiques à circuit-ouvert et en court-circuit, de délestage longitudinal et finalement la mesure des résistances du stator et du rotor avec un pont de Kelvin.
- Traitement des données recueillies, analyses, discussions et validation du modèle.
- Rédaction du rapport de maitrise et d'un article IEEE.

## CHAPITRE 1 REVUE CRITIQUE DE LA LITTÉRATURE

La dérivation des paramètres des machines électriques par la méthode de la réponse fréquentielle remonte à la moitié des années 50 [14]. Watson, Manchur [15] et d'autres [16 et 17] ont continué le développement tout en conservant la mesure d'une seule fonction de transfert (FT) du côté du stator dans chaque axe. Une amélioration significative par Umans et al [18] consistait à inclure les mesures du côté du rotor également. Ainsi les amplitudes des 2FT  $L_d(s)$  et  $G(s)$  sont utilisées dans le processus d'identification des éléments équivalents. Dandeno et Poray dans [19], jugent que l'amélioration précédente est encore insuffisante pour représenter adéquatement les circuits amortisseurs du rotor dans l'axe-d (incapacité du modèle obtenu de reproduire la FT  $Z_{afo}(s)$  décrite dans [20]). Ils proposent d'utiliser les mesures non exploitées à savoir la phase des FT:  $L_d(s)$  et  $G(s)$ . Aussi. Ils opèrent quelques modifications au processus de dérivation des éléments équivalents principalement par l'utilisation du gain à l'origine « $G_0$ » dans ce processus.

Le fruit de tous ces développements s'est retrouvé dans le standard IEEE 115A-1987 [21]. L'intérêt pour la modélisation de la machine était principalement motivé par les études reliées à une perturbation provenant du côté du stator et donc du réseau.

La conception rigoureuse des systèmes d'excitation et des barres amortisseurs, le fonctionnement de la machine en régime asynchrone sont des situations parmi d'autres qui nécessitent une connaissance plus approfondie du modèle de la machine. Pour y arriver, une troisième FT, jusque-là citée dans la littérature mais ignorée lors de la dérivation des éléments du modèle, devait être considérée pour caractériser de façon unique le quadripôle de l'axe-d. Pour preuve, Jin et Serafi [22] pour un modèle d'ordre-2, génèrent artificiellement, avec ajout de bruit aléatoire, les 3FT SSFR à partir des éléments équivalents R-L du turboalternateur de Monticello [19]. La troisième FT était celle citée dans [21]. Comme attendu, ils ont démontré que le modèle déduit à partir de 2FT n'est pas capable de satisfaire  $Z_{afo}(s)$  . L'utilisation des trois fonctions conduit à un modèle unique dont les paramètres sont moins sensibles au bruit présent dans les données SSFR. Par des mesures pratiques sur un micro-turboalternateur, les deux investigateurs valident les résultats de leur recherche. Selon le modeste avis de l'auteur, la démarche théorique des deux chercheurs est trop directe avec des résultats évidents. Elle n'est pas représentative de la réalité vu que ce sont les données SSFR qui conduisent aux éléments du modèle et non l'inverse.

L'expérience a montré qu'il n'est pas toujours facile de représenter les 3FT avec un modèle linéaire équivalent surtout d'ordre-2. La petite machine de laboratoire de 3 kVA, de construction très spéciale (un circuit amortisseur bobiné avec rotor totalement laminé), utilisée pour valider la théorie ne permet pas non plus d'approcher la réalité des turboalternateurs et machines à pôles saillants de grande puissance.

Différentes méthodes ont été élaborées par les chercheurs pour construire le modèle basé sur 3FT. L'approche de Canay dans [23], repose sur la détermination des éléments du circuit équivalent en se basant uniquement sur  $L_d(s)$  et le courant rotor 60Hz induit lors du court-circuit triphasé instantané. L'ajout au modèle d'une impédance dépendante de la fréquence ( $Z_{fe}$ ), permet de satisfaire les conditions de magnétisation de la machine à rotor ouvert pour au moins deux fréquences précises: 0,1 et 60 Hz. Une démarche totalement différente a été adoptée par Bissig et al dans [24]. Ils ont remplacé la structure classique du circuit équivalent (branches R-L en parallèle) par un diagramme en échelle, avec un ordre suffisamment élevé pour représenter adéquatement la machine étudiée (165,5 MVA), dans la plage DC à 1kHz. Les deux approches précédentes ont été critiquées par Kamwa et al dans [25]. Ces derniers ont démontré qu'il n'est pas nécessaire de changer radicalement la structure du modèle ou d'ajouter l'impédance  $Z_{fe}$  pour satisfaire les 3FT. Ils ont aussi fait la preuve, qu'il est possible avec le modèle classique (considérant un ordre suffisamment élevé), d'obtenir un résultat satisfaisant sur la plage DC-1kHz même si une fenêtre fréquentielle aussi étendue n'est pas requise pour la majorité des analyses et études.

Le développement ne s'attardait pas seulement sur les méthodes de mesure, les modèles équivalents et la dérivation des paramètres mais concernait également l'interprétation, l'analyse et la validation des résultats obtenus. À cet égard, le travail remarquable mené par les chercheurs d'Hydro-Ontario a fait couler beaucoup d'encre et animé énormément de débats. Des exemples de résultats et discussions sont exposés dans les lignes qui suivent en vue de cerner la portée et les limitations de la méthode SSFR.

Dandeno et al avec les mesures et simulations d'essais de commutation de lignes, réalisées dans [26] sur des turboalternateurs, ont montré que le modèle SSFR représente adéquatement les machines Lambton et Monticello, ce qui n'est pas le cas pour Nanticoke. Cette dernière est d'une construction plus compliquée pour le rotor. Ils ajoutent que pour cette machine, même les

modèles issus des essais classiques de court-circuit et de décrément de tension ne font pas mieux. Ils jugent que l'ajout d'un deuxième amortisseur (ordre-3) pourrait aboutir à un meilleur résultat. Cependant, avec seulement un ordre-2, le modèle OLFR (On-Line Frequency Response) arrive à reproduire les signaux mesurés des essais de commutation de lignes. Ceci a poussé ces chercheurs, après examen des valeurs de la résistance et de l'inductance de fuite de l'amortisseur (obtenues par SSFR et OLFR), de penser que la saturation des inductances de fuite aux circuits du rotor et les effets de la rotation sont en cause.

Shackshaft dans sa discussion de [26] met la lumière sur deux inconsistances: La première relative aux valeurs SSFR trouvées de  $T'_d$  et  $T'_q$  ( $T'_d < T'_q$  ce qui n'est pas normale). La deuxième est le fait que contrairement à ce qui est attendu,  $T'_d$ (SSFR) est supérieure à  $T'_d$ (OLFR). Pour l'axe-q, les valeurs sont plus normales avec  $T'_q$ (SSFR) inférieure à  $T'_q$ (OLFR).

Des éléments de réponse ont été fournis par Jack et Bedford dans [27]. Grâce à l'analyse par éléments finis, ces deux investigateurs expliquent la différence entre les résultats SSFR et OLFR par l'inefficacité du circuit amortisseur, constitué par les cales conductrices des encoches, lorsque la machine est à l'arrêt. Le contact électrique des cales avec les anneaux de serrage d'extrémité du rotor et le corps de ce dernier est mieux établi sous les forces centrifuges de la rotation. Une autre spécificité, dévoilée par l'étude, est que les anneaux de serrage de Nanticoke sont en matériau magnétique. Ils sont donc influencés en charge par la saturation. Une question reste toutefois sans réponse. Si pour les deux raisons mentionnées, la méthode SSFR n'est pas recommandée et que l'essai OLFR est mieux adapté pour la machine de Nanticoke, pourquoi les modèles des essais classiques de court-circuit et de décrément de tension ne sont pas aussi bons que celui du OLFR?

De leur côté, Kamwa et al dans [25], pour le cas jugé réussi de Lambton, ont considéré la troisième FT, mesurée mais non utilisée, pour la dérivation des paramètres. Avec l'approche des 3FT de Kamwa et al, les écarts par rapport aux résultats de l'approche 2FT de Dandeno et al étaient comme suit:  $T'_d(178\%)$ ,  $T''_d(123\%)$ ,  $T'_d(19\%)$ ,  $T''_d(355\%)$ ,  $T_{D1}(416\%)$ ,  $T_{D2}(21\%)$ ,  $X'_d(200\%)$ ,  $X''_d(19\%)$ . Comme Kamwa et al l'ont mentionné, certaines valeurs de constantes de temps et de réactances standards de Dandeno et al sont douteuses. Ces derniers avaient pourtant jugé de la satisfaction du cas de Lambton suite aux essais de commutation de lignes. Il importe ici de noter, que les approches 2FT et 3FT doivent absolument conduire aux mêmes résultats

concernant les paramètres de la machine vus du côté du stator, à savoir les constantes de temps et réactances standards. Kamwa et al pensent qu'avec 2FT, l'insuffisance de contraintes dans l'algorithme de recherche des paramètres (satisfaction simultanée de 2FT au lieu de 3FT), conduit à un modèle reproduisant adéquatement les mesures SSFR mais qui n'est pas unique. Il sera vu, plus loin dans ce rapport, que l'approche de 2FT suggérée par Kamwa au chapitre 12 de la norme IEEE 115-2009 est suffisante pour déterminer avec précision les paramètres standards de la machine étudiée. Une autre explication intéressante est celle de Keyhani, Hao et Dayal dans [28]. Ils ont mis en évidence les impacts négatifs du bruit présent sur les mesures, de l'incertitude sur la valeur de la résistance du stator et de la surdétermination du système à identifier. En effet, pour un modèle d'ordre-2, il y a dix équations reliant les constantes de temps SSFR aux neuf éléments équivalents du modèle. Il ressort donc qu'un équipement de qualité est requis pour réussir les mesures SSFR (grande précision, génération minimale d'harmoniques par l'amplificateur de puissance). L'auteur pense qu'il existe un autre facteur décisif, bizarrement ignoré dans les discussions, à savoir l'impact de la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure.

La contribution principale de l'auteur (si la troisième hypothèse est validée) sera sans doute l'affirmation que le modèle SSFR est en mesure de reproduire les signaux de court-circuit triphasé instantané au moins sur des machines similaires à celle testée. Les discussions concernant ce point, présentées et analysées dans la littérature sont donc d'un grand intérêt.

Dandeno et al sont d'accord avec Shackshaft dans sa discussion de [26], sur l'incapacité du modèle SSFR de représenter des perturbations de forte intensité, comme celles du court-circuit instantané. Les cas jugés réussis, de Lambton et Monticello, correspondent à une variation de courant de l'ordre de 10% et 15% (essais de commutation de lignes). Diggle et Dineley dans [29] endossent cette opinion en comparant les modèles SSFR et de court-circuit avec les mesures de l'essai de court-circuit instantané et ce pour deux turboalternateurs de 500MW et 5MW. Ils confirment l'incapacité du modèle SSFR, peu importe l'ordre choisi, de représenter l'état de magnétisation de l'alternateur lors d'une forte perturbation. Pour la machine de 5 MW, trois modèles SSFR ont été dérivés : Le premier avec un courant de magnétisation dans la zone non linéaire. Le deuxième avec un courant de mesure dans la zone linéaire et finalement un troisième, issu de mesures dans la zone linéaire et les paramètres corrigés pour tenir compte de la rotation. Curieusement, c'est le premier modèle qui performe mieux que les deux autres mais pas assez pour être acceptable. Les deux chercheurs ont procédé également à des essais de commutation de

lignes sur la machine de 500MW. Pour tous les essais, le modèle SSFR d'ordre-2, performe mieux que les modèles d'ordres supérieurs mais moins que le modèle de court-circuit déduit avec la nouvelle théorie [30 et 31] (cette dernière exploite les courants du stator et du rotor lors du traitement des mesures du court-circuit triphasé instantané). Pour l'axe-q, Le modèle de court-circuit utilise les paramètres du modèle SSFR (ordre-2). Ces derniers se sont avérés meilleurs que les valeurs du manufacturier.

Pour résumer le travail de [29], Le modèle SSFR ne peut reproduire la réponse de l'alternateur suite à une forte perturbation comme le court-circuit. Aussi, même si les ordres supérieurs s'ajustent mieux aux mesures SSFR, ils sont moins performants que l'ordre-2. Ce dernier est encore moins précis que le modèle de court-circuit pour représenter le comportement de l'alternateur pour des essais de commutation de lignes. Sans prétendre identifier la source des divergences entre les modèles SSFR et de court-circuit, l'auteur juge utile de soulever les deux questions suivantes :

- a- Est-ce que la valeur de l'impédance du circuit d'excitation est insignifiante, au point de négliger son impact sur les paramètres du régime transitoire lors de l'essai de court-circuit et de commutation de lignes? Les chercheurs ne nous ont pas éclairés là-dessus.
- b- L'effet de la rotation est considéré avec raison par les chercheurs mais qu'on est-il des vibrations possibles des cales d'encoches, traversées par un courant et soumises à un champ magnétique? Le contact intermittent engendré pourrait être la source de surtension et d'arcs électriques.

Ce qui précède montre que les principales recherches, sur la méthode SSFR, concernent des machines à pôles lisses (turboalternateurs). Les chercheurs sont globalement d'accord sur l'utilisation du modèle SSFR pour les perturbations de faible amplitude malgré certaines ambiguïtés constatées au niveau des résultats. Les adeptes d'une utilisation pour les perturbations de forte amplitude manquent à l'appel. Il est constaté aussi, que des écrits pertinents sur l'applicabilité de la méthode SSFR sur des machines à pôles saillants de grande puissance sont rares. Un vide persiste encore quarante ans après l'expérience de Watson et Manchur sur le turboalternateur. Concernant ce sujet, le prochain paragraphe met la lumière sur les expériences les plus visibles dans la littérature.

Le groupe de travail sur la machine synchrone, présidé par Dandeno, a présenté dans [32] le fruit de l'expérience cumulée sur l'application de la méthode SSFR sur les machines à pôles saillants. Dans dudit document, les chercheurs exposent les résultats de la conduite de l'essai SSFR sur des machines à pôles saillants à rotor laminé, dont la puissance varie de 654 kVA à 25 MVA. Les essais conduits par Azuaje étaient sur deux machines de 102 et 250 MVA. Les chercheurs de l'université de Queen en Ontario (détails dans [33 et 13]), de General Electric (GE) et Azuaje au Venezuela (détails dans [34]), ont tous démontré l'impact très limité d'un nombre d'encoches par pôle et par phase ( $NE_{pp}$ ) non entier. Les mesures à différentes positions successives, dans un axe donné, étaient presque similaires. Tous les chercheurs ont eu des difficultés de mesure aux très basses fréquences. Pour le positionnement, ils se sont contentés d'une tension minimale au lieu d'un nul parfait pour la tension du rotor. L'expérience sur le générateur de 25 MVA, à l'installation Fort Patrick Henry, a confirmé que les inductances opérationnelles sont très sensibles au niveau du bruit dans le signal (en variant le niveau de courant de magnétisation) et à la valeur de la résistance du stator. Le document du groupe de travail ne met pas beaucoup d'emphase sur la précision des paramètres standards obtenus. À part, Azuaje qui a eu des résultats proches des valeurs du manufacturier, le peu de chercheurs qui ont pris le soin de se comparer avec les paramètres standards déjà disponibles, ont eu des résultats peu concluants. Chez Hydro-Québec, un essai SSFR a été conduit en 1996 par M. Pilote sur une machine de 6 MVA à Drummondville. Dans le rapport de traitement et d'analyse [6], Kamwa formule les principales recommandations pour améliorer les mesures SSFR. Il attribue la grande dispersion dans les mesures, aux très basses fréquences, aux réglages et caractéristiques modestes, de point de vue précision, de l'analyseur utilisé.

La présente recherche, profitant des connaissances acquises avec les expériences précédentes, aspire à des résultats plus concluants et surtout plus détaillés.

## CHAPITRE 2 CADRE THÉORIQUE

Les résistances et inductances des différents enroulements du stator et du rotor apparaissent directement dans les équations électriques et magnétiques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone en régime dynamique dans les axes-d et q.

Ces paramètres physiques «R-L» ne peuvent être déduits directement à partir de mesures relevées sur la machine. Généralement ils sont dérivés à partir d'autres variables plus faciles à mesurer, lorsque la machine est dans une configuration donnée.

L'étude théorique présentée dans les sous sections qui suivent, est tirée du livre de Kundur [35].

### 2.1 Paramètres opérationnels

Les variables mesurables, au stator et au rotor, sont liées par un système d'équations utilisant les paramètres opérationnels. Ces derniers, par un autre système d'équations, permettent de trouver les résistances et réactances des enroulements de la machine. Les équations du flux du stator sont comme suit :

$$\begin{aligned}\Delta\Psi_d(s) &= G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s)\Delta i_d(s) \\ \Delta\Psi_q(s) &= -L_q(s)\Delta i_q(s)\end{aligned}\tag{2.1}$$

Avec :

$s$  Opérateur de Laplace

$\Delta$  Variation ou perturbation

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

$G(s)$  Fonction de transfert du stator vers le rotor. C'est le ratio de la transformée de Laplace du flux du stator de l'axe direct sur la transformée de Laplace de la tension du rotor lorsque le stator est à circuit ouvert.

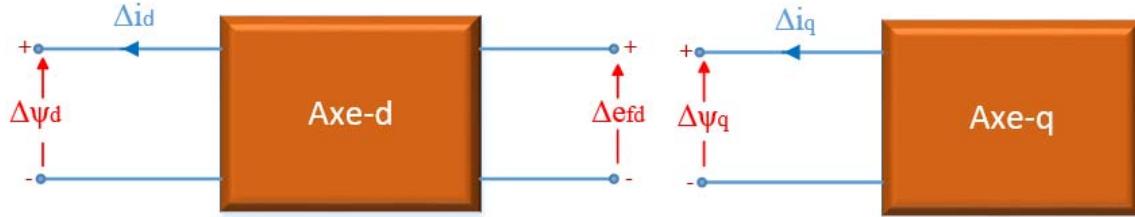


Figure 2-1 : quadripôle de l'axe-d et dipôle de l'axe-q

Les paramètres opérationnels peuvent être calculés avec les données de conception ou mesurés avec l'essai SSFR. Les deux inductances opérationnelles  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  peuvent être écrites sous la forme d'un ratio de deux polynômes en «s». L'ordre des numérateurs et des dénominateurs est identique au nombre de circuits considérés pour le rotor dans les deux axes.

La Figure 2.2 présente le modèle 2-2, ayant deux circuits représentant le rotor sur chacun des deux axes. Pour simplifier les équations, les inductances mutuelles entre les enroulements inducteur et amortisseur et entre ces derniers et l'enroulement de l'induit, ont été considérées égales dans l'axe-d:  $L_{f1d} = L_{ad}$ .

Avec cette hypothèse simplificatrice, les équations du flux dans l'axe-d s'obtiennent:

$$\begin{aligned}\Psi_d(s) &= -L_d i_d(s) + L_{ad} i_{fd}(s) + L_{ad} i_{1d}(s) \\ \Psi_{fd}(s) &= -L_{ad} i_d(s) + L_{ffd} i_{fd}(s) + L_{ad} i_{1d}(s) \\ \Psi_{1d}(s) &= -L_{ad} i_d(s) + L_{ad} i_{fd}(s) + L_{11d} i_{1d}(s)\end{aligned}\tag{2.2}$$

Les équations des tensions rotor:

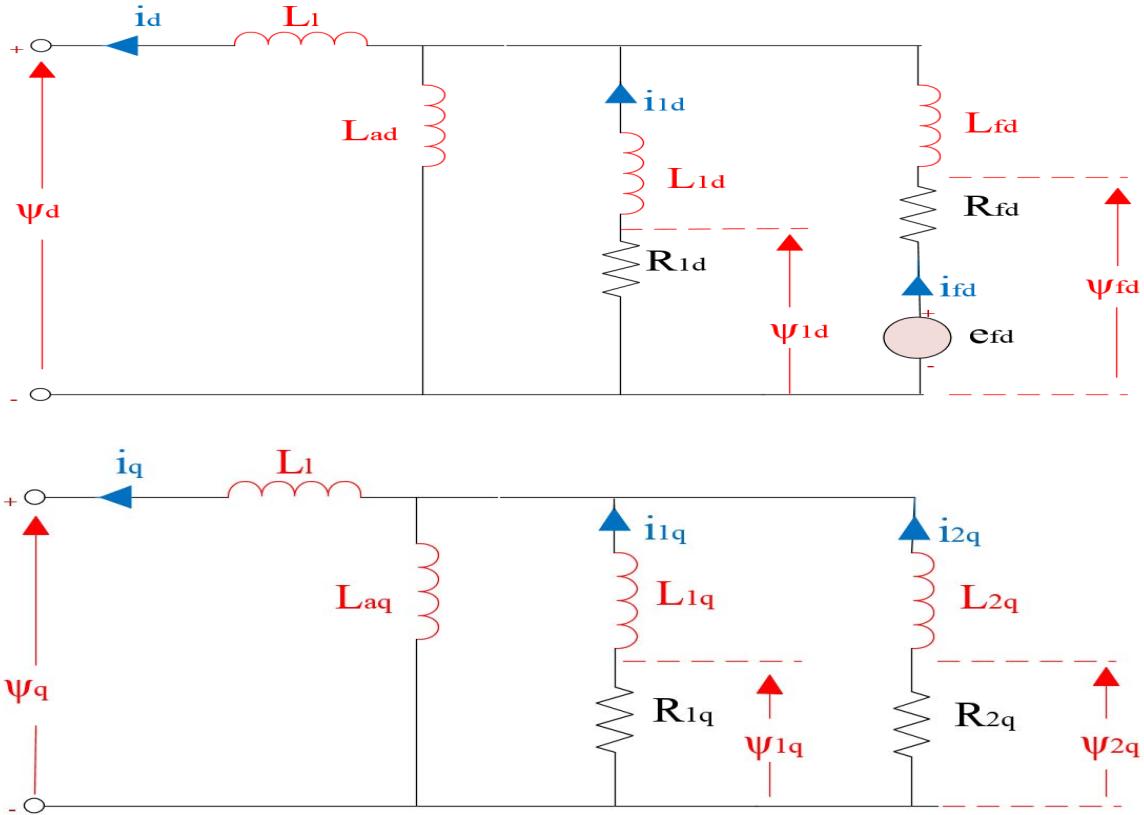
$$\begin{aligned}e_{fd}(s) &= s\Psi_{fd}(s) - \Psi_{fd}(0) + R_{fd} i_{fd}(s) \\ 0 &= s\Psi_{1d}(s) - \Psi_{1d}(0) + R_{1d} i_{1d}(s)\end{aligned}\tag{2.3}$$

Avec  $\Psi_{fd}(0)$  et  $\Psi_{1d}(0)$  les valeurs initiales du flux.

En introduisant la notion de variation par rapport aux conditions initiales, ces dernières seront éliminées des formules. Ainsi, les équations (2.3) deviennent, après remplacement des flux par leur expression en fonction des courants :

$$\begin{aligned}\Delta e_{fd}(s) &= s\Delta\Psi_{fd}(s) + R_{fd}\Delta i_{fd}(s) \\ &= -sL_{ad}\Delta i_d(s) + (R_{fd} + sL_{ffd})\Delta i_{fd}(s) + sL_{ad}\Delta i_{1d}(s)\end{aligned}\quad (2.4)$$

$$\begin{aligned}0 &= s\Delta\Psi_{1d}(s) + R_{1d}\Delta i_{fd}(s) + R_{1d}\Delta i_{1d}(s) \\ &= -sL_{ad}\Delta i_d(s) + sL_{ad}\Delta i_{fd}(s) + (R_{1d} + sL_{11d})\Delta i_{1d}(s)\end{aligned}\quad (2.5)$$



**Figure 2-2 : Circuit équivalent d'ordre 2-2, dans les axes-d et q**

Des équations (2.4) et (2.5):

$$\Delta i_{fd}(s) = \frac{1}{D(s)} [(R_{1d} + sL_{11d})\Delta e_{fd}(s) + sL_{ad}(R_{fd} + sL_{ffd})\Delta i_d(s)] \quad (2.6)$$

$$\Delta i_{1d}(s) = \frac{1}{D(s)} [-sL_{ad}\Delta e_{fd}(s) + sL_{ad}(R_{fd} + sL_{ffd})\Delta i_d(s)] \quad (2.7)$$

$$\text{Avec: } D(s) = s^2(L_{11d}L_{ffd} - L_{ad}^2) + s(L_{11d}R_{fd} + L_{ffd}R_{1d}) + R_{1d}R_{fd} \quad (2.8)$$

$$\text{et: } L_d = L_{ad} + L_l \quad L_{ffd} = L_{ad} + L_{fd} \quad L_{11d} = L_{ad} + L_{1d}$$

En remplaçant les deux courants du rotor  $\Delta i_{fd}(s)$  et  $\Delta i_{ld}(s)$  dans les équations (2.2) par leur expression de (2.6) et (2.7), l'équation (2.9) sera obtenue:

$$\Delta\Psi_d(s) = G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s)\Delta i_d(s) \quad (2.9)$$

Avec :  $L_d(s) = L_d \frac{1 + (T_4 + T_5)s + T_4 T_6 s^2}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2}$  (2.10) et  $G(s) = G_o \frac{(1 + sT_{kd})}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2}$  (2.11)

Les paramètres et les constantes de temps sont reliées aux éléments équivalents par :

$$\begin{aligned} G_o &= \frac{L_{ad}}{R_{fd}} & T_{kd} &= \frac{L_{ld}}{R_{ld}} \\ T_1 &= \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}} & T_2 &= \frac{L_{ad} + L_{ld}}{R_{ld}} \\ T_3 &= \frac{1}{R_{ld}}(L_{ld} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}) & T_4 &= \frac{1}{R_{fd}}(L_{fd} + \frac{L_{ad}L_1}{L_{ad} + L_1}) \\ T_5 &= \frac{1}{R_{ld}}(L_{ld} + \frac{L_{ad}L_1}{L_{ad} + L_1}) & T_6 &= \frac{1}{R_{ld}}(L_{ld} + \frac{L_{ad}L_{fd}L_1}{L_{ad}L_1 + L_{ad}L_{fd} + L_{fd}L_1}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Toutes les inductances et résistances sont en p.u et les constantes de temps sont en radian. La forme factorielle de (2.10) et (2.11) s'écrit:

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + sT'_d)(1 + sT''_d)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \quad (2.13) \quad \text{et} \quad G(s) = G_o \frac{(1 + sT_{kd})}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \quad (2.14)$$

La même démarche permet d'obtenir l'inductance opérationnelle de l'axe-q:

$$L_q(s) = L_q \frac{(1 + sT'_q)(1 + sT''_q)}{(1 + sT'_{qo})(1 + sT''_{qo})} \quad (2.15)$$

$T'_d, T''_d, T'_q, T''_q$  et  $T'_{do}, T''_{do}$  sont les constantes de temps standards de l'axe-d.  $T'_q, T''_q, T'_{qo}$  et  $T''_{qo}$  celles de l'axe-q.

Dans la prochaine section, il sera question de trouver les relations entre les constantes de temps standards et les constantes de temps  $T_1, T_2, \dots, T_6$  et  $T_{kd}$  ou en d'autres termes avec les éléments équivalents «R-L» du modèle.

## 2.2 Paramètres standards

Il a été vu à la section précédente que:

$$(1+sT_d')(1+sT_d'') = 1 + (T_4 + T_5)s + T_4 T_6 s^2 \quad (2.16)$$

$$(1+sT_{do}')(1+sT_{do}'') = 1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2 \quad (2.17)$$

Il est donc possible de trouver les expressions analytiques exactes des quatre constantes de temps. Cependant, en adoptant quelques simplifications, les expressions peuvent être plus simples.

### 2.2.1 Définitions classiques des paramètres standards

Considérant que  $R_{1d}$  est très supérieure à  $R_{fd}$ , il est possible, d'une part de négliger  $T_2$  et  $T_3$  devant  $T_1$  puis  $T_5$  et  $T_6$  devant  $T_4$  d'autre part. Les équations (2.16) et (2.17) deviennent donc:

$$(1+sT_d')(1+sT_d'') \approx (1+sT_4)(1+sT_6) \quad (2.18)$$

$$(1+sT_{do}')(1+sT_{do}'') \approx (1+sT_1)(1+sT_3) \quad (2.19)$$

Ce qui mène aux approximations classiques des quatre constantes de temps:

$$T_{do}' \approx T_1 \quad T_{do}'' \approx T_3 \quad T_d' \approx T_4 \quad T_d'' \approx T_6 \quad (2.20)$$

Nous avons assumé dans les expressions précédentes, les points suivants:

- Pour  $T_{do}'$  (constante de temps transitoire de l'induit à circuit-ouvert). Le couplage magnétique entre le circuit inducteur et celui de l'amortisseur est négligé ( $R_{1d}=\infty$ ).
- Pour  $T_{do}''$  (constante de temps sous-transitoire de l'induit à circuit-ouvert). La résistance du rotor est considérée nulle en régime sous-transitoire ( $R_{fd}=0$ ).

Maintenant, il reste à définir les inductances standards, toujours dans la forme classique, à partir des paramètres opérationnels. L'équation (2.13), en régime permanent, donne l'inductance synchrone dans l'axe-d:

$$L_d(0) = L_d \quad (2.21)$$

L'inductance subtransitoire de l'axe-d, s'obtient dans le cas d'une variation très rapide, ce qui se traduit par un «s» tendant vers l'infini :

$$L_d'' = L_d(\infty) = L_d \left( \frac{T_d' T_d''}{T_{do} T_{do}'} \right) \quad (2.22)$$

En absence de l'enroulement amortisseur, l'expression (2.22) se réduit à :

$$L_d' = L_d(\infty) = L_d \left( \frac{T_d'}{T_{do}} \right) \quad (2.23)$$

Ce qui correspond à l'inductance transitoire de l'axe-d.

Les deux inductances précédentes exprimées en fonction des éléments équivalents (résistances et inductances), s'obtiennent en utilisant les équations (2.20) puis (2.12) :

$$L_d'' = L_l + \frac{L_{ad} L_{fd} L_{1d}}{L_{ad} L_{fd} + L_{ad} L_{1d} + L_{fd} L_{1d}} \quad (2.24) \quad \text{et} \quad L_d' = L_l + \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \quad (2.25)$$

Pour l'axe-q, le même raisonnement conduit aux expressions ci-dessous:

$$T_{qo}' = \frac{L_{aq} + L_{1q}}{R_{1q}} \quad (2.26) \quad \text{et} \quad T_{qo}'' = \frac{1}{R_{2q}} \left( L_{2q} + \frac{L_{aq} L_{1q}}{L_{aq} + L_{1q}} \right) \quad (2.27)$$

Les inductances sous transitoires et transitoires sont:

$$L_q'' = L_l + \frac{L_{aq} L_{1q} L_{2q}}{L_{aq} L_{1q} + L_{aq} L_{2q} + L_{1q} L_{2q}} \quad (2.28) \quad \text{et} \quad L_q' = L_l + \frac{L_{aq} L_{1q}}{L_{aq} + L_{1q}} \quad (2.29)$$

L'inductance synchrone est la valeur de  $L_q(s)$  en régime permanent. Elle correspond à  $L_q$ .

L'expérience a montré que les paramètres standards, dérivés à partir des formules précédentes, ne peuvent être proches de ceux mesurés expérimentalement que quand  $R_{1d}$  et  $R_{2q}$  sont largement supérieures à  $R_{fd}$  et  $R_{1q}$  respectivement [30]. Ceci n'est pas toujours le cas. Ce problème est encore plus accentué pour les paramètres de l'axe-q, étant donné que les résistances des 2 circuits amortisseurs (de cet axe), ne sont pas très différentes.

## 2.2.2 Expressions exactes des paramètres standards

Les solutions exactes de  $T_d'$ ,  $T_d''$ ,  $T_{do}'$  et  $T_{do}''$  sont données par les zéros et pôles de  $L_d(s)$ . Ainsi de (2.16) et (2.17), on aura :

$$T_{do}' = T_1 + T_2 \quad T_{do}'' = \frac{T_1 T_3}{T_1 + T_2} \quad T_d' = T_4 + T_5 \quad T_d'' = \frac{T_4 T_6}{T_4 + T_5} \quad (2.30)$$

Les inductances transitoires et subtransitoires sont obtenues en remplaçant les constantes de temps précédentes par leur valeur dans (2.22) et (2.23) :

$$L_d'' = L_d \left( \frac{T_4 T_6}{T_1 T_3} \right) \quad (2.31)$$

En absence de l'enroulement amortisseur, l'expression (2.22) se réduit à :

$$L_d' = L_d \left( \frac{T_4 + T_5}{T_1 + T_2} \right) \quad (2.32)$$

Il importe de rappeler que ces équations sont valides pour le circuit équivalent, considérant deux circuits du rotor dans chaque axe, avec des inductances mutuelles égales entre circuit du stator et ceux du rotor. Pour le cas général, où les inductances différentielles sont considérées non nulles, la démarche d'obtention des paramètres standards, à partir des paramètres opérationnels mesurés, est celle décrite au chapitre 7 de la norme IEEE 1110. La sous-section suivante expose le principe de ladite méthode.

## 2.2.3 Détermination des paramètres standards selon la norme IEEE 1110

I. Kamwa, auteur du chapitre 7 de la norme IEEE 1110, précise qu'il existe essentiellement deux approches pour déterminer les paramètres standards à partir des mesures SSFR (ou encore inductances opérationnelles):

**Approche 1** : Pour Canay [36], EPRI [37] et d'autres, les constantes de temps et les réactances standards sont déterminées directement à partir des mesures SSFR. Les éléments équivalents «R-L» sont ensuite déduits par des formules analytiques comme celles de l'annexe E de la norme IEEE 1110.

**Approche 2 :** Kamwa et al. [38], Tsai et al. [39] proposent de déterminer d'abord les éléments équivalents à partir des mesures SSFR. Ensuite déduire les paramètres standards via des méthodes numériques ou des formules analytiques.

Pour Kamwa, chaque approche à ses avantages et ses inconvénients. Dans le présent travail, la démarche suivie sera celle suggérée par Kamwa au chapitre 12 du standard IEEE 115-2009.

Pour un modèle 3.3, le principe de la démarche est comme suit:

**Étape 1 :** Déterminer les éléments  $L_{ad}(0)$ ,  $N_{afd}(0)$ ,  $R_{fd}$  dans l'axe-d et  $L_{aq}(0)$  dans l'axe-q, par analyse des asymptotes à l'origine des quatre fonctions de transfert mesurées:  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$ ,  $L_{afo}(s)$  et  $L_q(s)$ . La valeur du manufacturier est retenue pour  $L_1$ .

**Étape 2 :**

- Pour l'axe-d, ajuster les éléments inconnus,  $[L_{f1d} \ L_{f2d} \ L_{fd} \ L_{1d} \ L_{2d} \ R_{1d} \ R_{2d}]$  du circuit équivalent, pour reproduire les mesures des deux fonctions de transfert normalisées  $L_d(s)$  et  $sG(s)$  et ce dans l'intervalle 1mHz-100Hz. Pour y arriver, Kamwa dans [40] a utilisé la méthode du Maximum de Vraisemblance (MLE). Un coefficient de pondération est appliqué à chaque point de l'intervalle de fréquence afin de prioriser la concordance dans l'intervalle 0,5Hz à 5Hz. De la même façon, une priorité maximale est accordée à  $L_d(s)$  au dépend de  $sG(s)$  puisque c'est essentiellement l'interaction alternateur-réseau (vu du côté du stator) qui est intéressante dans la majorité des études. Une approche, encore plus rigoureuse, consiste à approximer simultanément, tout en appliquant des coefficients de pondération appropriés, les trois fonctions de transfert  $L_d(s)$ ,  $sG(s)$  et  $L_{afo}(s)$ .
- Pour l'axe-q, il faut ajuster les éléments inconnus  $[L_{1q} \ L_{2q} \ L_{3q} \ R_{1q} \ R_{2q} \ R_{3q}]$ , de manière à reproduire la seule fonction mesurée puis normalisée ( $L_q(s)$ ).

**Étape 3 :** Changer la valeur de  $L_{ad}(0)$  par celle obtenue à partir des essais de caractéristiques à circuit-ouvert et en court-circuit du chapitre 4 de la norme IEEE 115. L'analyste jugera du

coefficient de correction à appliquer sur  $L_{aq}(0)$ . La résistance du rotor ( $R_{fd}$ ) est ramenée à la température de fonctionnement en charge de 75°C.

**Étape 4 :** Passer des éléments équivalents «R-L», aux paramètres standards [ $T_d^{'}, T_d^{''}, T_d^{'''}, T_{do}^{'}, T_{do}^{''}, L_d^{'}, L_d^{''}, L_d^{'''}, T_q^{'}, T_q^{''}, T_q^{'''}, T_{qo}^{'}, T_{qo}^{''}, L_q^{'}, L_q^{''}, L_q^{'''}$ ]. Kamwa précise que pour deux branches et plus au rotor, les équations analytiques pour dériver les constantes de temps standards ne sont qu'approximatives. Kamwa et Farzaneh [41] ont résolu ce problème avec une méthode numérique basée sur la description en modèle d'état des équations de la machine à l'arrêt. Les deux chercheurs calculent ensuite les inductances standards en décomposant en fractions partielles les inductances opérationnelles, selon les formules 2.33 et 2.34.

$$\frac{1}{L_d(s)} = \frac{1}{L_{ad} + L_l} + \left( \frac{1}{L_d^{'}} - \frac{1}{L_{ad} + L_l} \right) \frac{sT_d^{'}}{1 + sT_d^{'}} + \left( \frac{1}{L_d^{''}} - \frac{1}{L_d^{'}} \right) \frac{sT_d^{''}}{1 + sT_d^{''}} + \left( \frac{1}{L_d^{'''}} - \frac{1}{L_d^{''}} \right) \frac{sT_d^{'''}}{1 + sT_d^{'''}} \quad (2.33)$$

$$\frac{1}{L_q(s)} = \frac{1}{L_{aq} + L_l} + \left( \frac{1}{L_q^{'}} - \frac{1}{L_{aq} + L_l} \right) \frac{sT_q^{'}}{1 + sT_q^{'}} + \left( \frac{1}{L_q^{''}} - \frac{1}{L_q^{'}} \right) \frac{sT_q^{''}}{1 + sT_q^{''}} + \left( \frac{1}{L_q^{'''}} - \frac{1}{L_q^{''}} \right) \frac{sT_q^{'''}}{1 + sT_q^{'''}} \quad (2.34)$$

Excepté quelques retouches mineures, les quatre étapes précédentes sont adoptées pour dériver les paramètres standards de la machine. Aux étapes 2 et 4, l'auteur préfère procéder ainsi :

a- La méthode MLE sera utilisée pour l'approximation simultanée des deux fonctions de transfert ( $L_d(s)$  et  $sG(s)$  en amplitude et en angle). Il est connu que pour cette méthode, la convergence est très dépendante du vecteur solution initiale. Pour avoir une meilleure estimation de ce dernier, l'auteur préfère appliquer l'approche 1, de la sous-section 2.2.3, puisque facile à conduire. Ensuite l'approche 2 est appliquée avec le vecteur solution initiale «R-L» déterminé.

b- Pour l'étape 4, les constantes de temps standards seront obtenues à partir des éléments équivalents, en utilisant le calcul symbolique de Matlab. Cela consiste à écrire les deux fonctions de transfert en fonction des éléments équivalents et ce sans aucune forme d'approximation. Avec les valeurs numériques de «R-L» trouvées à l'étape 2 et corrigées à l'étape 3, les constantes de temps standards sont déduites par factorisation du numérateur et dénominateur des deux fonctions. La décomposition en fractions partielles est utilisée ensuite pour obtenir les réactances standards.

## CHAPITRE 3 ALIGNEMENT DU ROTOR ET MESURES

### 3.1 Caractéristiques de l'alternateur

Les caractéristiques principales de l'alternateur sont :

- Puissance nominale (eau de refroidissement à 20°C) 285 MVA
- Puissance maximale (eau de refroidissement à 5°C) 307 MVA
- Facteur de puissance nominal surexcité 0,90
- Tension nominale entre phases/ Fréquence nominale 13,8 kV/60 Hz
- Nombre de phases / Connexion 3/ Étoile
- Vitesse de rotation nominale 100 tr/min
- Nombre de pôles /Nombre d'encoches 72 / 648
- Nombre de barres amortisseurs par pôle 5

Les barreaux amortisseurs en cuivre, sont raccordés aux plaques polaires aux extrémités d'un pôle. Ils sont reliés électriquement aux amortisseurs des pôles adjacents à travers la masse polaire et la jante du rotor.

Un simple calcul montre que le nombre d'encoches par phase et par pôle est un nombre entier ( $NE_{pp}=3$ ). Il est donc légitime de s'attendre à une relative facilité lors du positionnement du rotor selon les deux axes. En effet, vu que les pôles (ou entre-pôles) sont tous alignés de la même façon avec la force magnétomotrice du stator, les chances sont grandes d'avoir une tension nulle au rotor, lors du positionnement.

### 3.2 Positionnement selon les deux axes : direct et en quadrature

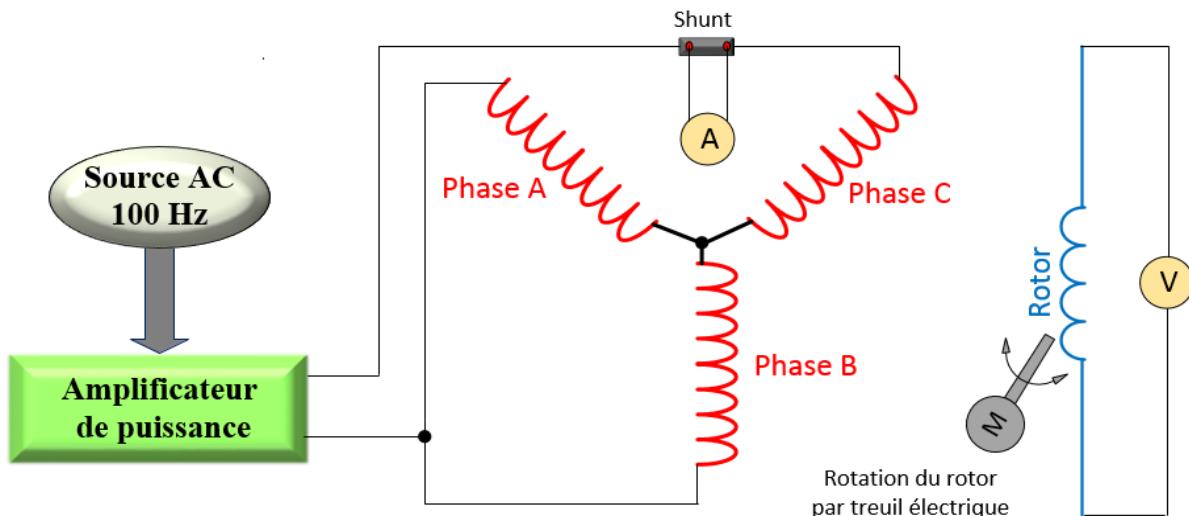
Le positionnement selon les deux axes-d et q est effectué selon les recommandations de la norme IEEE 115-2009. Les Figures 3.1 et 3.2 présentent les branchements réalisés selon les deux cas.

Un tire-fort électrique est utilisé pour tourner le rotor. L'ajustement de précision est effectué en s'accostant sur le câble du tire-fort. L'injection d'huile aux paliers est arrêtée et les freins appliqués, lorsque la tension minimale au rotor est obtenue. Une deuxième mesure de cette tension est conduite pour s'assurer que la position n'a pas été altérée par l'application des freins.

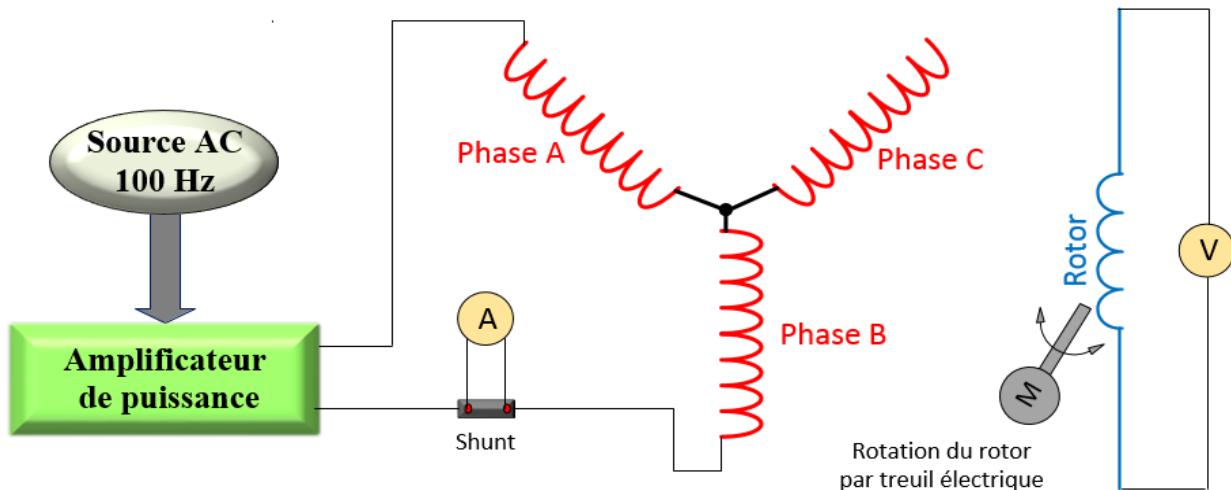
Le tableau 3.1 montre les valeurs maximale et minimale, obtenues pour chaque alignement. Avec la pollution électromagnétique qui sévit dans une centrale électrique, il est raisonnable de négliger les valeurs minimales obtenues. De ce fait, L'alignement selon les deux axes est adéquat.

**Tableau 3.1 : Tensions mesurées lors du positionnement du rotor**

Axe	Courant stator (A RMS)	Tension rotor (V ou mV)	
		Maximale (V)	Minimale (mV)
d	27,2	12,1	127
q	11	32,7	62



**Figure 3.1 : Alignement du rotor dans l'axe-d**



**Figure 3.2 : Alignement du rotor dans l'axe-q**

### 3.3 Mesures dans l'axe direct

Le branchement de la Figure 3.3 est effectué pour relever successivement les deux fonctions de transfert :  $Z_d(s)$  et  $sG(s)$ . Pour la mesure de  $Z_{afo}(s)$ , le court-circuit du rotor est enlevé.

- Impédance d'entrée  $Z_d(s)$  :

$$Z_d(s) = -\frac{1}{2} \frac{\Delta V_{arm}(s)}{\Delta I_{arm}(s)} \text{ en } \Omega$$

- Fonction de transfert rotor-stator  $sG(s)$  :

$$sG(s) = \frac{\Delta I_{fd}(s)}{\Delta I_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{4}} \frac{\Delta I_{fd}(s)}{\Delta I_{arm}(s)} \text{ en } \frac{A}{A}$$

- Impédance de transfert  $Z_{afo}(s)$  :

$$Z_{afo}(s) = \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta I_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{4}} \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta I_{arm}(s)} \text{ en } \Omega$$

Avec:  $V_{arm}(s)$  : Tension du stator entre les bornes A et B

$I_{arm}(s)$  : Courant du stator circulant entre les phases A et B

$I_{fd}(s)$  : Courant du rotor

$e_{fd}(s)$  : Tension aux bornes du rotor

### 3.4 Mesures dans l'axe transversal

Le branchement de la Figure 3.3 reste valable pour la mesure de la seule fonction de transfert de l'axe transversal. Cependant, il faut au préalable tourner le rotor pour l'aligner selon l'axe en quadrature «q» et enlever le court-circuit à ses bornes (normalement sans effet).

- Impédance d'entrée  $Z_q(s)$  :

$$Z_q(s) = -\frac{1}{2} \frac{\Delta V_{arm}(s)}{\Delta I_{arm}(s)} \text{ en } \Omega$$

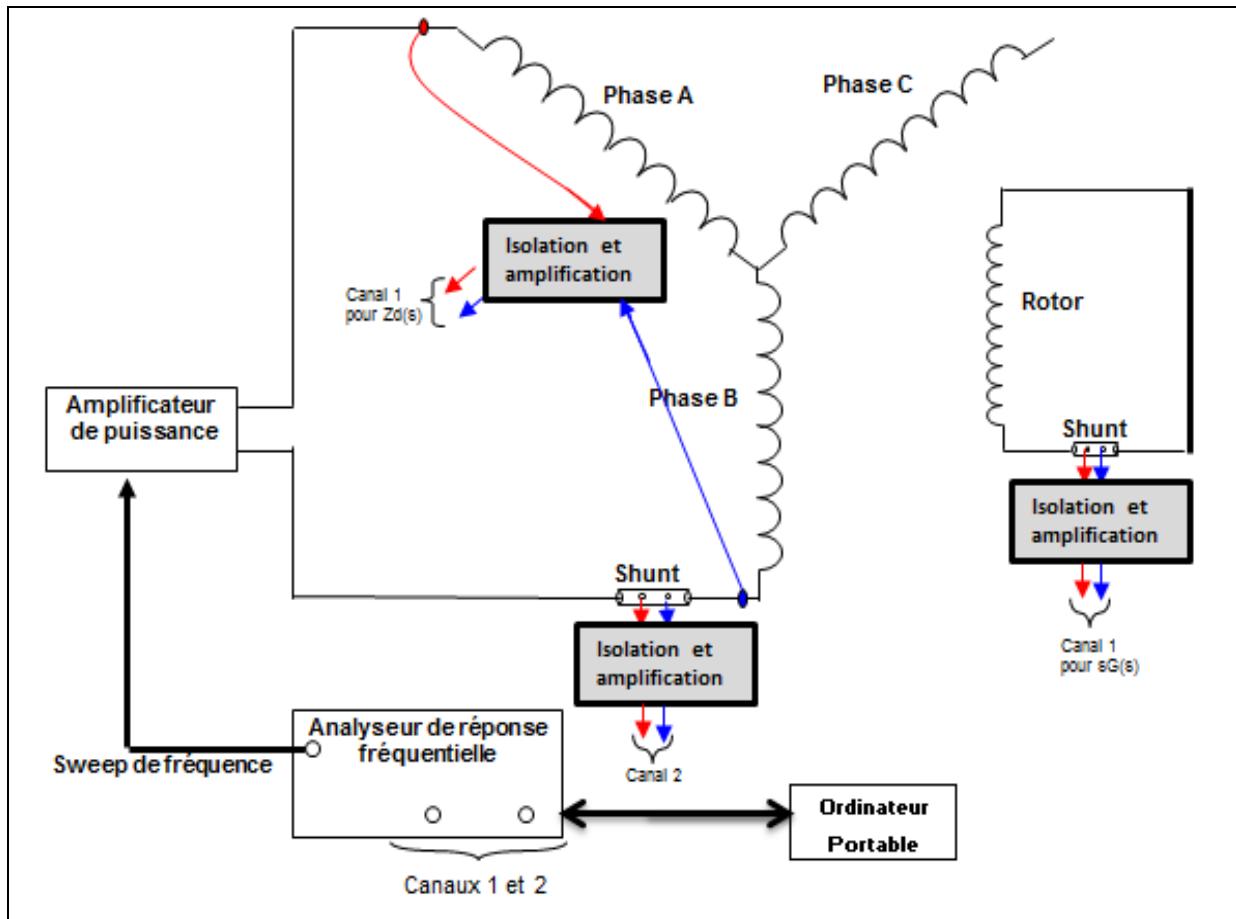


Figure 3.3 : Schéma de montage pour la mesure de  $Z_d(s)$  et  $sG(s)$

Notes:

- L'*analyseur de réponse fréquentielle* utilisé, a une précision de  $0,02dB$  pour le gain et  $0,02^\circ$  pour la phase et ce sur la plage  $1mHz-1kHz$ . Les entrées de mesure sont différentielles avec une tension maximale de  $100 Vpeak$ .
- L'*amplificateur de puissance* est ajusté de manière à avoir un courant de sortie constant sur la plage  $1mHz-20Hz$
- Les réponses fréquentielles des modules d'*isolation et d'amplification* sont prises en compte lors de la détermination des fonctions de transfert SSFR.
- L'*ordinateur portable* commande l'*analyseur de réponse fréquentielle* et enregistre les données mesurées.

### 3.5 Intervalles de fréquence et points de mesure

Dans la plage 1mHz à 20Hz, le courant de magnétisation du stator a été gardé constant, à la valeur maximale permise par l'amplificateur (40,9 A crête). Ce dernier a donc été configuré en mode courant. Au-delà de 20Hz, la tension de sortie du générateur de l'analyseur de réponse fréquentielle (FRA) a été revue à la baisse pour ne pas dépasser la puissance ou la tension maximale de l'amplificateur de puissance.

Le découpage sur plusieurs intervalles de mesure (voir tableau 3.2) visait une utilisation optimale des échelles offerts par les modules amplificateurs et l'usage au minimum du diviseur résistif sur la tension du rotor (lors de  $Z_{afo}(s)$ ). Les quatre fonctions de transfert mesurées, ont été corrigées afin de tenir compte de la réponse fréquentielle (gain et phase) des modules amplificateurs et du diviseur résistif quand celui-ci est utilisé sur la tension du rotor.

**Tableau 3.2 : Intervalles de mesure et configuration de l'analyseur de réponse fréquentielle.**

Fonction de Transfert	Istator RMS	Plage de fréquence	Nombre de points	Nombre de cycles par point	Durée
$Z_d(s)$	28,9	1mHz- 1Hz	45	5	12h:30
	28,9	1Hz- 20Hz	40	10	0h:10
	14,3	20Hz-500Hz	40	10	
	9,7	500Hz-1000Hz	40	10	
$sG(s)$	28,9	1mHz- 1Hz	45	5	12h:30
	28,9	1Hz- 20Hz	40	10	0h:10
	14,3	20Hz-500Hz	40	10	
	9,7	500Hz-1000Hz	40	10	
$Z_{afo}(s)$	28,9	2.5mHz-20mHz	21	5	7h :55
	28,9	20mHz-1Hz	26	5	1h :00
	28,9	1Hz-20Hz	40	10	0h:10
	10	20Hz-500Hz	40	10	
	5,6	500Hz-1000Hz	40	10	
$Z_q(s)$	28,9	1mHz-100mHz	29	5	?
	28,9	100mHz-1Hz	32	5	0h :15
	28,9	1Hz-20Hz	40	10	0h:10
	14,3	20Hz-500Hz	40	10	
	9,7	500Hz-1000Hz	40	10	

## CHAPITRE 4 MODÉLISATION LINÉAIRE DE L'ALTERNATEUR

### 4.1 Circuits équivalents

Le modèle 3.3 de la Figure 4.1, extrait de la table 1 de la norme IEEE 1110-2002, a été choisi pour la modélisation de l'alternateur. Trois branches «RL» apparaissent dans les axes-d et q de la machine. Les deux inductances différentielles de fuite ( $L_{f1d}$  et  $L_{f2d}$ ) sont ajoutées dans le modèle pour tenir compte des flux de fuite communs entre l'inducteur et les deux amortisseurs. Ce choix de structure rendant l'analyse plus complexe, permet toutefois une meilleure approximation des mesures SSFR sur le spectre 1mHz à 120Hz.

Les paramètres standards et circuit équivalent du modèle 2.1 (Figure 4.2), seront également fournis. Ce modèle est largement répandu pour la modélisation des machines à pôles saillants. Il sera vu plus tard, que l'axe transversal ne peut être représenté raisonnablement que par deux circuits amortisseurs au minimum.

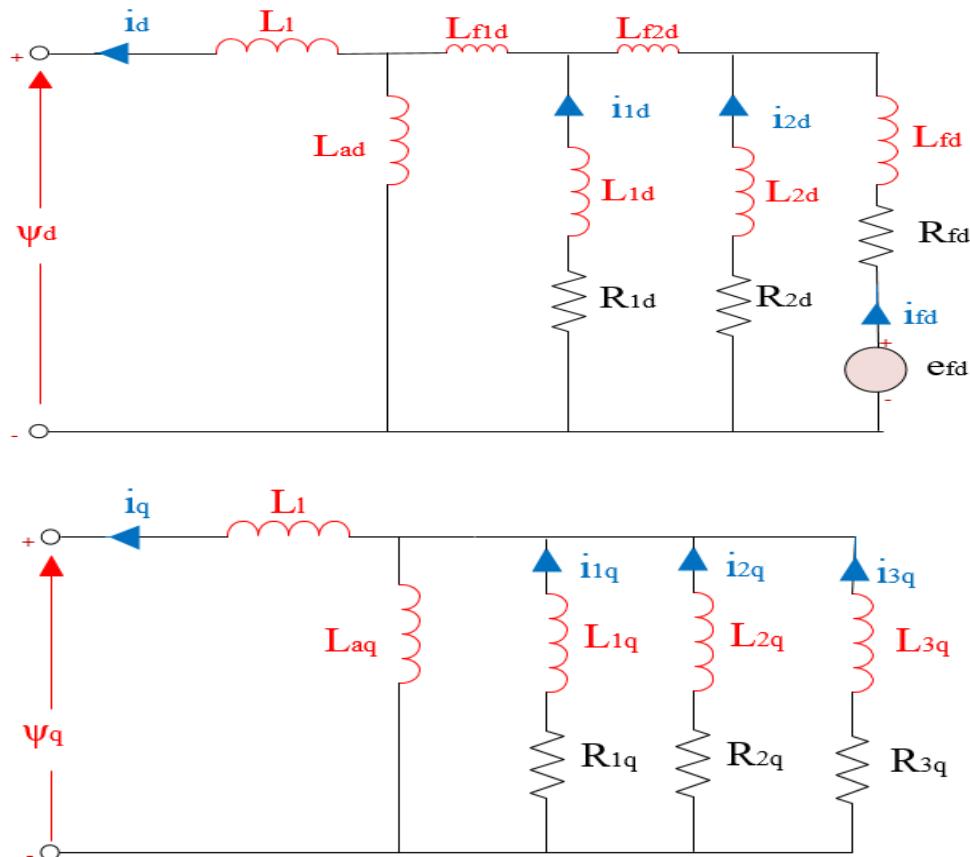


Figure 4.1 : Circuit équivalent 3.3 pour la modélisation de l'alternateur

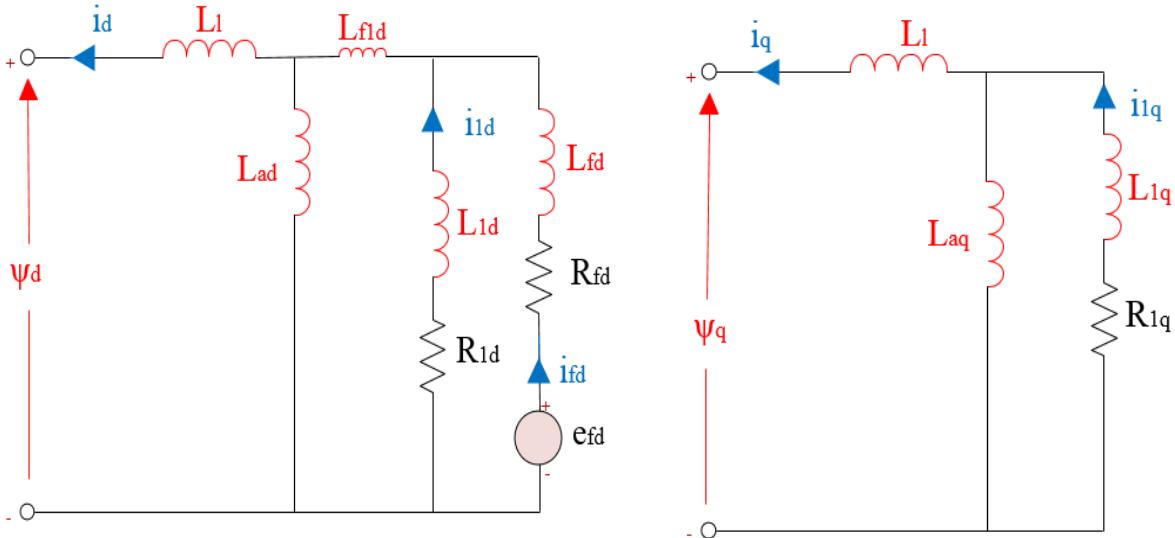


Figure 4.2 : Circuit équivalent 2.1 (Largement répandu pour les machines à pôles saillants)

## 4.2 Inductances opérationnelles

Les inductances opérationnelles et de transfert, du modèle 3.3, sont présentées à la norme IEEE 1110-2002 et ont les formes suivantes :

$$L_d(s) = (L_{ad} + L_l) \frac{(1+sT_{1d})(1+sT_{2d})(1+sT_{3d})}{(1+sT_{4d})(1+sT_{5d})(1+sT_{6d})} = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (4.1)$$

$$G(s) = \frac{(L_{ad} / \omega_{\text{rated}})}{R_{fd}} \frac{(1+sT_{7d})(1+sT_{8d})}{(1+sT_{4d})(1+sT_{5d})(1+sT_{6d})} = \frac{sG(s)}{s} \quad (4.2)$$

$$L_{afo}(s) = L_{ad} \frac{(1+sT_{7d})(1+sT_{8d})}{(1+sT_{11d})(1+sT_{12d})} = \frac{Z_{afo}(s)}{s} \quad (4.3)$$

$$L_q(s) = (L_{aq} + L_l) \frac{(1+sT_{1q})(1+sT_{2q})(1+sT_{3q})}{(1+sT_{4q})(1+sT_{5q})(1+sT_{6q})} = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \quad (4.4)$$

Où  $R_a$  et  $R_{fd}$  sont respectivement les résistances du stator et du rotor.

Les inductances opérationnelles et de transfert, du modèle 2.1 sont de la forme :

$$L_d(s) = (L_{ad} + L_l) \frac{(1+sT_{1d})(1+sT_{2d})}{(1+sT_{3d})(1+sT_{4d})} = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (4.5)$$

$$G(s) = \frac{(\text{L}_{\text{ad}} / \omega_{\text{rated}})}{\text{R}_{\text{fd}}} \frac{(1 + sT_{5d})}{(1 + sT_{3d})(1 + sT_{4d})} = \frac{sG(s)}{s} \quad (4.6)$$

$$L_{af0}(s) = L_{ad} \frac{(1 + sT_{5d})}{(1 + sT_{6d})} = \frac{Z_{af0}(s)}{s} \quad (4.7)$$

$$L_q(s) = (L_{aq} + L_l) \frac{(1 + sT_{1q})}{(1 + sT_{2q})} = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \quad (4.8)$$

### 4.3 Normalisation des grandeurs utilisées

Le système de base de Rankin [42], est utilisé pour ramener les paramètres du rotor vers le stator et calculer toutes les grandeurs physiques en valeurs unitaires (p.u). Ce système de base, appelé système réciproque, est comme suit :

$\omega_n = 2\pi 60$	Pulsation nominale en rad/sec
$V_{s\_base} = \sqrt{2/3} U_{ll}$	Tension de base du stator en kV {U <sub>ll</sub> : Tension ligne/ligne kV}
$Z_{base} = \frac{U_{ll}^2}{S_{base}}$	Impédance de base du stator en $\Omega$ {S <sub>base</sub> : Puissance en MVA}
$L_{base} = \frac{Z_{base}}{\omega_n}$	Inductance de base du stator en H
$I_{s\_base} = \frac{V_{s\_base}}{Z_{base}}$	Courant de base du stator en kA
$I_{f\_base} = I_{fg} (L_d - L_l)$	Courant de base du rotor en A {L <sub>d</sub> et L <sub>l</sub> sont en p.u}
$Z_{f\_base} = \frac{S_{base} \times 10^6}{I_{f\_base}^2}$	Impédance de base du rotor en $\Omega$
$V_{f\_base} = Z_{f\_base} \times I_{f\_base}$	Tension de base du rotor en V
$N_{nafd} = \frac{3}{2} \frac{I_{s\_base} \times 10^3}{I_{f\_base}}$	Rapport théorique du nombre de tours rotor/stator

Avec  $I_{fg}$  : Courant rotor en (A), correspondant à la tension nominale sur la droite d'entrefer.

Pour la machine étudiée:

$U_{ll}=13,8 \text{ kV(RMSLL)}$ ,  $S_{base} = 285 \text{ MVA}$ ,  $I_{fg}=1321 \text{ A}$ ,  $L_d=0,908 \text{ p.u}$ ,  $L_i=0,10 \text{ p.u}$  et  
 $\omega_n=377 \text{ rad/s}$

Les valeurs de base suivantes, pour le stator et le rotor, sont obtenues:

$$Z_{base}=0,668\Omega \quad L_{base}=1,77\text{mH} \quad V_{s\_base}=11,268\text{kV} \quad I_{s\_base}=16,868\text{kA}$$

$$I_{f\_base}=1067,4\text{A} \quad Z_{f\_base}=250,14\Omega \quad V_{f\_base}=267\text{kV} \quad N_{nafd}=23,7$$

## CHAPITRE 5 ÉLEMENTS ÉQUIVALENTS DU MODÈLE

### 5.1 Prétraitement des données

#### Résistance du stator

Avec les asymptotes à l'origine des impédances opérationnelles  $Z_d(s)$  et  $Z_q(s)$  (voir Figures b-1 et b-7 de l'annexe 2), la résistance du bobinage du stator est obtenue dans les deux axes.

**Tableau 5.1 : Résistance du stator aux très basses fréquences dans les deux axes-d et q**

Axe	Température du stator et fréquence de début	Résistance à l'origine en mΩ $R_{ai}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} \text{Réel}(Z_i(s))$ i = d ou q	Correction de la résistance en mΩ à 25°C	Valeur DC en mΩ à 25°C avec le pont de Kelvin
d	17,0 °C et 1mHz	1,379	1,423	1,413
q	17,2 °C et 1mHz	1,380	1,423	

La valeur calculée à l'origine et corrigée à 25°C est plus élevée de 0,7% par rapport à celle mesurée directement avec le pont de Kelvin.

#### Inductance opérationnelle à l'origine

Après avoir divisé les inductances  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  par l'inductance de base du stator, les valeurs à l'origine sont obtenues comme suit:

$$L_d(0) = \lim_{s \rightarrow 0} L_d(s) = 0,743 \text{ p.u} \quad \text{d'où} \quad L_{ad}(0) = L_d(0) - L_l = 0,643 \text{ p.u}$$

$$L_q(0) = \lim_{s \rightarrow 0} L_q(s) = 0,605 \text{ p.u} \quad \text{d'où} \quad L_{aq}(0) = L_q(0) - L_l = 0,505 \text{ p.u}$$

Sachant que l'inductance de fuite  $L_l$  vaut 0,10 p.u (valeur du manufacturier)

#### Rapport du nombre de tours rotor/stator

La fonction de transfert  $Z_{afo\_mes}(s)$  mesurée en V/A permet d'obtenir le rapport  $N_{nafid}$  :

$$N_{nafid}(0) = \frac{1}{sL_{ad}(0)} \lim_{s \rightarrow 0} Z_{afo\_mes}(s) = \frac{1}{s \times 0,643 \times 0,0017724} 0,02522 \times s = 22,13$$

Le rapport  $N_{nafid}$  théorique est de 23,7

#### Résistance du rotor

L'asymptote à l'origine de  $sG(s)$  permet d'obtenir la résistance du rotor  $R_{fd}$  comme suit :

$$R_{fd} = \frac{sL_{ad}(0)}{\lim_{s \rightarrow 0} \{sG(s)_{mes}\} \frac{2}{3} N_{afd}(0)} = \frac{s \times 0,643 \times 0,0017724}{s \times 0,1346 \times \frac{2}{3} \times 22,13} = 0,574 \text{ m}\Omega = 0,859 \times 10^{-3} \text{ p.u}$$

En ramenant  $R_{fd}$ , calculée précédemment, au secondaire (côté rotor), on aura :

$$R_{fd\_rotor} = \frac{2}{3} N_{afd}^2(0) \times R_{fd} = \frac{2}{3} 22,13^2 \times 0,574 = 187,40 \text{ m}\Omega$$

Au moment des mesures, la résistance du côté du rotor est la somme de :

a- La résistance du rotor et qui vaut 87,24 mΩ à 17°C.

(Puisque la valeur mesurée par le pont de Kelvin est de 90,02 mΩ à 25°C).

b- La résistance théorique de 100 mΩ du shunt de courant (1A/100mV), utilisé pour la mesure du courant du rotor, en plus de la résistance de 20cm du câble 4/0 AWG de court-circuit.

**La valeur de  $R_{fd}$ , issue de la mesure SSFR, est donc très précise.**

La valeur de  $R_{fd}$  inclut la résistance du shunt de mesure monté au rotor et qui vaut 100 mΩ. La vraie valeur  $R_{fd}$  est déduite de la mesure de précision avec le pont de Kelvin. Elle se calcule comme suit :

$$R_{rot} = 90,02 \text{ m}\Omega @ 25^\circ\text{C} \Rightarrow R_{rot} = 87,245 \text{ m}\Omega @ 17^\circ\text{C} \quad (17^\circ\text{C} : \text{Température lors de l'essai SSFR}).$$

$$R_{fd} = \frac{3}{2} \frac{1}{N_{nafd}^2(0)} R_{rot} \text{ ce qui donne } R_{fd} = 0,2672 \text{ m}\Omega @ 17^\circ\text{C} = 0,3999 \times 10^{-3} \text{ p.u} \\ = 0,3288 \text{ m}\Omega @ 75^\circ\text{C} = 0,4921 \times 10^{-3} \text{ p.u}$$

## 5.2 Identification préliminaire des éléments équivalents du modèle

Si on néglige les imperfections du modèle choisi, l'erreur entre les mesures SSFR et le modèle peut être approximée par une loi normale. Il est considéré que l'écart est principalement dû au bruit gaussien affectant les mesures et qui se caractérise par une valeur moyenne nulle. Cette approche, bien expliquée aux références [40 et 43], justifie le recours à la méthode statistique de

Maximum de Vraisemblance (MLE). La meilleure estimation des paramètres «R-L» est obtenue, lorsque le minimum absolu est obtenu pour la fonction de coût, calculée en 5.3.1.

Pour converger en une solution adéquate, la méthode MLE nécessite un vecteur de paramètres initiaux, assez raisonnable à son initialisation. Les sous sections 5.2.1 et 5.2.2 sont réservées au calcul de ce vecteur solution initiale.

### **5.2.1 Constantes de temps SSFR des quatre fonctions de transfert**

La recherche des constantes de temps des fonctions de transfert, approximant les quatre réponses fréquentielles, doit respecter les contraintes suivantes :

- Conservation des valeurs trouvées précédemment:  $L_{ad}(0)$ ,  $L_{aq}(0)$  et  $R_{fd}(0,859 \times 10^{-3}$  p.u)
- $L_d(s)$  et  $G(s)$  doivent avoir les mêmes pôles.
- $G(s)$  et  $L_{afo}(s)$  doivent avoir les mêmes zéros.

Avec Matlab [44], la méthode des moindres carrés est utilisée pour l'ajustement des formules théoriques des inductances aux courbes mesurées. Le processus est comme suit :

a- Ajuster la formule de  $L_d(s)$  (ordres 3 et 2) à celle équivalente normalisée issue de la mesure.

La seule contrainte imposée est la valeur de  $L_d(0)$ . Pour l'ajustement, un poids de 100% est accordé à l'intervalle [1mHz-250Hz]. Un poids nul pour les fréquences supérieures.

b- Ajuster la formule de  $sG(s)$  (ordres 3 et 2) à celle équivalente normalisée issue de la mesure.

Les contraintes étant  $L_{ad}$ ,  $R_{fd}$  et les constantes de temps:  $T_{4d}$ ,  $T_{5d}$  et  $T_{6d}$ . Un poids de 100% est attribué à la plage [1mHz-60Hz], nul ailleurs.

c- Ajuster la formule de  $L_{afo}(s)$  (ordres 3 et 2) à celle équivalente normalisée issue de la mesure.

Les contraintes étant  $L_{ad}$  et les constantes de temps  $T_{7d}$  et  $T_{8d}$ . Un poids de 100% est attribué à la plage [1mHz-10Hz], nul ailleurs.

La plage de fréquence est réduite ou élargie dépendamment de la difficulté de l'opération d'ajustement.

Ce processus a mené aux résultats suivants :

$$\begin{aligned}
L_d(s) &= (L_{ad} + L_1) \frac{(1+sT_{1d})(1+sT_{2d})(1+sT_{3d})}{(1+sT_{4d})(1+sT_{5d})(1+sT_{6d})} \\
&= (0.643 + 0.1) \frac{(1+0.00070406s)(1+0.0471s)(1+1.0445s)}{(1+0.00083433s)(1+0.056s)(1+2.8434s)} \quad \text{pour un ordre 3} \\
&= (0.643 + 0.1) \frac{(1+0.0471s)(1+1.044s)}{(1+0.056s)(1+2.84s)} \quad \text{pour un ordre 2} \\
G(s) &= \frac{(L_{ad}/\omega_{rated})}{R_{fd}} \frac{(1+sT_{7d})(1+sT_{8d})}{(1+sT_{4d})(1+sT_{5d})(1+sT_{6d})} \\
&= \frac{(0.643/377)}{0.859 \times 10^{-3}} \frac{(1+0.00089849s)(1+0.0515s)}{(1+0.00083433s)(1+0.056s)(1+2.8434s)} \quad \text{pour un ordre 3} \\
&= \frac{(0.643/377)}{0.859 \times 10^{-3}} \frac{(1+0.0495s)}{(1+0.0554s)(1+2.84s)} \quad \text{pour un ordre 2} \\
L_{afo}(s) &= L_{ad} \frac{(1+sT_{7d})(1+sT_{8d})}{(1+sT_{11d})(1+sT_{12d})} \\
&= 0.643 \frac{(1+0.0009s)(1+0.0515s)}{(1+0.008s)(1+0.11s)} \quad \text{pour un ordre 3} \\
&= 0.643 \frac{(1+0.0495s)}{(1+0.1187s)} \quad \text{pour un ordre 2} \\
L_q(s) &= (L_{aq} + L_l) \frac{(1+sT_{1q})(1+sT_{2q})(1+sT_{3q})}{(1+sT_{4q})(1+sT_{5q})(1+sT_{6q})} \\
&= (0.505 + 0.1) \frac{(1+0.0011s)(1+0.0098s)(1+0.0499s)}{(1+0.0013s)(1+0.0134s)(1+0.0908s)} \quad \text{pour un ordre 3} \\
&= (0.505 + 0.1) \frac{(1+0.0098s)(1+0.05s)}{(1+0.0134s)(1+0.091s)} \quad \text{pour un ordre 2}
\end{aligned}$$

### 5.2.2 Solution initiale des éléments équivalents

Le calcul préliminaire des éléments équivalents sert à initialiser l'algorithme de recherche des paramètres, basé sur la méthode MLE.

Les constantes de temps de l'axe «d», trouvées précédemment en secondes, sont :

$$T_{1d}=1,0445E+00; \quad T_{2d}=4,7100E-02; \quad T_{3d}=7,0406E-04; \quad T_{4d}=2,8434E+00; \quad T_{5d}=5,6000E-02; \\ T_{6d}=8,3433E-04; \quad T_{7d}=5,1500E-02; \quad T_{8d}=8,9849E-04; \quad \text{De plus } L_d=0,743 \text{ p.u}$$

Des méthodes numériques existent pour dériver les éléments équivalents d'ordre-3 à partir des constantes de temps des inductances opérationnelles. La solution adoptée est celle de l'annexe E de la norme IEEE 1110-2002. Ainsi, les éléments équivalents préliminaires, de la colonne (ordre 3) du tableau 5.2 sont obtenus.

De la même façon, les éléments équivalents, d'ordre-2, sont déduits des constantes de temps de  $L_d(s)$  et  $G(s)$  d'ordre-2 (Annexe E de IEEE 1110-2002).

Les constantes de temps de l'axe-q, trouvées en 5.2.1, en secondes sont:

$$T_{1q}=0,0499; \quad T_{2q}=0,0098; \quad T_{3q}=0,0011; \quad T_{4q}=0,0908; \quad T_{5q}=0,0134; \quad T_{6q}=0,0013; \quad L_{aq}=0,505 \text{ p.u}$$

La méthode de l'annexe E, de la norme IEEE 1110-2002, est utilisée pour la détermination des éléments équivalents d'ordre-3, de l'axe-q. La méthode E.1(a-b) du même annexe, conduit à des paramètres d'ordre-2 (Méthode 1 du tableau 5.2), qui sont loin de représenter la mesure  $L_q(s)$ .

Cette dernière est mieux représentée par les paramètres (Méthode 2 du tableau 5.2), déduits par la procédure d'Umans [45].

**Tableau 5.2 : Éléments équivalents préliminaires d'ordres 3 et 2 des axes-d et q**

Éléments du modèle	Ordre 3 (p.u)	Ordre 2 (p.u)	Éléments du modèle	Ordre 3 (p.u)	Ordre 2 (p.u)	
					Méthode 1	Méthode 2
$L_1$	0,10	0,10	$L_1$	0,10	0,10	0,10
$L_{ad}$	0,643	0,643	$L_{aq}$	0,505	0,505	0,505
$L_{f1d}$	-0,2304	-0,2325	$R_{1q}$	0,0332	0,1053	0,0329
$R_{1d}$	0,1270	0,1268	$L_{1q}$	0,5371	<b>1,7033</b>	0,5324
$L_{1d}$	2,4654	2,4613	$R_{2q}$	0,1122	0,0329	0,1053
$L_{f2d}$	-3,4980	---	$L_{2q}$	0,3435	<b>0,100</b>	0,3196
$R_{2d}$	<b>629,283</b>	---	$R_{3q}$	1,0320	---	---
$L_{2d}$	<b>213,152</b>	---	$L_{3q}$	0,3700	---	---
$R_{fd}$	0,000822	0,000822				
$L_{fd}$	3,9649	0,4691				

*Remarque :* Pour l'axe-q, la simple omission du troisième amortisseur, donne un ordre-2 satisfaisant. En effet, les constantes de temps identifiées pour la FT de deuxième ordre, sont proches de leur équivalente de l'ordre-3.

## 5.3 Identification final des éléments équivalents

### 5.3.1 Axe-d

En utilisant le calcul symbolique de Matlab, les deux fonctions de transfert de l'axe-d ( $L_d(s)$  et  $sG(s)$ ) sont calculées en fonction des éléments équivalents «R-L». Un script Matlab, basé sur la méthode MLE, procède par itération à la réduction de la différence entre la mesure et l'estimation. Les contraintes d'ajustement en p.u sont :  $L_1=0,1$ ;  $L_{ad}=0,643$  et  $R_{fd}=0,000859$

Pour un ordre 3, le vecteur solution initiale, trouvée en 5.2.2 est :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{\text{ini}} &= [ R_{1d} \quad L_{1d} \quad R_{2d} \quad L_{2d} \quad L_{f2d} \quad L_{f1d} \quad L_{fd} ] \\ &= [ 0,1270 \quad 2,4654 \quad 629,2826 \quad 213,1523 \quad -3,4980 \quad -0,2304 \quad 3,9649 ]\end{aligned}$$

Les vecteurs mesure et estimation, dans le cas d'ajustement à 2 F.T, sont:

$$\begin{aligned}V_{\text{Estimé}} &= \left[ \left| L_d(\hat{\theta}, s) \right|; \arg(L_d(\hat{\theta}, s)); \left| sG(\hat{\theta}, s) \right|; \arg(sG(\hat{\theta}, s)) \right] \\ V_{\text{Mesuré}} &= \left[ \left| L_d(s) \right|; \arg(L_d(s)); \left| sG(s) \right|; \arg(sG(s)) \right]\end{aligned}$$

L'erreur est donnée par :  $\varepsilon_i(\hat{\theta}) = V_{\text{Estimé}} - V_{\text{Mesuré}}$  (*«i»* : une fréquence donnée)

Lors du processus d'ajustement, une priorité supérieure est donnée à  $L_d(s)$  au dépend de  $sG(s)$ .

Des coefficients de pondération,  $P_1$  et  $P_2$  sont introduits comme suit :

$$V_{\text{Estimé}} = \left[ P_1 \times \left| L_d(\hat{\theta}, s) \right|; P_1 \times \arg(L_d(\hat{\theta}, s)); P_2 \times \left| sG(\hat{\theta}, s) \right|; P_2 \times \arg(sG(\hat{\theta}, s)) \right]$$

$$V_{\text{Mesuré}} = \left[ P_1 \times |L_d(s)|; \quad P_1 \times \arg(L_d(s)); \quad P_2 \times |sG(s)|; \quad P_2 \times \arg(sG(s)) \right]$$

Pour l'ajustement à 2 F.T, le choix est  $P_1 = 10$  pour  $L_d(s)$  et  $P_2 = 8$  pour  $sG(s)$ . Dans le cas de 3 F.T, trois coefficients doivent être fixés:  $P_1, P_2$  et  $P_3$  pour  $L_{\text{af0}}(s)$ . Ils sont choisis, par essai et erreur, de manière à prioriser l'ajustement à la fonction  $L_d(s)$ , au minimum dans l'intervalle 1mHz-5Hz. Il est à rappeler que Dandeno, dans [19], situe la plage utile entre 0,05 et 5Hz.

Pour l'ajustement, la borne supérieure de l'intervalle de fréquence, ne dépend que de la qualité de l'ajustement dans les régions transitoire et subtransitoire.

Avec l'hypothèse de la loi normale pour l'erreur, la meilleure estimation des éléments « $\hat{\theta}$ » est obtenue, lorsque la fonction de coût  $V(\hat{\theta}, s)$  [46] est minimale.

$$\hat{V}(\hat{\theta}, s) = \text{Log det } \hat{D}(\hat{\theta}) \text{ avec } \hat{D}(\hat{\theta}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{\varepsilon}_i(\hat{\theta}) \hat{\varepsilon}_i^T(\hat{\theta}) \quad (N : \text{nombre de points de fréquence})$$

Le tableau 5.3 présente les éléments équivalents de l'axe-d, trouvés pour l'ordre 3 et 2, en utilisant 2.F.T ou 3 F.T.

**Tableau 5.3 : Éléments équivalents finaux, d'ordres 3 et 2, dans l'axe-d**

Éléments du modèle	Ordre-3 (p.u)		Ordre-2 (p.u)	
	2 F.T (400Hz)	3 F.T (10Hz)	2 F.T (60Hz)	3 F.T (10Hz)
$L_1$	0,10	0,10	0,10	0,10
$L_{ad}$	0,808	0,808	0,808	0,808
$L_{f1d}$	-0,2347	0,07866	-0,2419	0,0336
$R_{1d}$	0,1135	0,0346	0,1255	0,0388
$L_{1d}$	2,4410	0,4189	2,3648	0,4086
$L_{f2d}$	-3,5392	-14,3067	---	---
$R_{2d}$	629,28	629,22	---	---
$L_{2d}$	213,15	213,15	---	---
$R_{fd}$	0,4921e-3	0,4921e-3	0,4921e-3	0,4921e-3
$L_{fd}$	4,0107	14,45	0,4797	0,1833

### Remarques :

- Il est clair que la bande passante d'un ordre 2 est moins large qu'un ordre 3. Ce dernier permet une bonne concordance avec les 2 F.T. de l'axe-d, jusqu'à 120Hz.
- Des ajustements ont été apportés pour:
  - Enlever la résistance du shunt de mesure ( $100\text{m}\Omega$ ) de la résistance du rotor  $R_{fd}$ .  
(La valeur du pont de Kelvin, calculée en 5.1 est utilisée).
  - La résistance du rotor a été calculée, pour une température de  $75^\circ\text{C}$ .
  - $L_{ad}$  qui correspond à la zone linéaire, remplace celle de l'essai SSFR. Donc  $L_{ad}=0,808$  au lieu de  $0,643$  p.u
- Les valeurs très élevées, trouvées pour le deuxième amortisseur, permettent de conclure que l'ordre-2 est suffisant pour représenter l'axe-d. Les essais de délestage et de court-circuit triphasé instantané, confirmeront la validité de ce résultat, plus loin dans ce rapport.
- Les valeurs trouvées pour  $L_{f1d}$  et  $L_{f2d}$  sont négatives à cause du meilleur couplage magnétique de l'inducteur avec l'induit qu'avec le circuit amortisseur. Ce constat a été bien expliqué par Canay dans [47].
- Pour l'approche 3F.T :
  - L'intervalle de fréquence donnant le meilleur résultat est [ $1\text{mHz}-10\text{Hz}$ ].
  - L'ajustement aux trois fonctions SSFR, reste très approximatif (voir figures a-1 à a-6 de l'annexe 1). D'ailleurs, les valeurs des éléments équivalents trouvées sont discutables (par exemple  $L_{f1d} > 0$ ).

### 5.3.2 Axe-q

Dans l'axe-q, le vecteur solution initiale trouvée en 5.2.2, pour un ordre 3 est :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{\text{ini}} &= [ R_{1q} \quad L_{1q} \quad R_{2q} \quad L_{2q} \quad R_{3q} \quad L_{3q} ] \\ &= [ 0,0332 \quad 0,5371 \quad 0,1122 \quad 0,3435 \quad 1,0320 \quad 0,3700 ]\end{aligned}$$

Les contraintes d'ajustement en p.u sont :  $L_I = 0,1$  et  $L_{aq} = 0,505$

$$\text{Avec : } V_{\text{Estimé}} = \left[ \left| L_q(\hat{\theta}, s) \right|; \arg(L_q(\hat{\theta}, s)) \right] \text{ et } V_{\text{Mesuré}} = \left[ \left| L_q(s) \right|; \arg(L_q(s)) \right]$$

Un script Matlab similaire à celui de l'axe-d, permet de réduire l'erreur ( $\varepsilon_i(\hat{\theta}) = V_{\text{Estimé}} - V_{\text{Mesuré}}$ ) dans un intervalle de fréquence qui dépend de l'ordre du circuit. Le tableau 5.4 présente les éléments équivalents de l'axe-q, trouvés pour les ordres 3, 2 et 1.

**Tableau 5.4 : Éléments équivalents, d'ordres 3, 2 et 1, dans l'axe-q**

Éléments du modèle	Méthode MLE			Formules théoriques [35] Ordre-1 (p.u)
	Ordre-3 (400Hz) (p.u)	Ordre-2 (20Hz) (p.u)	Ordre-1 (5Hz) (p.u)	
$L_I$	0,10	0,10	0,10	0,10
$L_{aq}$	0,505	0,505	0,505	0,505
$R_{1q}$	0,0333	0,0358	0,0256	0,1901
$L_{1q}$	0,6079	0,7902	0,311	0,2068
$R_{2q}$	0,0959	0,0674	---	---
$L_{2q}$	0,3063	0,2600	---	---
$R_{3q}$	1,2312	---	---	---
$L_{3q}$	0,2003	---	---	---

La dernière colonne, présente les valeurs  $R_{1q}$  et  $L_{1q}$  (ordre-1) qui sont calculées par les formules (4.42) de [35]. Le but est de respecter les valeurs subtransitoires  $T''_{q0}$  et  $L''_q$  du manufacturier. Les valeurs trouvées montrent que l'ordre-1, de la méthode MLE, ne permet pas l'obtention des paramètres standards de la machine même s'il reproduit la courbe SSFR mesurée de  $L_q(s)$  jusqu'à à peu près 5Hz (voir Figures 5.7 et 5.8).

## 5.4 Discussion sur les mesures SSFR et les circuits équivalents de la machine

### 5.4.1 Mesures SSFR

Les figures 5.1 à 5.8 présentent les mesures SSFR versus la réponse des circuits équivalents. Concernant les mesures SSFR en soi, plusieurs points méritent notre attention :

- Comme il a été rapporté dans la littérature, les inductances opérationnelles, aux très basses fréquences (surtout les phases), sont très sensibles à la valeur de la résistance du stator. Les Figures 5.10 à 5.13 montrent que les phases sont sensibles à une variation aussi faible que  $1\mu\Omega$  (changement de la température du stator de  $0,2^{\circ}\text{C}$ ). Les machines de taille petite ou moyenne, sont plus assujetties à des variations de température de par leur faible inertie thermique. Le contrôle de la température, au moment de l'essai, avec élimination des courants d'air seraient une bonne pratique pour de telles machines.
- L'existence d'une pente à l'origine, sur l'amplitude de  $L_d(s)$  ou  $L_q(s)$ , au lieu d'une nette asymptote horizontale, ou encore des mesures oscillatoires trahissent une mauvaise précision de mesure aux très basses fréquences. Nos mesures à ce niveau sont jugées excellentes, comparées aux expériences rapportées dans la littérature. Les vérifications très satisfaisantes, faites avec les résistances du stator et du rotor, ainsi que la valeur à l'origine de  $L_q(0)$ , très similaire à celle du manufacturier, démontrent la qualité remarquable des mesures SSFR aux très basses fréquences.
- Faiblement excité, le circuit magnétique opère dans une zone non linéaire. Ce problème, expliqué par Coultes et Watson [48], est bien détaillé dans l'annexe G de [9]. Il explique la valeur de  $L_{ad}$ , 25,7% plus basse que celle mesurée par les essais de caractéristiques à circuit-ouvert et en court-circuit. Dans l'axe-q, ce problème est à toute fin pratique absent. Vu que la majorité du trajet des lignes de flux se trouve dans l'air, la valeur de  $L_{aq}$  mesurée est presque identique à celle avancée par le manufacturier, même avec le faible courant de magnétisation. Ce résultat est fort différent de celui obtenu par Park [13] où  $L_q(0)$  mesurée est inférieure de 20% par rapport à la valeur de conception de la machine hydroélectrique de 1,4 MVA.
- Dans la région subtransitoire, la forme de  $sG(s)/s$ , mesurée, montre une atténuation de 20dB/décade. Elle est différente de l'allure typique, illustrée à la Figure 5.9. Cette différence est

attribuée aux valeurs très proches de  $T_{kd}$  (ou encore  $T_{5d}$ ) et  $T_{do}''$ . Elles ont les valeurs 0,05 s et 0,056 s respectivement.

- Comme il a été remarqué dans [13], en hautes fréquences ( $>30$  Hz pour  $L_d(s)$  et  $>200$  Hz pour  $L_q(s)$ ), les phases de  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  partent en négative, contrairement aux phases théoriques tendant vers zéro. Il est constaté que la phase de  $L_q(s)$  est légèrement plus négative que celle de  $L_d(s)$ . L'examen des puissances actives et réactives consommées par le stator lors des mesures de  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  (voir Figures 5.14 et 5.15) permet de ressortir les remarques suivantes :

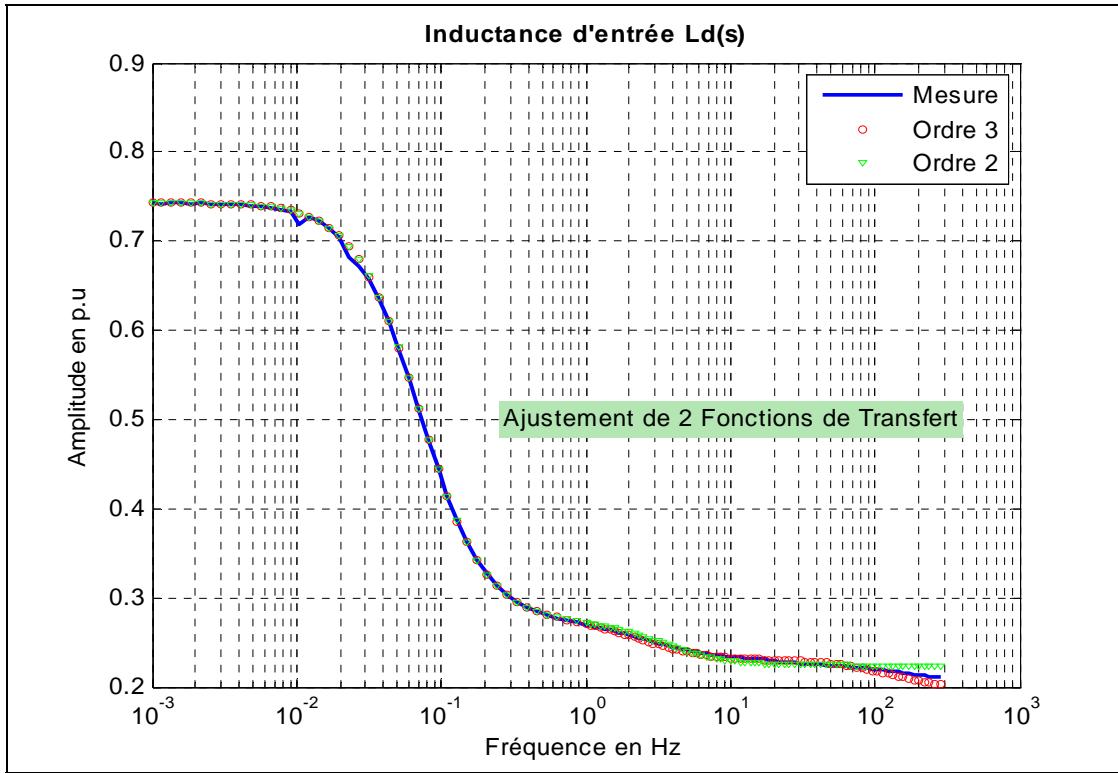
- a- Les puissances réactives consommées par le stator dans les deux axes sont similaires.
- b- La puissance active consommée dans l'axe-q est 2,3 (à 88Hz) à 1,14 (à 980Hz) fois supérieure à celle consommée dans l'axe-d. Donc, même en absence d'un circuit inducteur dans l'axe-q (pertes joules éliminées dans ce dernier), la puissance active est supérieure à celle de l'axe-d. L'activité des courants de Foucault dans le fer est donc plus intense pour l'axe-q que pour l'axe-d.
- c- La puissance active croît plus vite que celle réactive à partir de 30Hz pour l'axe-d et à partir de 200Hz pour l'axe-q (Figure 5.15). C'est précisément à partir de ces fréquences que les phases partent en négative (voir Figures 5.2 et 5.8).

De ce qui précède, il est constaté que les phases partent en négative, lorsque le rapport  $\Delta P / \Delta Q$  devient supérieur à un (1). De plus, la puissance active consommée dans l'axe-q est supérieure à celle de l'axe-d, même en absence des pertes joules de l'inducteur. Par conséquence, il est logique de conclure que les phases négatives sont la conséquence directe de l'augmentation des pertes dans le fer. De point de vue modélisation, avec un ordre suffisamment élevé ( $>3.3$ ), il est possible de représenter adéquatement la machine dans cette zone de phases négatives.

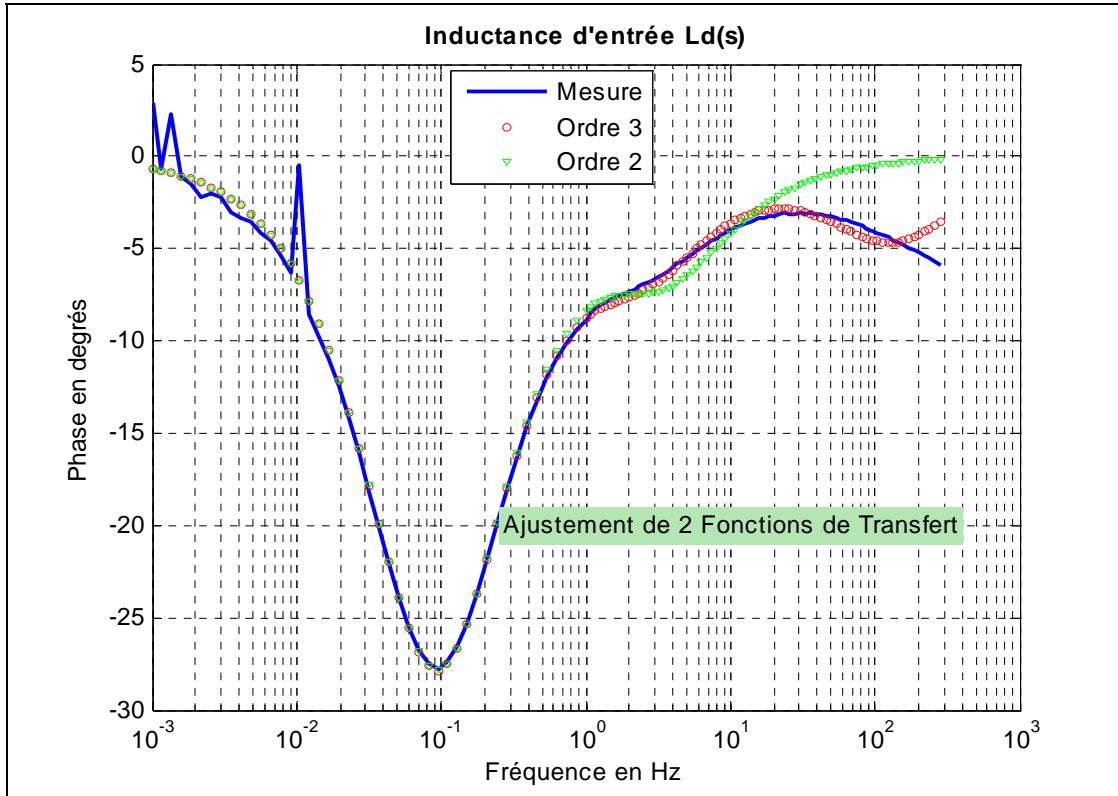
- Il importe de rapporter le couplage magnétique, observé entre les deux axes-d et q en hautes fréquences. Une étude approfondie de cette observation, à la connaissance de l'auteur jamais signalée auparavant, semble très utile.

### 5.4.2 Ordre des circuits équivalents versus mesures SSFR

- Avec l'approche d'ajustement du circuit équivalent à seulement 2 FT ( $L_d(s)$  et  $sG(s)$ ), le modèle résultant, peu importe son ordre 3 ou 2, n'est pas en mesure de représenter la mesure de  $L_{q_0}(s)$  (voir Figures 5.5 et 5.6).
- Le circuit équivalent, obtenu par ajustement au 3 FT, n'arrive pas vraiment à représenter convenablement les trois fonctions SSFR (voir Figures de l'annexe a-1 à a-6). À ce titre, la performance de l'ordre 3 n'est pas meilleure que celle de l'ordre 2.
- À rotor ouvert, le circuit amortisseur peine à garder les lignes de flux à l'extérieur du noyau polaire. Les courants de Foucault pénètrent profondément les tôles magnétiques laminées, non isolées du rotor. Une branche amortisseur ou même deux branches ne sont pas suffisantes pour représenter adéquatement ces phénomènes hautement non linéaires. C'est ce qui explique, en quelque sorte, pourquoi il est plus facile d'ajuster un ordre 2 à  $L_d(s)$  que pour  $L_q(s)$ . La première avec l'inducteur en court-circuit sollicite moins le circuit amortisseur. La deuxième en absence d'un circuit inducteur dans l'axe-q, le fer travaille davantage pour s'opposer aux variations de flux, ce qui nécessite plus de deux branches amortisseurs.
- L'inductance  $L_q(s)$  nécessite un ordre 3, difficilement un ordre 2, pour mieux approximer la mesure SSFR. L'ordre 1, largement répandu, est une approximation grossière de la mesure SSFR de  $L_q(s)$ , même si la résistance et l'inductance de l'amortisseur peuvent être calculées pour correspondre aux valeurs subtransitoires  $T_q''$ ,  $T_{q_0}''$  et  $L_q''$ .



**Figure 5.1 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance  $L_d(s)$**



**Figure 5.2 : Modélisation de la phase de l'inductance  $L_d(s)$**

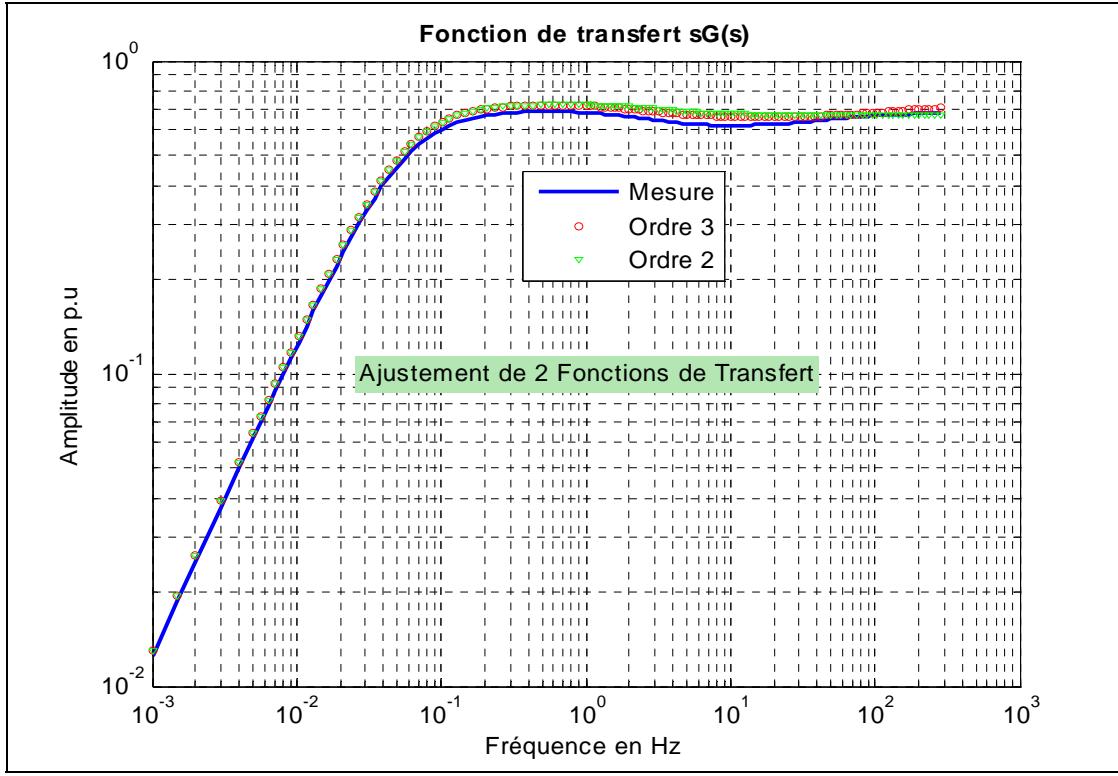


Figure 5.3 : Modélisation de l'amplitude de la fonction de transfert  $sG(s)$

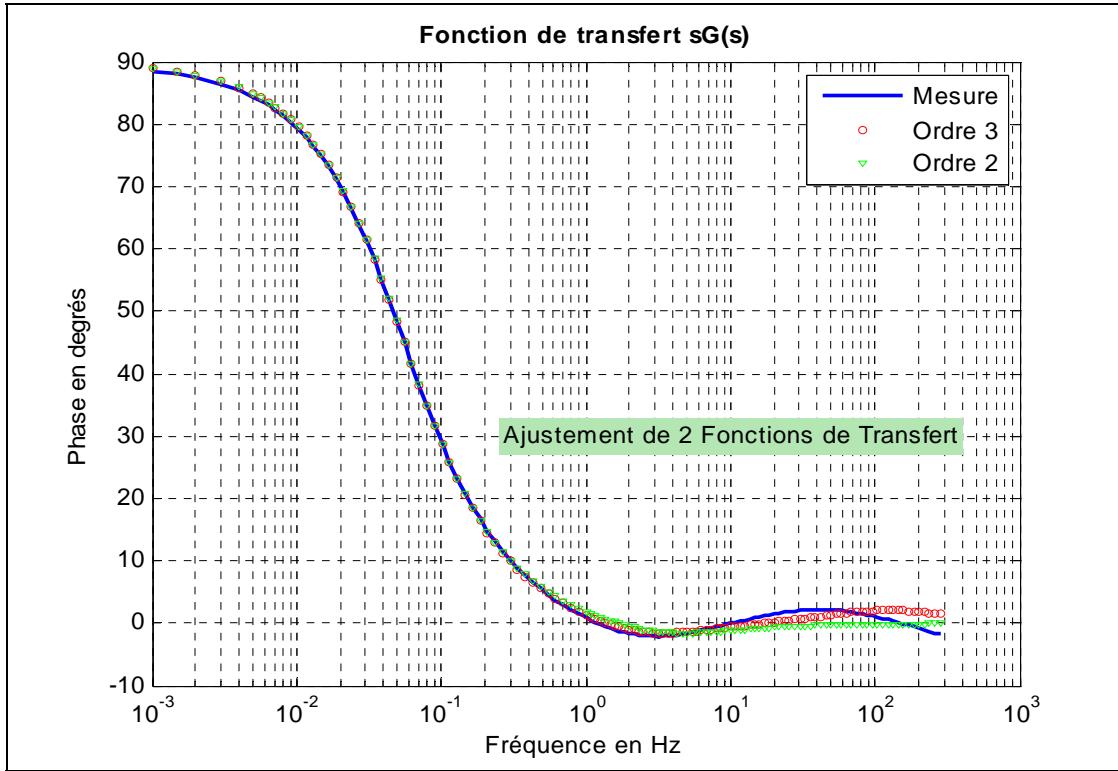
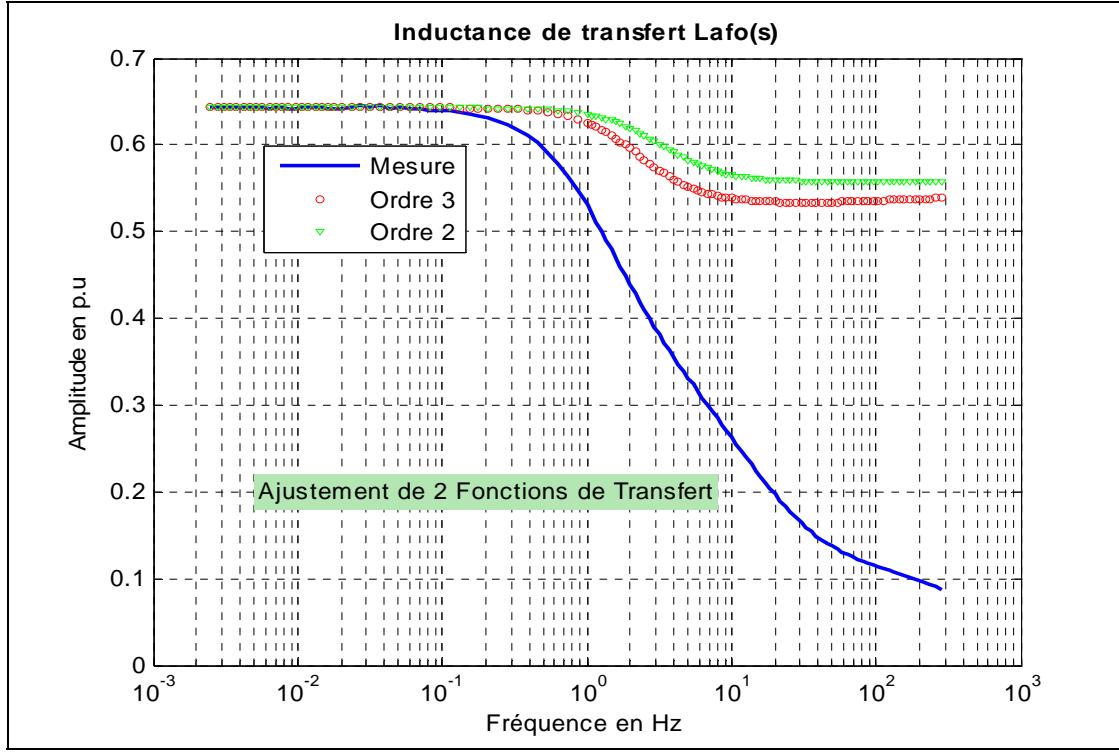
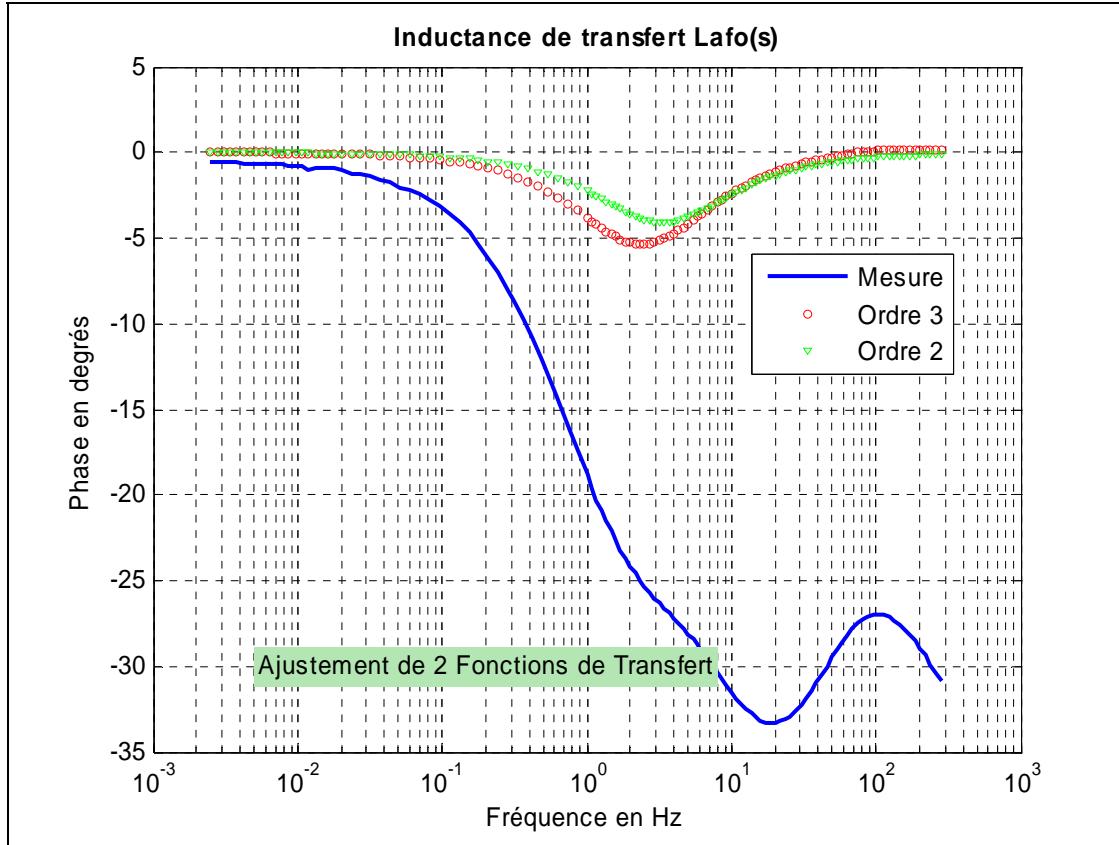


Figure 5.4 : Modélisation de la phase de la fonction de transfert  $sG(s)$



**Figure 5.5 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance de transfert  $L_{afo}(s)$**



**Figure 5.6 : Modélisation de la phase de l'inductance de transfert  $L_{afo}(s)$**

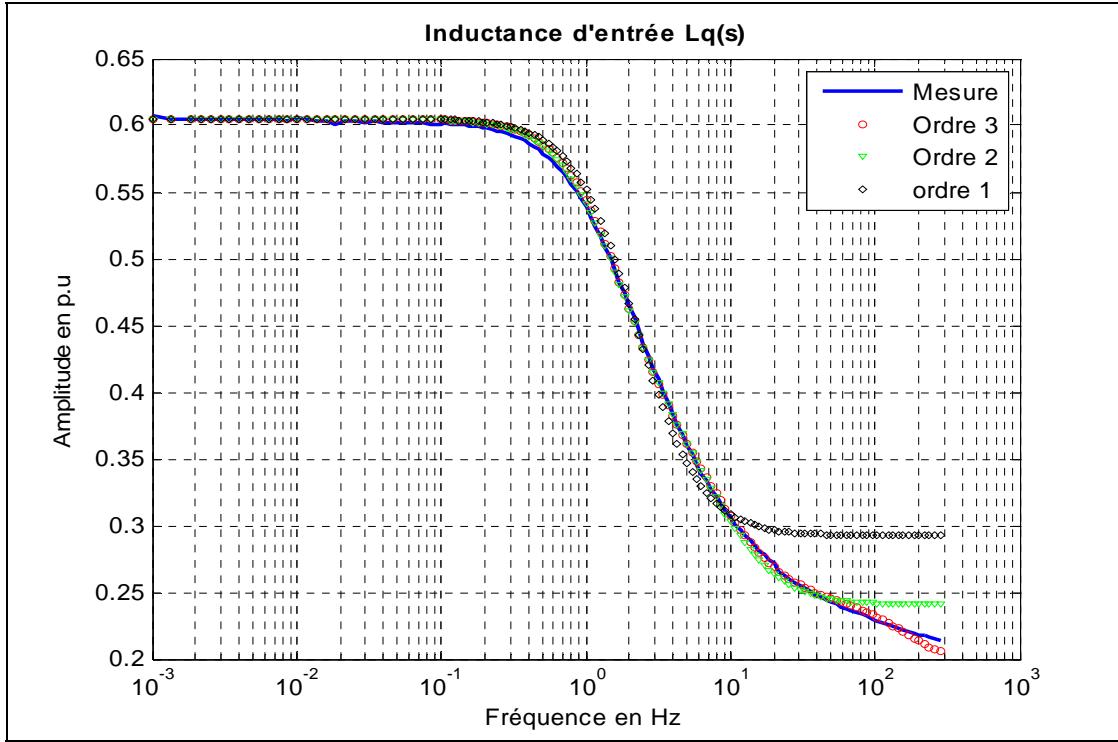


Figure 5.7 : Modélisation de l'amplitude de l'inductance  $L_q(s)$

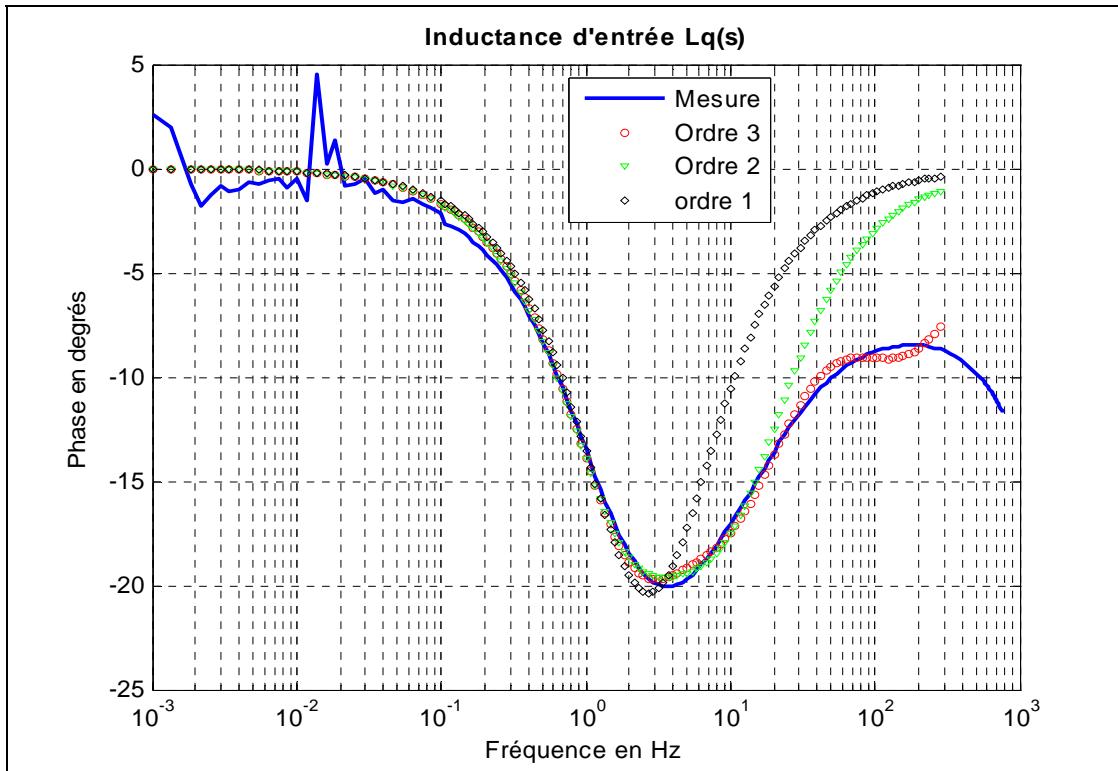


Figure 5.8 : Modélisation de la phase de l'inductance  $L_q(s)$

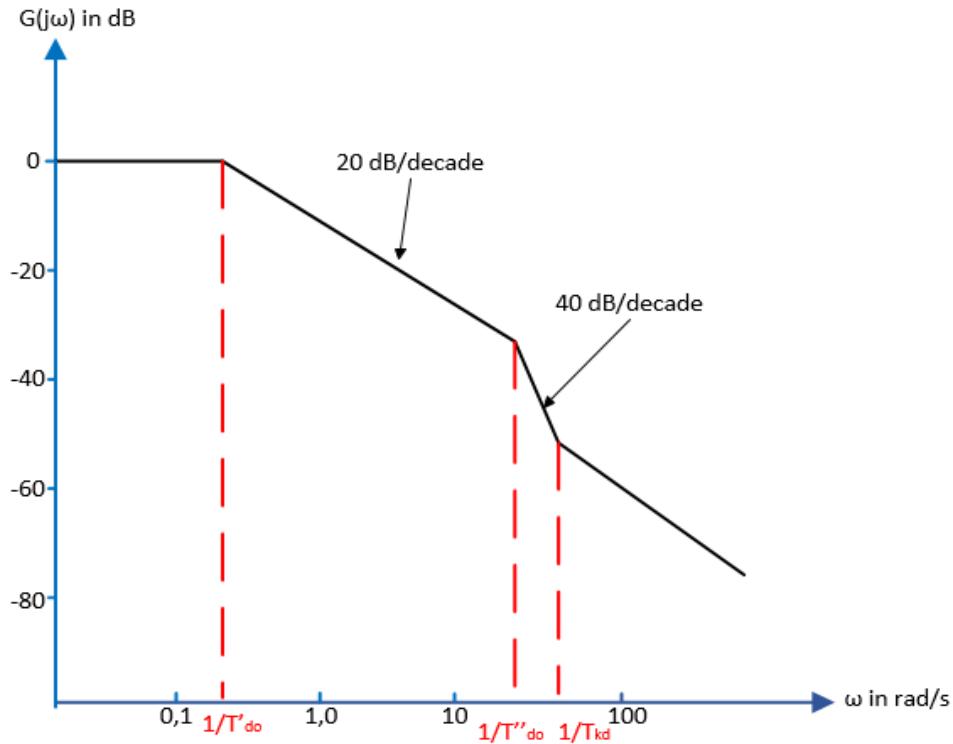


Figure 5.9 : Variation de l'amplitude de  $G(s)$  en fonction de la fréquence

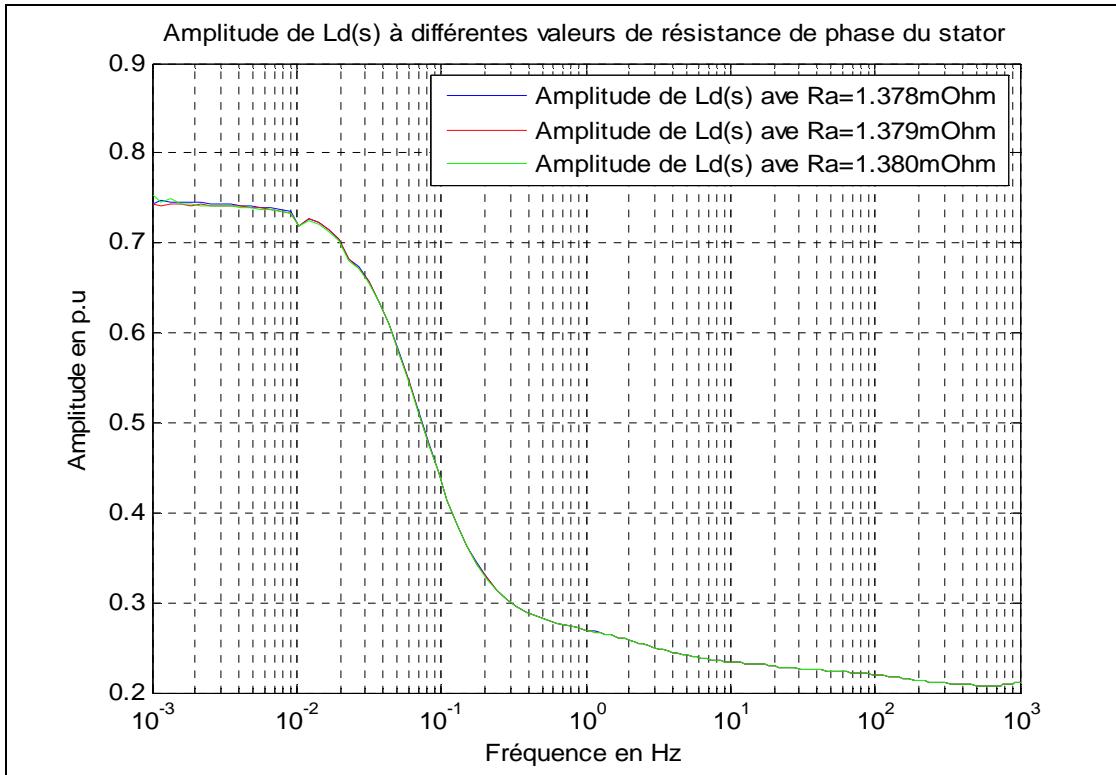
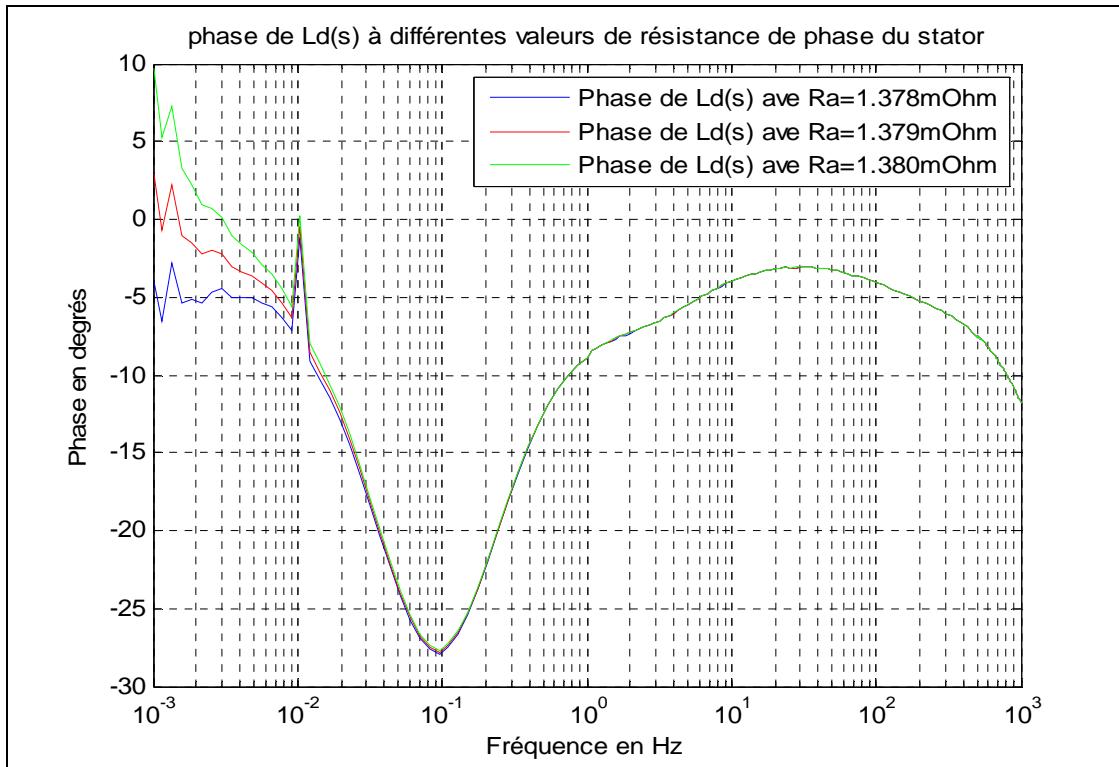
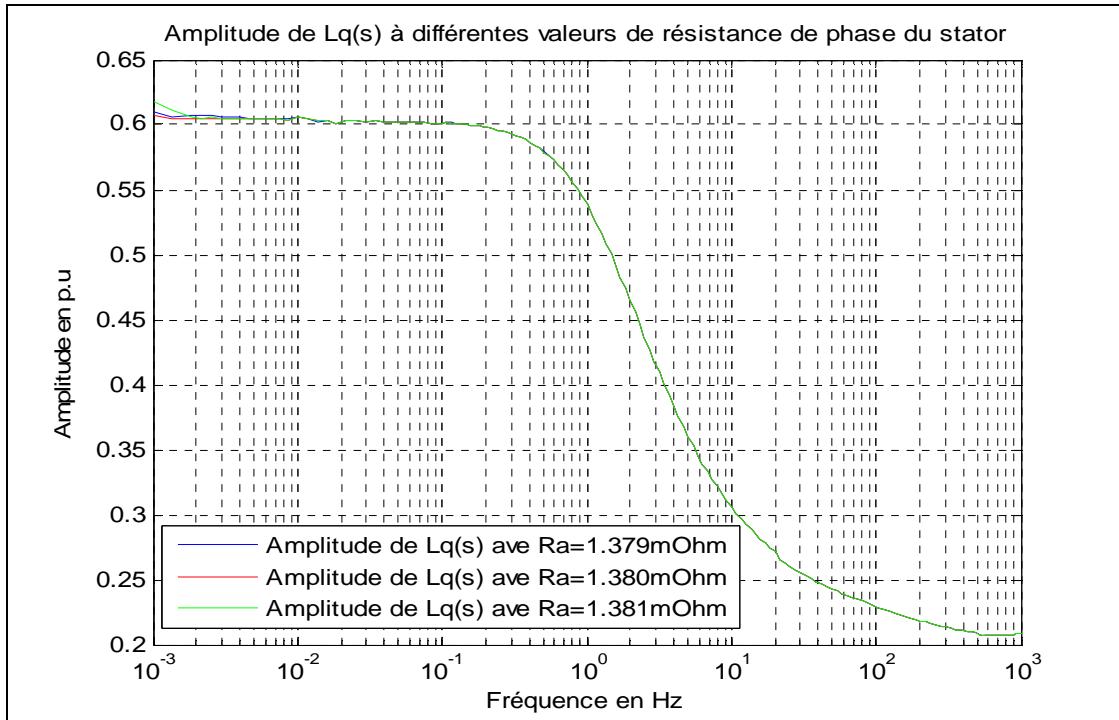


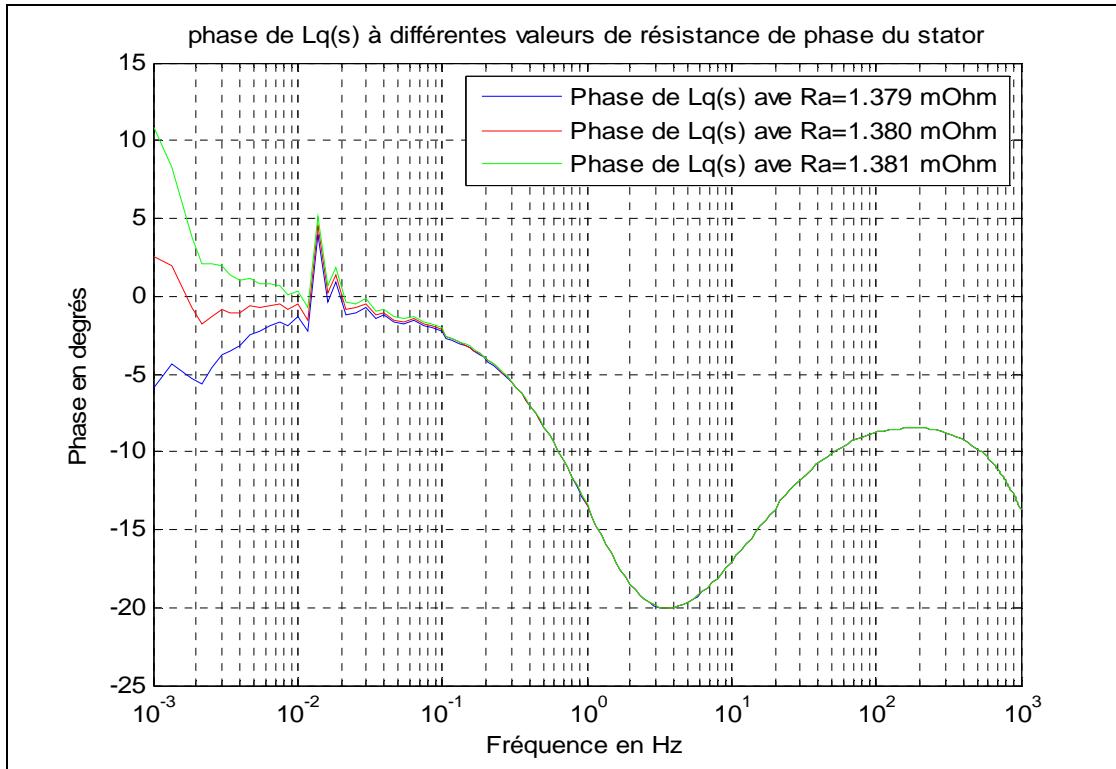
Figure 5.10 : Amplitude de  $L_d(s)$  pour une variation de  $1\mu\Omega$  de la résistance du stator



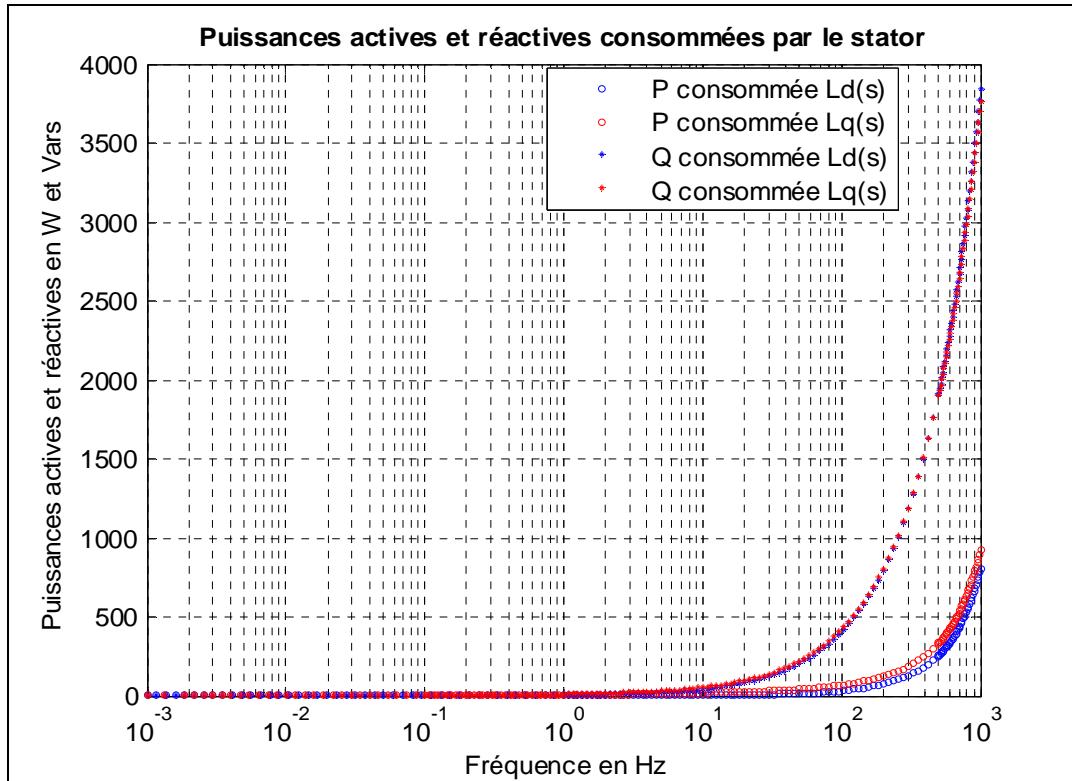
**Figure 5.11 : Phase de  $L_d(s)$  pour une variation de  $1\mu\Omega$  de la résistance du stator**



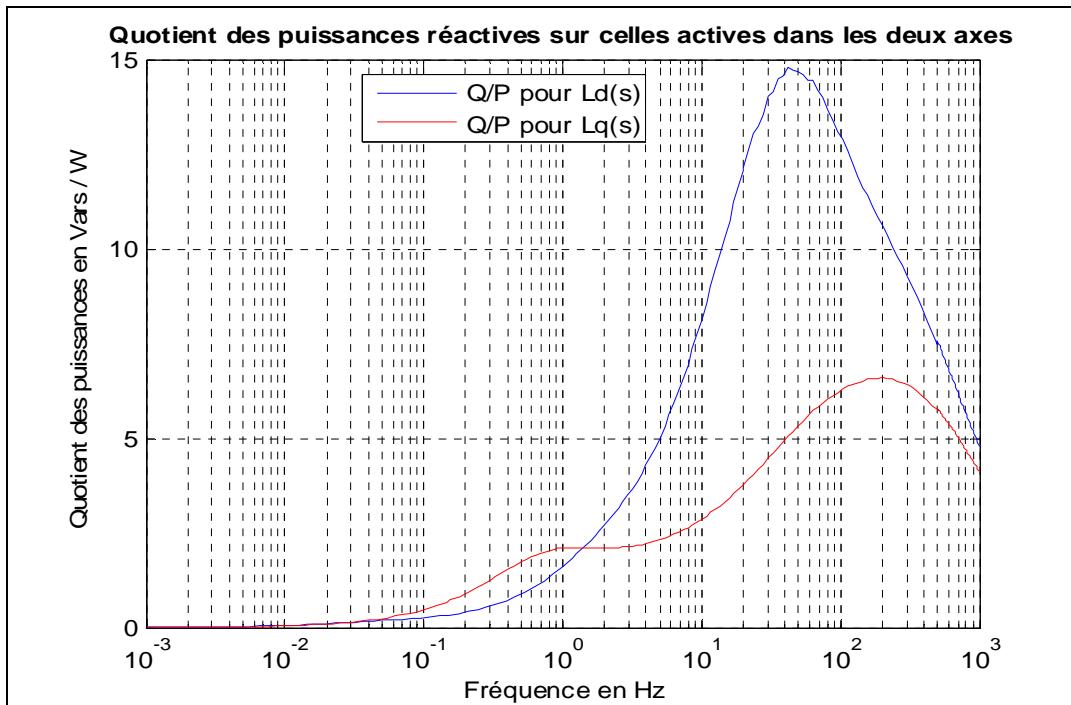
**Figure 5.12 : Amplitude de  $L_q(s)$  pour une variation de  $1\mu\Omega$  de la résistance du stator**



**Figure 5.13 : Phase de  $L_q(s)$  pour une variation de  $1\mu\Omega$  de la résistance du stator**



**Figure 5.14: Puissances actives et réactives vues au stator lors des mesures de  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$**



**Figure 5.15: Quotient des puissances réactives sur celles actives lors des mesures de  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$**

## CHAPITRE 6    CALCUL DES INDUCTANCES ET CONSTANTES DE TEMPS STANDARDS

### 6.1 Constantes de temps en secondes

Avec les éléments équivalents trouvés et corrigés en 5.3, les fonctions de transfert  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  sont calculées pour les ordres 3 et 2. La factorisation donne les résultats suivants en sec:

$$T_d'''=0,0007; \quad T_d''=0,05; \quad T_d'=1,76; \quad T_{do}'''=0,0008; \quad T_{do}''=0,06; \quad T_{do}'=5,639 \quad \text{pour l'ordre 3}$$

$$T_d''=0,05; \quad T_d'=1,76; \quad T_{do}''=0,06; \quad T_{do}'=5,643 \quad \text{pour l'ordre 2}$$

$$T_q'''=0,0006; \quad T_q''=0,01; \quad T_q'=0,05; \quad T_{qo}'''=0,0007; \quad T_{qo}''=0,01; \quad T_{qo}'=0,10 \quad \text{pour l'ordre 3}$$

$$T_q''=0,01; \quad T_q'=0,06; \quad T_{qo}''=0,02; \quad T_{qo}'=0,10 \quad \text{pour l'ordre 2}$$

### 6.2 Inductances standards en p.u

Un script Matlab permet la décomposition en fraction partielle de  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$ , selon les formules (2.33) et (2.34). Ainsi les inductances trouvées en p.u sont:

$$L_d''=0,19; \quad L_d''=0,23; \quad L_d'=0,27; \quad L_d=0,743$$

$$L_q''=0,20; \quad L_q''=0,25; \quad L_q'=0,35; \quad L_q=0,605$$

### 6.3 Constante de temps de l'induit et réactance inverse

La constante de temps de l'induit  $T_a$  et la réactance inverse  $X_{2u}$  sont calculées par:

$$T_a = \frac{1}{\omega_n} \frac{(L_d''_{60Hz} + L_q''_{60Hz})}{2 \times R_{a-75}} \quad \text{et} \quad X_{2u} = \frac{(L_d''_{120Hz} + L_q''_{120Hz})}{2}$$

Avec  $L_d''_{60Hz}=0,223$  p.u,  $L_q''_{60Hz}=0,235$  p.u,  $L_d''_{120Hz}=0,217$  p.u et  $L_q''_{120Hz}=0,224$  p.u

$\omega_n=2\pi \times 60$  rad/sec et  $R_{a-75}=0,002522$  p.u @ 75°C (mesure DC avec le pont de kelvin)

D'où :  $T_a=0,24$  sec à 75°C      et       $X_{2u}=0,22$  p.u

## 6.4 Comparaison des résultats SSFR avec ceux des essais classiques

Les résultats de l'essai SSFR sont rapportés au tableau 6.1 pour être comparés avec les:

- Paramètres du manufacturier résultant de l'analyse par éléments finis.
- Valeurs issues des essais de court-circuit triphasé et biphasé instantanés.
- Valeurs issues de l'essai Dalton-Cameron
- $T'_{do}$  de l'essai de la constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert.

Les essais de court-circuit triphasé et biphasé instantanés permettent par mesure ou extrapolation d'obtenir les valeurs saturées des paramètres:  $T''_d$ ,  $T'_d$ ,  $L''_d$ ,  $L''_q$ ,  $L'_d$ ,  $X_{2u}$  et  $T_a$ . L'essai SSFR ne peut fournir les valeurs saturées à cause du faible courant de magnétisation. Cependant, il convient de noter que ce sont les paramètres non saturés qui sont demandés dans les logiciels d'analyse et d'étude de stabilité transitoire et dynamique. La saturation dans les deux axes-d et q est considérée séparément dans le modèle. Dans le cas d'Hydro-Québec, les courants d'excitation  $I_{fg}$ ,  $I_{fnl}$  et les coefficients de saturation  $S_{gI}$  et  $S_{gU}$  sont fournis pour cette fin.

Le tableau 6.1 de comparaison met en évidence les points suivants :

- Les essais de court-circuit triphasé et biphasé instantanés ont les paramètres  $T''_{do}$ ,  $T'_d$ ,  $T''_q$ ,  $T''_{qo}$ ,  $L''_q$  et  $L'_q$  de moins par rapport à ceux offerts par l'essai SSFR. Si les essais Dalton-Cameron et de constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert, sont ajoutés, il reste encore quatre paramètres non mesurés:  $T''_{do}$ ,  $T''_q$ ,  $T''_{qo}$  et  $L'_q$ . Par conséquence, si la vérification de la robustesse du bobinage n'est pas un enjeu important, l'essai SSFR est en mesure de remplacer avantageusement les trois essais classiques. Le gain en temps et en argent est plus qu'évident. À lui seul, l'essai Dalton-Cameron nécessite la mobilisation de la machine sous essai, pendant trois jours. Un autre alternateur est retiré du réseau, au moins une journée, pour servir de source.
- Les paramètres sont déterminés pour différents niveaux de tension (0,1; 0,3 et 0,5 p.u) lors des essais de court-circuit triphasé instantané. L'extrapolation au courant nominal donne les valeurs non saturées présentées au tableau 6.1. Il est étonnant que ces dernières soient similaires à celles de l'essai SSFR, conduit avec un courant de 0,0023 p.u.

- Les essais SSFR et Dalton-Cameron arrivent à la même valeur pour  $L''_q$ . Elle est supérieure de 12% par rapport à la valeur du manufacturier. Vu que les amortisseurs ne sont pas solidement connectés entre pôles adjacents, nous devons s'attendre à l'inéquation  $(L''_q / L''_d) > 1$ . La valeur de 0,22 p.u, fournie par le manufacturier pour  $L''_q$ , semble douteuse puisque inférieure à  $L''_d$ .
- Les courants inverses rencontrant la réactance inverse  $X_{2u}$ , créent un champ tournant à -120 Hz par rapport au rotor. Les résultats obtenus, confirment qu'il est plus précis de calculer  $X_{2u}$  avec les valeurs de  $L''_d$  (120Hz) et  $L''_q$  (120Hz) de l'essai SSFR qu'avec  $L''_d$  (60Hz) et  $L''_q$  (60 Hz) de l'essai Dalton-Cameron. Ce résultat est à valider lors des prochaines expériences.
- Comme il est expliqué à la section 4.2 de [35], pour une machine à pôles saillants et tôles laminées au rotor, le régime transitoire dans l'axe-q est souvent considéré négligeable. De ce fait  $L'_q$  et  $L_q$  sont égales comme c'est le cas avec les valeurs du manufacturier. L'approximation correcte de la courbe SSFR de  $L_q(s)$  nécessite un pôle et un zéro en régime transitoire, ce qui conduit à une valeur de  $L'_q$  différente de  $L_q$ . Cependant, il faut reconnaître que contrairement à la courbe de  $L_d(s)$ , il n'existe pas de plateau dans la zone transitoire où l'amplitude de  $L_q(s)$  est presque fixe.

La comparaison positive de l'essai SSFR aux autres essais permet de penser, du moins pour des machines similaires, que l'utilisation des paramètres standards SSFR dans les programmes d'analyse de stabilité transitoire et dynamique est amplement justifiée. Pour se convaincre, le prochain chapitre est consacré à l'analyse de la réponse du modèle SSFR, dans l'axe-d, suite à des fortes ou faibles perturbations.

Tableau 6.1 : Résultats de l'essai SSFR versus ceux des essais classiques et du fabricant

Paramètres	Valeurs du manufacturier à 75°C (en sec et p.u)	Valeurs mesurées et corrigées à 75°C par différents essais (en sec et p.u)			
		SSFR	Court-circuit 3ph et 2ph instantané	Dalton-Cameron	$T_{do}'$
$T_d'''$	--	<b>0,0007</b>	--	--	--
$T_d''$	0,05	<b>0,05</b>	0,05	--	--
$T_d'$	1,78	<b>1,76</b>	1,85	--	--
$T_{do}'''$	--	<b>0,0008</b>	--	--	--
$T_{do}''$	0,06	<b>0,06</b>	--	--	--
$T_{do}'$	5,63	<b>5,65</b>	--	--	5,68
$L_d'''$	--	<b>0,19</b>	--	--	--
$L_d''$	0,23	<b>0,23</b>	0,23	0,23	--
$L_d'$	0,27	<b>0,27</b>	0,30	--	--
$L_d$	0,87	--	--	--	--
$T_q'''$	--	<b>0,001</b>	--	--	--
$T_q''$	--	<b>0,01</b>	--	--	--
$T_{qo}'''$	--	<b>0,001</b>	--	--	--
$T_{qo}''$	0,01	<b>0,01</b>	--	--	--
$L_q'''$	--	<b>0,20</b>	--	--	--
$L_q''$	0,22	<b>0,25</b>	--	0,25	--
$L_q'$	0,61	<b>0,35</b>	--	--	--
$L_q$	0,61	<b>0,605</b>	--	--	--
$T_a$	0,23	<b>0,24</b>	0,24	--	--
$X_{2u}$	0,22	<b>0,22</b>	0,21	0,24	--

## CHAPITRE 7 VALIDATION DU MODÈLE SSFR

En plus des essais de court-circuit triphasé instantanés, des essais de délestage en charge dans l'axe-d ont également été conduits. En utilisant EMTP-RV [8], ces deux essais permettent la validation de l'axe-d du modèle SSFR.

### 7.1 Essais de court-circuit triphasé instantanés

#### 7.1.1 Description et formules théoriques

Les paramètres standards de l'axe-d, peuvent être déterminés avec l'essai de court-circuit triphasé instantané à vide, selon les directives de la norme IEEE 115. Les paragraphes 11.7.1.1 et 11.7.1.2.2 présentent les deux variantes possibles de cet essai :

- Maintien de la tension d'excitation à sa valeur avant défaut. L'impédance du système d'excitation devra être négligeable pour y arriver.
- Court-circuit du rotor sur lui-même (sans la résistance de décharge), juste avant l'application du défaut triphasé instantané.

La norme décrit également la méthode graphique, utilisée pour l'extraction des paramètres à partir des oscillogrammes des courants de court-circuit, mesurés au stator.

Lorsque la tension d'excitation est maintenue constante  $V_f = V_{f_0}$  (1<sup>er</sup> variante), les formules théoriques, tirées de [49], donnant la dynamique des courants stator et rotor, suite à un court-circuit triphasé instantané à vide, sont comme suit :

$$\begin{aligned} i_{acc}(t) = & -e \left[ \frac{I}{x_d} + \left( \frac{I}{x'_d} - \frac{I}{x_d} \right) e^{-t/T_d'} + \left( \frac{I}{x''_d} - \frac{I}{x'_d} \right) e^{-t/T_d''} \right] \cos(\omega t + \theta_o) \\ & + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x''_d} + \frac{I}{x''_q} \right) e^{-at} \cos \theta_o + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x''_d} - \frac{I}{x''_q} \right) e^{-at} \cos(2\omega t + \theta_o) \end{aligned} \quad (7.1)$$

$$i_f(t) = i_{f_0} + i_{f_0} \frac{x_d - x'_d}{x'_d} \left[ e^{-t/T_d'} - \left( 1 - \frac{T_d}{T_d''} \right) e^{-t/T_d''} - \frac{T_d}{T_d''} e^{-at} \cos \omega t \right] \quad (7.2)$$

Avec :

$i_{acc}(t)$  : Valeur instantanée de courant de court-circuit de la phase «A», en ampères

$i_f(t)$  : Valeur instantané de courant rotor en ampères

$e$  : Valeur crête de la tension phase/terre à vide avant défaut, phase «A» en Volts

$i_{fo}$  : Valeur du courant rotor, avant et après défaut en ampères

$V_{fo}$  : Valeur de la tension du rotor avant défaut en volts

$T_D$  : Constante de temps de la branche R-L du circuit amortisseur, de l'axe «d» en secondes (constituée par la résistance et l'inductance de fuite)

$\alpha$  : Coefficient d'amortissement de l'induit « $1/T_a$ » en secondes<sup>-1</sup>

$\omega$  : Vitesse angulaire du rotor en rad/secondes

$\theta_o$  : Angle initial à l'application du court-circuit en rad

Vu que pour les essais analysés, le rotor est mis en court-circuit juste avant l'application du court-circuit triphasé instantané (2<sup>ème</sup> variante), les deux formules précédentes sont modifiées, par l'auteur, comme suit :

$$\begin{aligned} i_{acc}(t) = & -e \left[ \frac{1}{x_d} e^{-t/T_d'} + \left( \frac{I}{x_d''} - \frac{I}{x_d'} \right) e^{-t/T_d''} \right] \cos(\omega t + \theta_o) + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x_d''} + \frac{I}{x_q''} \right) e^{-at} \cos \theta_o \\ & + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x_d''} - \frac{I}{x_q''} \right) e^{-at} \cos(2\omega t + \theta_o) \end{aligned} \quad (7.3)$$

$$i_f(t) \approx i_{fo} e^{-t/T_d'} + i_{fo} \frac{x_d - x_d'}{x_d} \left[ e^{-t/T_d'} - \left( I - \frac{T_D}{T_d''} \right) e^{-t/T_d''} - \frac{T_D}{T_d''} e^{-at} \cos \omega t \right] \quad (7.4)$$

### 7.1.2 Courbes mesurées, théoriques et simulées pour un seul amortisseur dans l'axe-d

Utilisant les résultats SSFR, la machine est modélisée sur EMTP pour reproduire les signaux de courants stator et rotor mesurés lors de l'essai de court-circuit triphasé instantané. La concordance entre les courants du stator (mesuré, théorique et simulé) est satisfaisante pour tous les niveaux de tensions (0,10; 0,30; 0,50; 0,75 et 1,0 p.u). Par manque d'espace, seulement le palier à 0,50 p.u, représentatif de la zone de non saturation, est pris comme exemple pour vérifier la précision des paramètres SSFR. Les Figures 7.1 à 7.4 illustrent les signaux obtenus pour ce palier de tension.

**Remarque:** Avec les essais de court-circuit triphasé instantanés, l'expérience a montré que même dans la région linéaire, les paramètres de la machine diffèrent légèrement d'un palier de tension à un autre. La température du fer (qui entraîne une variation de l'entrefer), du bobinage au moment de l'essai et la légère variation de vitesse d'un point à l'autre sont en partie responsables de cette légère variation des paramètres. Pour le cas du 50%, la température du rotor et du stator était à 13°C.

Les paramètres de la formule théorique, à 50% de la tension sont :

$e (\phi/\text{terre})$ en kV crête	$i_{fo}$ (A)	$Z_{base}$ ( $\Omega$ )	$\omega$ rad/s	$\theta_o$ (rad)	$x_d$ (p.u)	$x'_d$ (p.u)	$x''_d$ (p.u)	$T'_d$ (s)	$T''_d$ (s)	$T_a$ (s)	$T_D$ (s)
5,4501	625	0,6682	377	5,32	0,916	0,284(+5%)	0,224	2,30	0,05	0,33	0,007

La configuration sur EMTP: («test2\_3phase\_50.mat» contient les signaux de la simulation).

Sur EMTP, les paramètres rentrés diffèrent légèrement pour  $x_d$  et  $T'_d$  afin d'avoir le courant  $i_{fo} = 625\text{A}$  correspondant à une tension rotor avant défaut de 54,5V (la résistance du rotor n'est pas directement accessible dans EMTP). Ainsi, les valeurs suivantes sont saisies:

$R_a$ (p.u)	$x_l$ (p.u)	$x_o$ (p.u)	$x_q$ (p.u)	$x'_q$ (p.u)	$T'_q$ (s)	$x_d$ (p.u)	$x'_d$ (p.u)	$x''_d$ p.u	$T''_d$ (s)	$T_{D1}$ (s)	$I_{fg}$ (A)	Nombre de pôles
0,00212	0,10	0,08	0,61	0,25	0,01	0,957(+5%)	0,28	0,22	0,05	0,007	1321	72

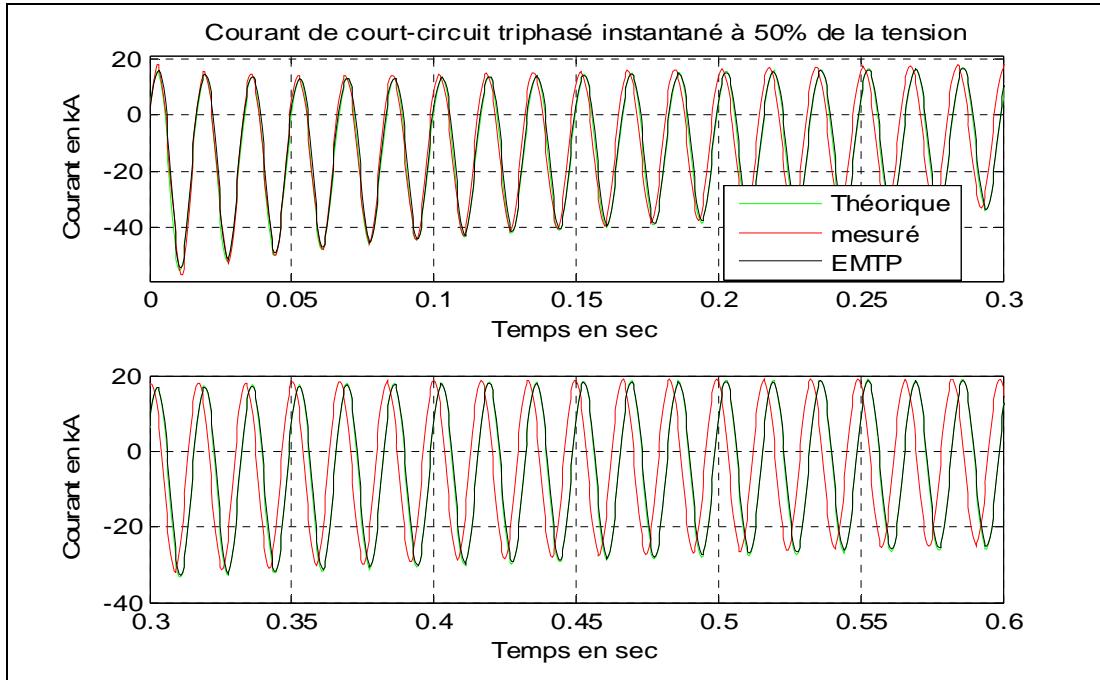
$T'_d = 2,30\text{s}$  (5% plus élevée que la valeur à 13°C) et  $T_{D2} = 10^{-14}\text{s}$  (une valeur non nulle)

À partir des Figures 7.1 à 7.4, les remarques suivantes sont formulées :

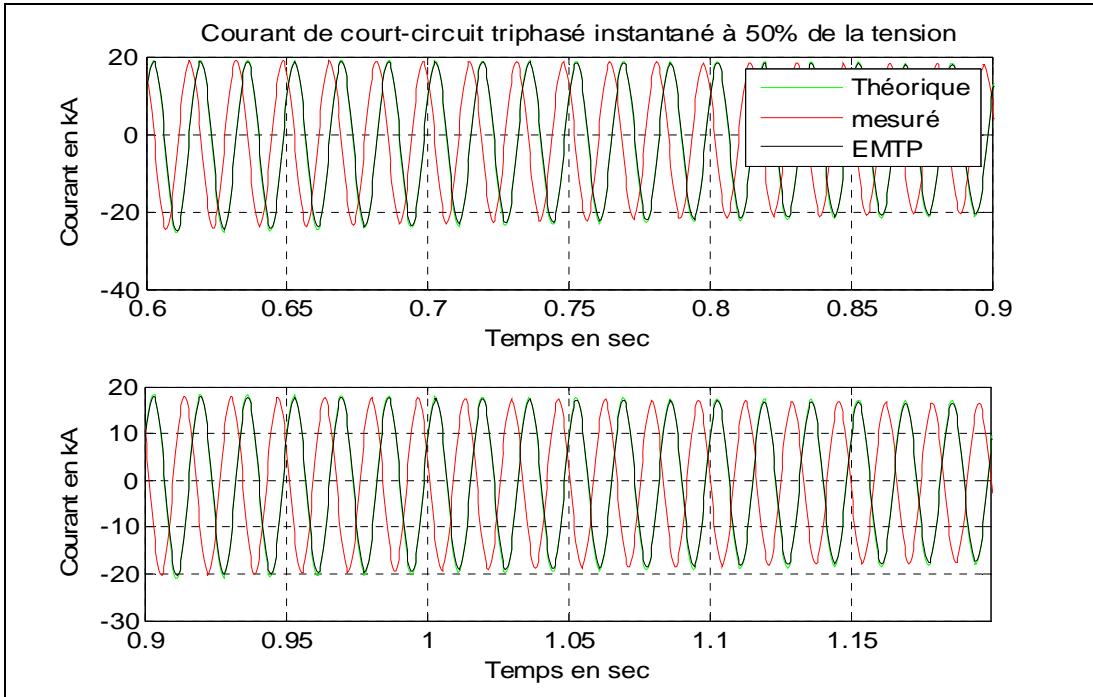
- Les courants théorique et simulé, représentent adéquatement le courant stator mesuré, hormis le décalage en fréquence entre les courbes (à partir de 0,15sec). Ce dernier est causé par la variation de la vitesse de l'alternateur après le court-circuit (régulateur de vitesse en mode manuel). L'imprécision sur la valeur de l'angle initial de fermeture «  $\theta_0$  », la variation légère des paramètres en fonction du courant de court-circuit, le faible décalage entre les pôles du disjoncteur de court-circuit, la variation de l'entrefer de la machine avec la température et l'imprécision sur l'identification du courant  $i_{f0}$  avant défaut, sont possiblement derrière les très légers écarts entre les courbes simulée et mesurée.
- La constante de temps  $T_D$ , régie par l'inductance de fuite et la résistance de l'amortisseur, dicte l'amplitude des oscillations 60Hz sur le courant rotor. Elle est environ 6,28 fois inférieure à celle déterminée par l'essai SSFR ( $T_{5d} = 0,05$  sec). En effet, la formule théorique comme le modèle EMTP nécessite  $T_D = 0,007$ sec pour mieux représenter les oscillations du courant rotor. Plus loin, il y aura d'autres développements concernant ce point, ce qui nous mène à remettre sa discussion à plus tard.
- Les courants du rotor théorique et simulé sont similaires mais très en dessous de celui mesuré dans la région subtransitoire. Cette divergence a été confirmée en analysant les signaux mesurés sur d'autres machines dans d'autres centrales. Dans tous les cas analysés, la concordance pour le courant du stator est satisfaisante entre courbes théorique et mesurée. Elle est également acceptable pour le courant du rotor sauf sur une machine parmi cinq analysées. Un alternateur conçu par un autre manufacturier est à la base de ce deuxième cas de non concordance dans la zone subtransitoire. Toutes les machines sont de grande puissance, à pôles saillants avec tôles laminées au rotor et circuits amortisseurs non connectés entre les pôles. Deux exemples, présentant une concordance positive et une autre négative, sont visibles en annexe 3.

Pour un analyste du réseau, la non concordance du courant rotor, en région subtransitoire, ne constitue pas un problème en soi. Le comportement, vu du côté du stator, est la principale préoccupation pour la plupart des études et les paramètres du régime transitoire, étant les plus importants pour la stabilité. Ceci étant dit, il n'est pas inutile, du moins pour la curiosité scientifique, de chercher la concordance parfaite entre le modèle et les mesures. Au prochain

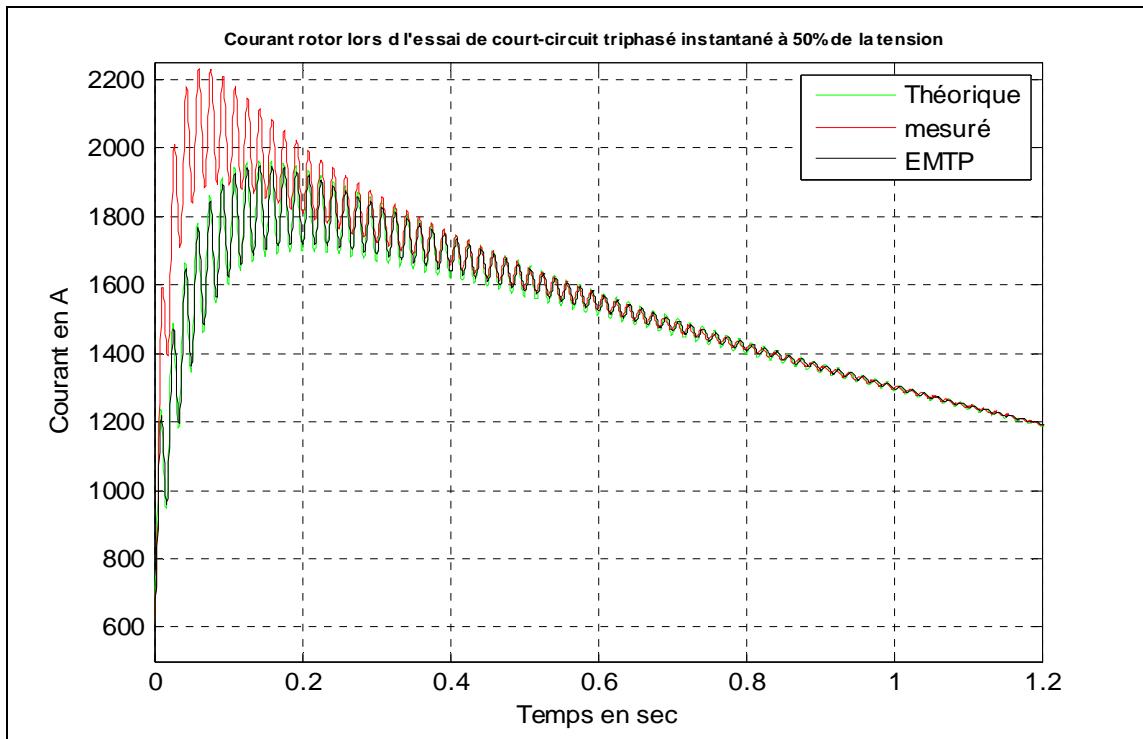
paragraphe, la divergence dans la région subtransitoire est corrigée par l'ajout d'un deuxième amortisseur dans l'axe-d.



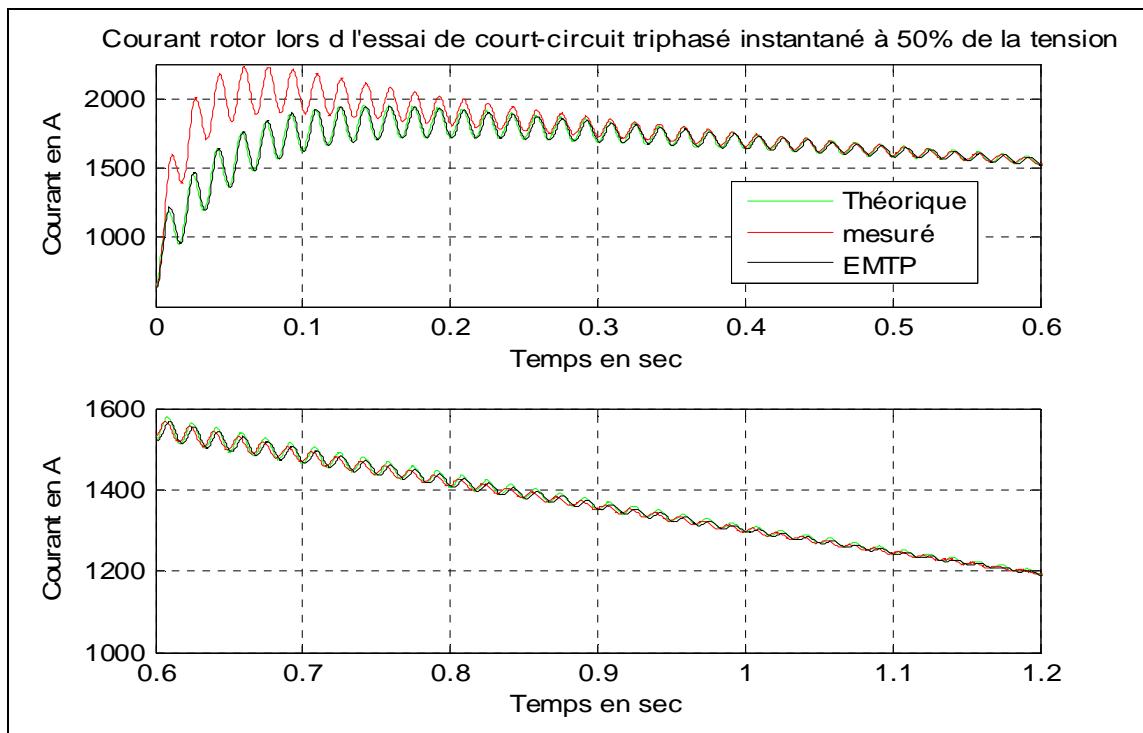
**Figure 7.1:** Fenêtre temporelle [0 à 0,6 s]: Courants stator de court-circuit triphasé à vide. Le modèle EMTP à un seul amortisseur dans l'axe-d.



**Figure 7.2 :** Fenêtre temporel [0,6 à 1,2 s] ( Suite de la Figure 7.1)



**Figure 7.3 : Courant au rotor, suite à un court-circuit triphasé instantané à vide.  
Le modèle EMTP à un seul amortisseur dans l'axe-d.**



**Figure 7.4 : Zoom sur la figure 7.3**

### 7.1.3 Courbes mesurée, théorique et simulée pour deux amortisseurs dans l'axe-d

Pour inclure un deuxième amortisseur dans l'axe-d, les formules (7.3) et (7.4) sont modifiées par l'auteur, comme suit :

$$\begin{aligned} i_{\text{acc}}(t) \approx & -e \left[ \left( \frac{I}{x_d'''} - \frac{I}{x_d''} \right) e^{-t/T_d'''} + \left( \frac{I}{x_d''} - \frac{I}{x_d'} \right) e^{-t/T_d''} + \frac{I}{x_d'} e^{-t/T_d'} \right] \cos(\omega t + \theta_o) \\ & + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x_d''} + \frac{I}{x_q''} \right) e^{-at} \cos \theta_o + \frac{e}{2} \left( \frac{I}{x_d''} - \frac{I}{x_q''} \right) e^{-at} \cos(2\omega t + \theta_o) \end{aligned} \quad (7.5)$$

$$i_f(t) \approx i_{f0} e^{-t/T_d'} + \dots + i_{f0} \frac{x_d - x_d'}{x_d'} \left[ \left( -I + \frac{T_{D2}}{T_d'''} \right) e^{-t/T_d'''} + \left( -\frac{T_{D2}}{T_d'''} + \frac{T_{D1}}{T_d''} \right) e^{-t/T_d''} + e^{-t/T_d'} - \frac{T_{D1}}{T_d''} e^{-at} \cos \omega t \right] \quad (7.6)$$

Les paramètres des formules théoriques, à 50% de la tension sont :

$e (\phi/\text{terre})$ en kV crête	$i_{f0}$ (A)	$\theta_o$ (rad)	$x_d$ (p.u)	$x_d'$ (p.u)	$x_d''$ (p.u)	$T_d'$ (s)	$T_d''$ (s)	$T_a$ (s)	$T_{D1}$ (s)	$x_d'''$ (p.u)	$T_d'''$ (s)
5,4501	625	5,32	0,92	0,284	0,224	2,30	0,05	0,33	0,007	0,20	0,016

$$T_{D2} = 10^{-14} \text{ s (une valeur non nulle)}$$

La configuration sur EMTP-RV «test2\_3phase\_50\_2amortiss.mat»:

$R_a$ (p.u)	$x_l$ (p.u)	$x_o$ (p.u)	$x_q$ (p.u)	$x_q'$ (p.u)	$T_q'$ (s)	$x_d$ (p.u)	$x_d'$ p.u	$x_d''$ (p.u)	$x_d'''$ (p.u)	$T_d'$ (s)	$T_d''$ (s)	$T_d'''$ (s)	$T_{D1}$ (s)
0,00212	0,10	0,08	0,61	0,25	0,01	0,95(+4,6%)	0,28	0,22	0,20	2,30	0,05	0,016	0,051

De plus  $I_{fg}=1321\text{A}$ , nombre de pôles=72 et  $T_{D2} = 10^{-14} \text{ s (une valeur non nulle)}$ .

**Remarque :** Il est très étonnant de voir qu'avec l'usage d'un deuxième amortisseur, la valeur de  $T_{D1}$  requise par EMTP-RV est maintenant similaire à celle issue des mesures SSFR ( $T_{D1}=T_{5d}=0,05 \text{ s}$ ). Celle de la formule théorique est toujours à 0,007s.

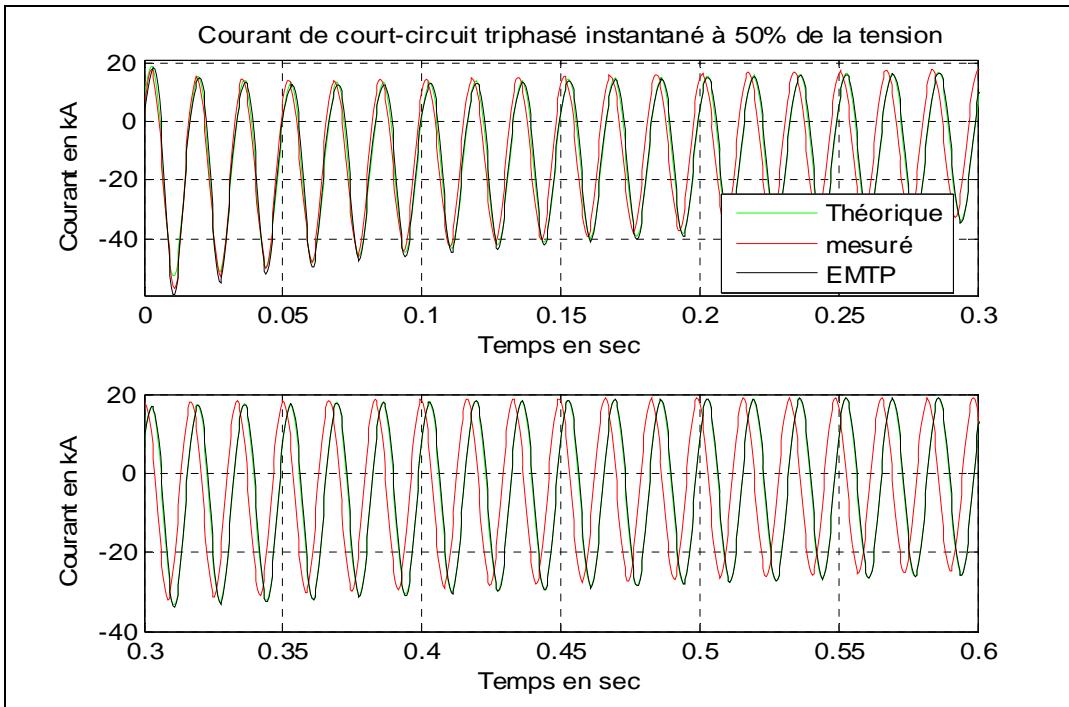
Une question se pose, quelle est la valeur correcte de  $T_{D1}$ , celle de la formule théorique ou d'EMTP et SSFR? Les deux valeurs aboutissent aux mêmes variations «AC» du courant rotor.

Une valeur approximative de  $T_{5d}$  (ou  $T_{D1}$ ), peut être calculée par les formules du paragraphe 7.4.2 de la norme IEEE 1110. En posant:

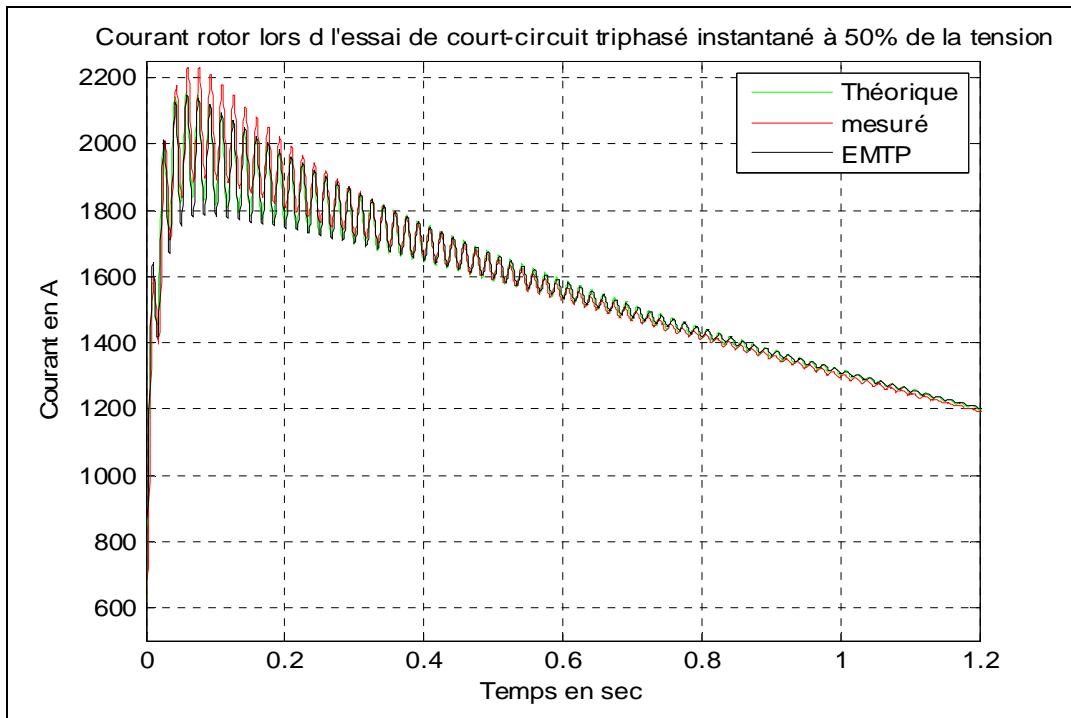
$$L_d'' = 0,23 \text{ p.u}; T_d'' = 0,05 \text{ s}; L_d' = 0,27 \text{ p.u}; L_1 = 0,1 \text{ p.u}; L_{ad} = 0,643 \text{ p.u} (\text{ou celle corrigée de } 0,808 \text{ p.u})$$

Peu importe la valeur de  $L_{ad}$  (corrigée ou non), on obtient  $T_{5d} = 0,045 \text{ s}$ . Ce résultat est très proche du résultat SSFR et de celui d'EMTP-RV avec deux amortisseurs.

Les Figures 7.5 à 7.7 montrent les nouvelles courbes obtenues, après ajout du deuxième amortisseur.

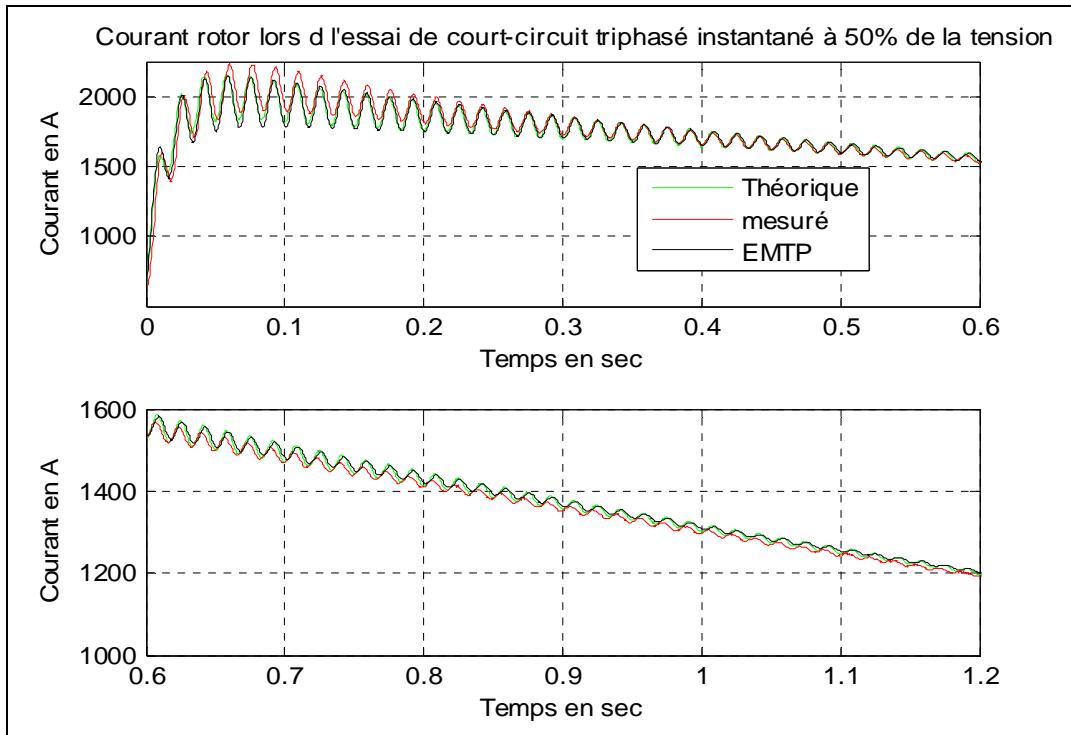


**Figure 7.5 : Fenêtre temporel [0 à 0,6 s]: Courants stator de court-circuit triphasé. Le modèle EMTP à deux amortisseurs dans l'axe-d.**



**Figure 7.6 : Courant au rotor, suite à un court-circuit triphasé instantané.**

**Le modèle EMTP à deux amortisseurs dans l'axe-d.**



**Figure 7.7 : Zoom sur la Figure 7.6**

## 7.2 Essais de délestage dans l'axe longitudinal

### 7.2.1 Description et formules théoriques

L'essai de délestage dans l'axe-d est conduit selon les directives de l'annexe «F» de [9].

Le groupe sous-excité, est synchronisé sur le réseau pour consommer 30 MVAR (-0,105 p.u) d'énergie réactive, sans fournir aucune puissance active. Après avoir noté les paramètres électriques du stator et du rotor (tensions, courants, puissance réactive, fréquence...), une commande est envoyée pour ouvrir le disjoncteur de l'alternateur. Le système d'acquisition enregistre les formes des trois tensions du stator ainsi que le courant et la tension du rotor pendant 30 secondes. 10 secondes avant et 20 secondes après le délestage.

L'excitation du groupe est raccordée en boucle ouverte et le régulateur de tension en mode manuel de façon à maintenir la tension d'excitation constante durant le délestage (la régulation du courant rotor est inhibée). Le régulateur de vitesse est en mode automatique et les systèmes auxiliaires alimentés via un autre groupe de la centrale.

L'essai est repris pour délester -50 MVAR puis -70 MVAR, ce qui correspond à -0,18 p.u et -0,25 p.u d'énergie réactive. Les réglages de l'excitation de l'alternateur au moment de l'essai, ne permettaient pas d'aller plus loin en sous excitation.

Les formules théoriques qui régissent la dynamique de la tension stator (extraite de l'annexe F de [9]) et du courant au rotor (se référer à [50]), suite à un délestage dans l'axe-d sont :

$$v_a(t) = \left[ e - x_d I_a - I_a (x_d' - x_d) e^{-t/T_{do}'} - I_a (x_d'' - x_d') e^{-t/T_{do}''} \right] \sin(\omega t + \theta_0) \quad (7.7)$$

$$i_f(t) = i_{fo} + i_{fo} \frac{x_d - x_d'}{E_f} I_a \left[ e^{-t/T_{do}'} - \left( 1 - \frac{T_d}{T_{do}''} \right) e^{-t/T_{do}''} \right] \quad (7.8)$$

Avec:

$v_a(t)$  : Valeur instantanée de la tension phase/terre de la phase «A» en volts

$e$  : Valeur crête de la tension phase/terre de la phase «A» avant défaut, en Volts

$I_a$  : Valeur crête du courant moyen dans les trois phases avant défaut, en Ampères

$\theta_o$  : Angle initial de début du délestage sur la tension de la phase A, en rad

$i_{fo}$  : Valeur du courant rotor avant défaut, en ampères

$E_f$  : Tension interne crête, en volts

$T_D$  : Constante de temps du circuit amortisseur de l'axe-d, en secondes

### 7.2.2 Courbes mesurées, théoriques et simulées

Le logiciel EMTP-RV est utilisé pour valider la précision des paramètres SSFR. Pris comme exemple, les Figures 7.8 et 7.9 illustrent les résultats obtenus lors du délestage de -70 MVAR. Les paramètres de la formule théorique et la configuration sur EMTP-RV sont ci-dessous :

Les paramètres de la formule théorique, à -70 MVAR sont :

$e (\phi/\text{terre})$ en kV crête	$i_{fo}$ (A)	$\theta_o$ rad	$I_a$ en kA crête	$E_f$ en V crête	$x_d$ p.u	$x'_d$ p.u	$x''_d$ p.u	$T'_{d0}$ (s)	$T''_{d0}$ (s)	$T_D$ (s)
11,012	1108	0,88	4,21	9105	0,834(-8,0%)	0,28	0,23	3,71	0,04	0,007

**Remarque:** Les paramètres  $x_d$ ,  $T'_{d0}$  et  $T''_{d0}$  sont des valeurs saturées dont la valeur dépend du degré de saturation. Ce dernier varie continuellement entre le début et la fin du délestage. Les valeurs de ces paramètres dans la formule théorique sont donc une sorte de valeurs moyennes.

La configuration sur EMTP: (Avec température de 24°C pour le rotor au moment de l'essai)

$R_a$ (p.u)	$x_l$ (p.u)	$x_o$ (p.u)	$x_d$ (p.u)	$x'_d$ (p.u)	$x''_d$ (p.u)	$T'_{d0}$ (s)	$T''_{d0}$ (s)	$T_{D1}$ (s)	$x_q$ (p.u)	$x'_q$ (p.u)	$T'_q$ (s)	$I_{fg}$ (A)
0,00212	0,10	0,08	0,908	0,27	0,23	5,20	0,07	0,05	0,61	0,25	0,01	1321

Nombre de pôles=72 et  $T_{D2} = 10^{-14}$  s (une valeur non nulle)

Le fichier «test\_fin\_delestage\_1amorti.mat» contient les signaux de la simulation.

L'analyse permet de ressortir les points suivants :

- La méthode de délestage dans l'axe-d, proposée à l'annexe F de la norme IEEE 115-2009, ne tient pas compte de la saturation dans la machine. L'exemple présenté, sur une petite machine de laboratoire, recourt à des formules qui conduisent à des paramètres très différents de ceux mesurés par les essais de court-circuit triphasé instantanés ou SSFR. La démarche de la norme ne

reflète donc pas la réalité des machines de grande puissance. En effet, pour les trois délestages réalisés (-0,11;-0,18 et -0,25 pu), le circuit magnétique se trouve dans la zone saturée avant et après délestage. La Figure d-1 de l'annexe 4, illustre la tension d'entrefer de l'alternateur, avant et après délestage et ce pour chaque niveau de MVARs délestées. Tenant compte de ce fait, les paramètres de la formule théorique du courant rotor et ceux déduits par ajustement de courbe à la tension stator  $V_a(t)$  (voir Figure 7.8), doivent être ignorés car ce sont des valeurs qui varient avec la saturation.

- La courbe de saturation à vide, correspondant elle aussi à l'axe-d (donc les mêmes conditions de saturation que pour le délestage dans l'axe-d), est utilisée pour tenir compte de la saturation dans le modèle EMTP-RV.  $T'_{d0}$ (SSFR), rentrée dans ce dernier, doit être largement modifiée pour avoir une bonne concordance entre les signaux simulés et mesurés  $V_a(t)$  et  $i_f(t)$ . Elle aurait dû être 6,76s au lieu de 5,20s, ce qui constitue une baisse de 23%. C'est à peu près la même baisse enregistrée à la table II, sur la machine à pôles saillants de 179 MVA de l'article [51]. Dans ce dernier, les chercheurs ont démontré l'impact de l'impédance du système d'excitation sur les constantes de temps  $T'_d$  et  $T''_{d0}$ . Les paramètres  $x'_d$ ,  $x''_d$ ,  $T'_d$  et  $T''_{d0}$  restent quasiment inchangés. Ils ont proposé une méthode jumelant théorie et mesure pour corriger les paramètres erronés.
- Lors du délestage, les pôles du disjoncteur de puissance ouvrent séparément au passage par zéro. Le déséquilibre entre les pôles, diminue donc la confiance dans la valeur de  $T''_{d0}$  mesurée. Cela explique l'écart entre la valeur rentrée sur EMTP-RV de 0,07 s et celle de l'essai SSFR à 0,06 s.
- La différence continue d'exister entre EMTP-RV et la formule théorique pour ce qui est de la constante « $T_D$ ». EMTP-RV nécessite la même valeur que celle mesurée par l'essai SSFR (0,05s) alors que la formule analytique conserve la valeur de 0,007s, mentionnée auparavant pour les essais de court-circuit triphasé instantané.
- Il est dommage qu'il n'a pas été possible de délester une forte charge réactive (proche de 1,0 p.u). Il aurait pu être possible de constater l'accentuation du décalage entre courants rotor simulé et mesuré dans la région subtransitoire. Il est possible qu'une bonne concordance dans cette zone aurait nécessité l'ajout d'un deuxième amortisseur comme pour le cas des essais de court-circuit triphasé instantanés.

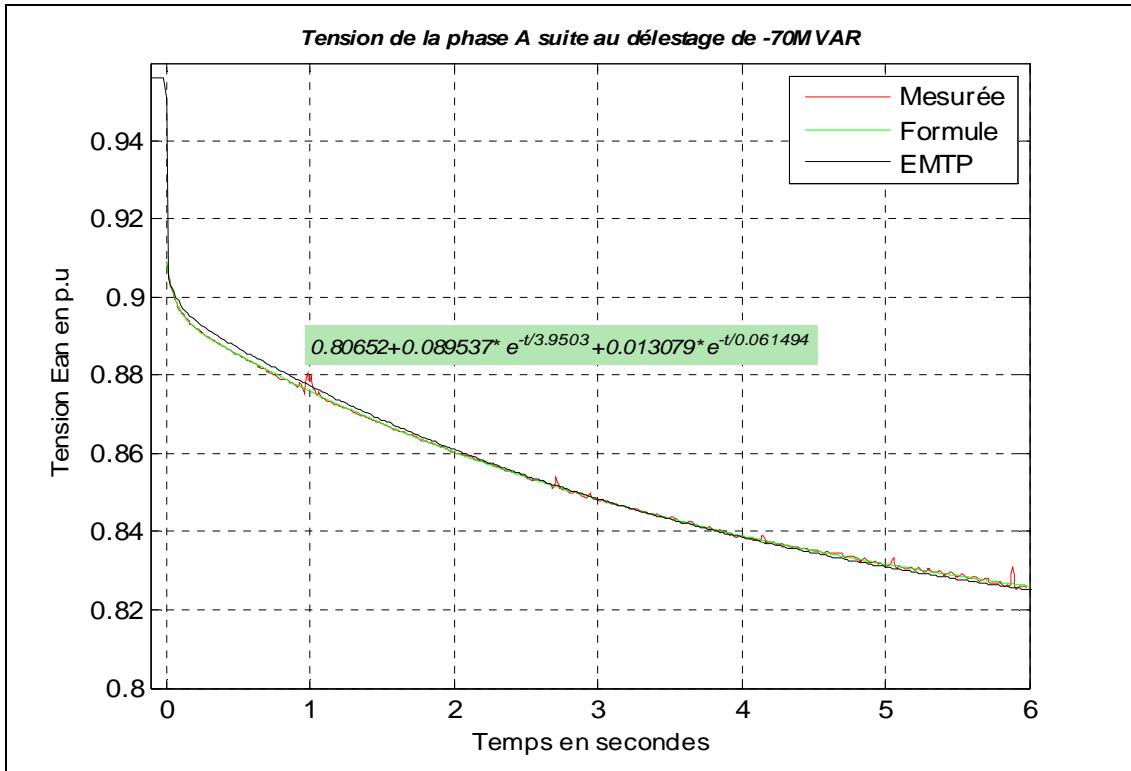


Figure 7.8 : Tension phase/terre au stator, suite au délestage dans l'axe-d.

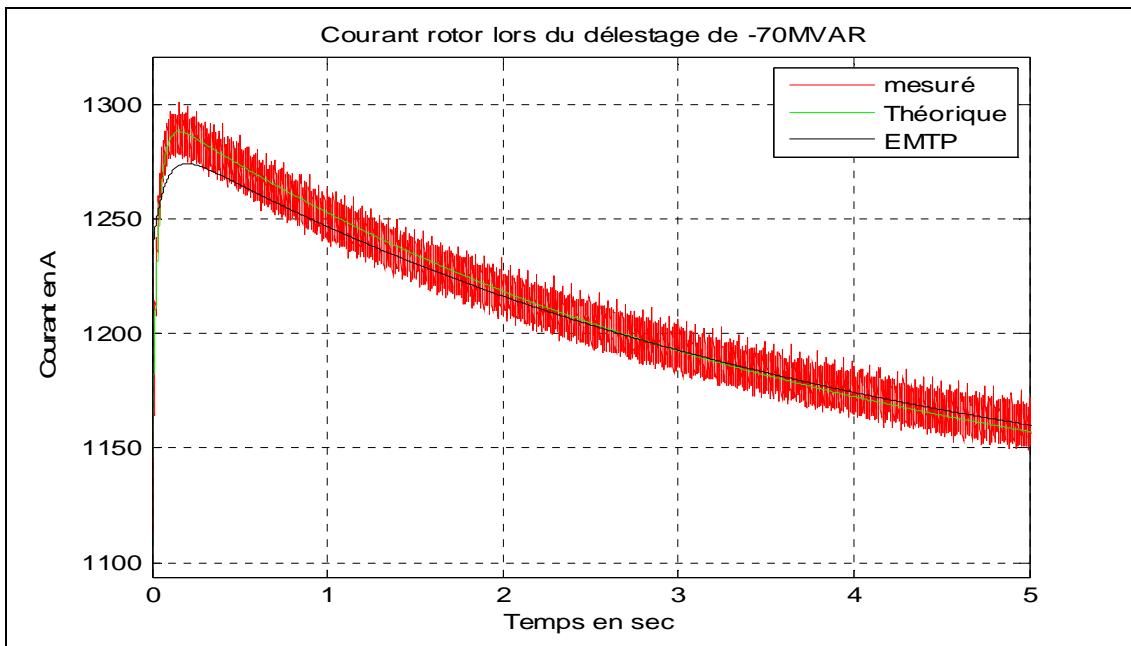


Figure 7.9 : Courant du rotor, suite au délestage dans l'axe-d.

## CONCLUSION

Le travail accompli vient enrichir la littérature scientifique, très pauvre en études comparatives, visant à confronter les essais SSFR avec les essais classiques, sur une machine à pôles saillants de grande puissance. Le survol de la littérature existante permet de conclure que des résultats aussi détaillés et aussi satisfaisants sont introuvables. Cette expérience SSFR, consolide la confiance en cette méthode pour la détermination des paramètres nécessaires aux études et analyses transitoires et dynamiques. D'autres essais SSFR sont planifiés pour bâtir la base de données de mesures et de résultats, permettant de tirer les conclusions finales.

La contribution principale de cette recherche est la détermination d'un modèle SSFR apte à représenter la machine pour les faibles comme pour les fortes perturbations. Un tel résultat positif tient à la conjonction de plusieurs facteurs :

- L'analyseur de réponse fréquentielle utilisé est nettement supérieur, en terme de précision de mesure, à ce qui a été disponible auparavant pour les autres chercheurs. Ce fait, se voit dans la grande précision de détermination des résistances du rotor et du stator dans les deux axes. À titre de comparaison, un écart de 88% a été constaté sur l'estimation de la résistance du rotor du moteur synchrone de 654kVA de [13], malgré que les fonctions SSFR soient une moyenne de trois mesures avec 20 cycles pour chaque fréquence et un courant de magnétisation à 0,04 p.u. Pour la résistance du rotor des turbines à gaz (TAG) et à vapeur (TAV) de Bécancour [7], l'écart entre la valeur du manufacturier et la mesure SSFR était de 19% et 12% respectivement. Pour la TAG, les valeurs SSFR de la résistance du stator, dans les deux axes, ne peuvent être comparées puisque les mesures de l'axe-q en bas de 10mHz ne sont pas disponibles. Pour la TAV, l'écart entre les valeurs mesurées dans les deux axes était de 12%.
- Le courant de magnétisation est gardé constant, sur l'intervalle 1mHz-20Hz, par l'utilisation en mode courant constant de l'amplificateur de puissance.
- La correction pour tenir compte de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement (isolation, amplification et filtrage pour l'élimination du bruit haute fréquence).
- Le nombre entier d'encoches par pôle et par phase, bien que son impact est limité comme a été démontré par plusieurs chercheurs.
- Le circuit amortisseur ne dépend pas de la rotation

Des points jugés d'un grand intérêt, vus au cours de cette recherche, sont rappelés ci-dessous :

- Il est connu que la conception du rotor influence l'aptitude du modèle SSFR à prédire le comportement de la machine lors des grandes perturbations. Chez Hydro-Québec, la majorité écrasante des alternateurs est à pôles saillants avec tôles du rotor laminées et amortisseurs (continus ou discontinus) à l'extrémité du pôle. Ces machines de construction relativement simple semblent être idéales pour l'application de la méthode SSFR.
- Le circuit équivalent linéaire d'ordre-2, déduit par les deux premières fonctions de transfert ( $Z_d(s)$  et  $sG(s)$ ) peut reproduire la magnétisation dans la machine, lorsque le rotor est en court-circuit ( $f < 20\text{Hz}$ ) mais pas du tout quand il est ouvert ( $Z_{afo}(s)$ ). Il est démontré que pour la machine étudiée, ce modèle d'ordre-2 basé sur 2 FT, a conduit à l'obtention de paramètres standards identiques à ceux déterminés par les essais classiques. Le point commun de ces derniers avec les 2 FT de l'essai SSFR est le rotor court-circuité pendant la mesure.
- Les inductances  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  sont très sensibles à la valeur de la résistance du stator. Une variation de température aussi faible que  $0,2^\circ\text{C}$  se fait sentir sur leur phase aux très basses fréquences. Il est important pour les essais SSFR, que la machine soit à l'arrêt depuis au moins 48 heures (température de bobinage stable), toute source de chaleur ou de froid éloignée et les courants d'air éliminés. Durant les mesures, la température du bobinage est enregistrée à une heure d'intervalle, pour correction de la valeur de la résistance du stator si besoin. Les machines de puissance, à cause de leur grande masse thermique, sont moins sensibles au changement de température que les petites machines.
- L'inductance  $L_q(s)$  nécessite un ordre-3 pour une représentation fiable des mesures SSFR ( $f < 200\text{Hz}$ ). La méthode E.1(a-b) de la norme IEEE 1110-2002, doit être corrigée car elle conduit à un ordre-2 de l'axe-q, non représentatif de la mesure SSFR. Un ordre-2 adéquat est obtenu par la méthode d'Umans [45] ou simplement par élimination du troisième amortisseur.
- Avec un courant de magnétisation de  $2,4 \times 10^{-3}$  p.u.,  $L_{ad}$  de l'essai SSFR est inférieure de 25,7% à la valeur de la zone linéaire, déterminée par les essais de caractéristiques à circuit-ouvert et en court-circuit.

- Aucune correction n'a été nécessaire pour  $L_q$ . La valeur mesurée est presque identique à celle du manufacturier (<1% d'écart). Ce résultat est fort différent de ce qu'a été obtenu par Park à [13] ( $L_q$  inférieure de 20% par rapport à la valeur de conception de la machine hydroélectrique de 1,4 MVA).
- À cause de l'impact non négligeable de la saturation, l'essai de délestage dans l'axe-d, tel que présenté à l'annexe F de la norme IEEE 115-2009, est inapplicable sur les machines de grande puissance. Avec quelques correctifs, l'essai est toutefois, d'une grande utilité pour valider le modèle SSFR dans l'axe-d. En effet, les transitoires enregistrées, lors de l'essai, pour la tension stator et le courant rotor peuvent être reproduites par simulation. Dans ce cas, la courbe de saturation, relevée elle-aussi dans l'axe-d, doit être incluse dans le modèle EMTP-RV, basé sur les paramètres SSFR non saturés.

L'expérience acquise permet de formuler quelques suggestions pour les futures recherches:

- a- Étudier davantage le problème de couplage magnétique entre les axes-d et q, en hautes fréquences.
- b- Lorsque le rotor est ouvert, l'activité d'amortissement est plus intense et plus que deux branches amortisseurs sont nécessaires dans le circuit équivalent. Pour approfondir ce sujet, aux prochains essais, il est suggéré de relever  $L_{do}(s)$  (L'inductance vu du stator lorsque le rotor est en circuit ouvert) avec les puissances actives et réactives consommées par le stator.
- c- Apporter deux modifications à l'essai de délestage, décrit dans l'annexe F de la norme IEEE 115-2009 :
  - Inhiber (pour le temps de l'essai) la fonction d'ouverture des pôles du disjoncteur au passage du courant par zéro. Le but est d'améliorer la précision sur le paramètre T''do.
  - Ouvrir le disjoncteur de champ et court-circuiter le rotor sur lui-même juste avant d'ouvrir le disjoncteur du poste de transformation. Cette action permet d'éliminer l'impact de l'impédance du système d'excitation.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] EPRI, “Power Plant Modeling and Parameter Derivation for Power System Studies . Present Practice and Recommended Approach for Future Procedures,” Rep. 1015241, 2007
- [2] NERC. [Online]. Available: <http://www.nerc.com/Pages/default.aspx>
- [3] Dynamics Data for Transmission System Modeling and Simulation, NERC Reliability Standard MOD-012-0
- [4] Dynamics Data Requirements and Reporting Procedures, NERC Reliability Standard MOD-013-1-RRO
- [5] Coordination of Plans for New Facilities, NERC Reliability Standard FAC-002-1
- [6] I. Kamwa, “Notes sur les SSFR de Drummondville,” IREQ, Boucherville, QC, Rapport d’Avril 1996
- [7] I. Kamwa, “Évaluation des Modèles des Turboalternateurs de la Centrale TCE de Bécancour,” IREQ, Boucherville, QC, Rapport de Septembre 2006.
- [8] EMTP-RV. ElectroMagnetic Transients Program. [Online]. Available: <http://www.emtp.com/>
- [9] IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Part I - Acceptance and Performance Testing Part II - Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis, IEEE Std 115, 2009.
- [10] IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses, IEEE Std 1110, 2002.
- [11] HP 3562A. Technical Specifications. [Online]. Available: [http://www.atecorp.com/ATECorp/media/pdfs/Agilent-3562A\\_Specs.pdf](http://www.atecorp.com/ATECorp/media/pdfs/Agilent-3562A_Specs.pdf)
- [12] Solatron1260A. Technical Specifications. [Online]. Available: <http://www.solartronanalytical.com/our-products/potentiostats/Model-1260A.aspx>
- [13] D.H. Park, “Parameter Identification of Salient-Pole Synchronous Machines Using the SSFR (Standstill Frequency Response) Test” M.S. Thesis, Queen’s University, Kingston, Canada, 1997.

- [14] S.K. Sen and B. Adkins, "The application of the frequency-response method to electrical machines," *Proc. IEE*, pt C, vol. 103, pp.378-391, 1956.
- [15] W. Watson and G. Manchur, "Synchronous Machine Operational Impedance from Low Voltage Measurements at the Stator Terminals," *IEEE Trans*, vol. PAS-93, pp.777 -784, 1974
- [16] K. Jenkis et al, "Determination of Synchronous Machine Characteristics By Variable Frequency Standstill Tests," The Universities Power Engineering Conference, Aston University, January, 1975.
- [17] P. Bharali and B. Adkins, "Operational Impedances of Turbogenerators With Solid Rotors," *Proc IEE*, vol. 110, no. 12, pp.2185, 1963
- [18] Umans, S.D., Mallick, J.A., Wilson, G.L. " Modelling of Solid Rotor Turbogenartors,". (In two Parts ) *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 97, pp 269-291, Jan./Feb. 1978.
- [19] P.L. Dandeno and A.T. Poray, "Development of Detailed Turbogenerator Equivalent Circuits From Standstill Frequency Response Measurements," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 100, no. 4, pp. 1646-1655, April 1981.
- [20] P. Dandeno, "Supplementary Definitions & Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 99, pp. 1625–1633, July 1980.
- [21] Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing, IEEE Std. 115A, 1987.
- [22] Y. Jin and A.M. El-Serafi, "A Three Transfer Functions Approach for the Standstill Frequency Response Test of Synchronous Machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 5, no. 4, pp. 740-749, Dec. 1990.
- [23] I.M. Canay, "Determination of the Model Parameters of Machines from the Reactance Operators  $xd(p)$ ,  $xq(p)$  (Evaluation of Standstill Frequency Response Test)," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 8, no. 2, pp. 272-279, June 1993.

- [24] H. Bissig, K. Reichert, and T.S. Kulig, "Modelling and Identification of Synchronous Machines. A New Approach with an Extended Frequency Range," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 8, no. 2, pp. 263-271, June 1993.
- [25] 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.
- [26] P.L. Dandeno, P. Kundur, A.T. Poray, and M.E. Coultes, "Validation of Turbogenerator Stability Models by Comparison With Power System Tests," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 100, no. 4, pp. 1637-1645, April 1981.
- [27] A. G. Jack and T. J. Bedford, "A Study of the Frequency Response of Turbogenerators with Special Reference to Nanticoke G. S.," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-2, no. 3, pp. 496–505, Sep. 1987.
- [28] A. Keyhani, S. Hao, and G. Dayal, "The Effects of Noise on Frequency-Domain Parameter Estimation of Synchronous Machine Models," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 4, no. 4, pp. 600-607, Dec. 1989.
- [29] R. Diggle and J. L. Dineley, "Generator Works Testing. Sudden-Short-Circuit or Standstill Variable-Frequency-Response Method," *Proc. Inst. Elect. Eng. C*, vol. 128, no. 4, pp. 177–182, Jul. 1981.
- [30] G. Shackshaft and A. T. Poray, "New Approach to the Determination of Synchronous Machine Parameters from Tests," in *Proc. Inst. Elect. Eng., (IEE)*, vol. 121, no. 11, pp. 1385–1392, Nov. 1974.
- [31] G. Shackshaft and A. T. Poray, "Implementation of New Approach to Determination of Synchronous Machine Parameters from Tests," in *Proc. Inst. Elect. Eng., (IEE)*, vol. 124, no. 12, pp. 1170–1178, 1977.
- [32] IEEE PES WG 12 (Chair: P.L. Dandeno), "Experience with Standstill Frequency Response (SSFR) Testing and Analysis of Salient Pole Synchronous Machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1209-1217, Dec. 1999.

- [33] D. Y. Park, H. C. Karmaker, G. E. Dawson, and A. R. Eastham, "Standstill Frequency Response Testing and Modeling of Salient-Pole Synchronous Machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 13, no. 3, pp. 230–236, Sept. 1998.
- [34] C. J. Azuaje and S. Salon, "Standstill Frequency Response Tests on Hydrogenerators at Macagua II Project," invited to the panel session 'SSFR Testing and Analysis of Salient-Pole Machines,' *IEEE/PES Winter Meeting*, Feb. 4, 1997.
- [35] P. Kundur, Power System Stability and Control. USA: McGraw-Hill, 1994.
- [36] 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.
- [37] EPRI, "Determination of Synchronous Machine Stability Study Constants," Ontario Hydro, Rep. EL-1424, 1980, vol. 2.
- [38] 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.
- [39] 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.
- [40] I. Kamwa, P. Viarouge, H. Le-Huy and J. Dickinson "A Frequency-Domain Maximum Likelihood Estimation of Synchronous Machine High-Order Models using SSFR Test Data," *IEEE/PES Winter Meeting*, 1992.
- [41] 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.
- [42] A. Rankin, "Per- Unit Impedance of Synchronous Machines-II," *AIEE Trans.*, Vol. 64, pp. 839-841, Dec. 1945.

- [43] A. Keyhani, H. Tsai, "Identification of high-order synchronous generator models from SSFR test data," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, On page(s): 593 - 603 Volume: 9, Issue: 3, Sep. 1994.
- [44] The MathWorks. Matlab. (2010). [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/>
- [45] S.D. Umans, J.A. Malick, and G.L. Wilson, "Modeling of Solid Rotor Turbogenerators. Part II: Example of Model Derivation and use in Digital Simulation," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 97, no. 1, pp. 278-291, Jan./Feb. 1978.
- [46] Graham.C. Goodwin, Robert.L. Payne, Dynamic System Identifications: Experiment Design and Data Analysis, New-York: Academic Press, NY,1977.
- [47] I. M. Canay, "Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 88, no. 7, pp. 1114–1120, Jul. 1969.
- [48] M.E. Coultes and W. Watson, "Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Tests," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 100, no. 4, pp. 1480-1489, April 1981.
- [49] P. Barret, Régimes Transitoires des Machines Tournantes Électriques. France : Eyrolles, 1987.
- [50] S. E. M. Oliveira, "Modelling of Synchronous Machines for Dynamic Studies with Different Mutual Couplings between Direct Axis Windings," *IEEE Trans, Energy Convers.*, vol. 4, no. 4, pp. 591–599, Dec. 1989.
- [51] 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.
- [52] I. Kamwa, and P. Viarouge, "On Equivalent-Circuit Structure for Empirical Modeling of Turbine-Generators," *IEEE Transactions*, EC-9(3), pp 579-592, September 1994.

**ANNEXE 1 – Ajustement du circuit équivalent dans l'axe-d,  
par l'approche de 3FT**

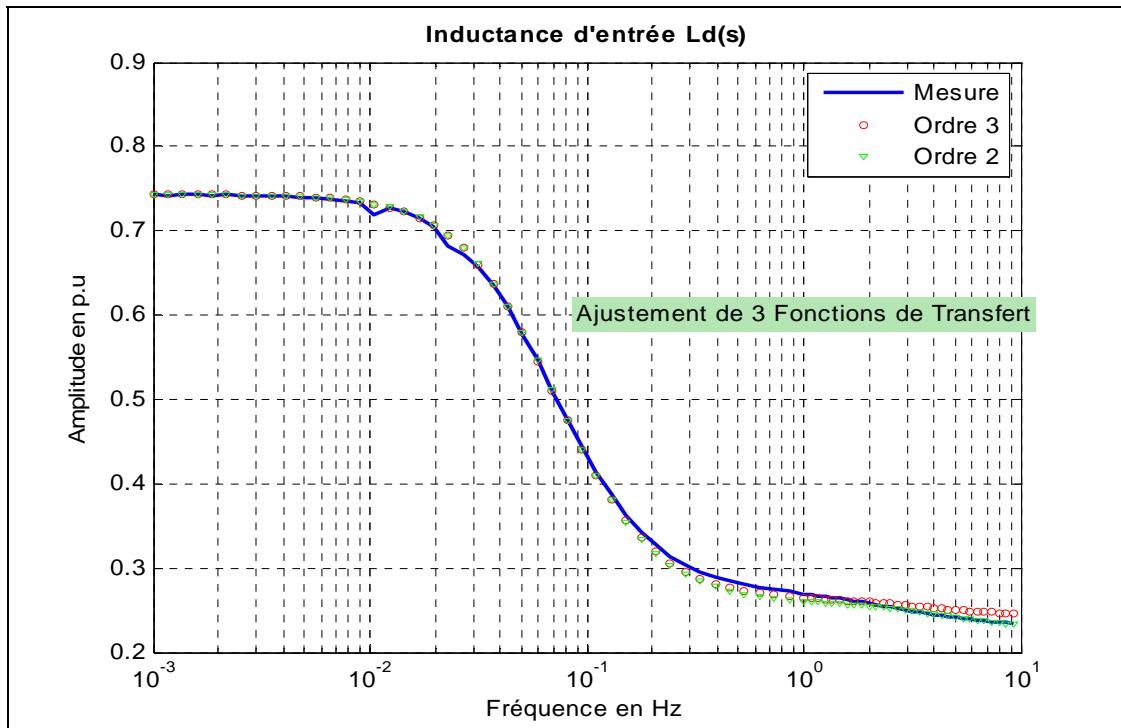


Figure a-1 : Circuits équivalents versus  $L_d(s)$  mesurée (Amplitude)

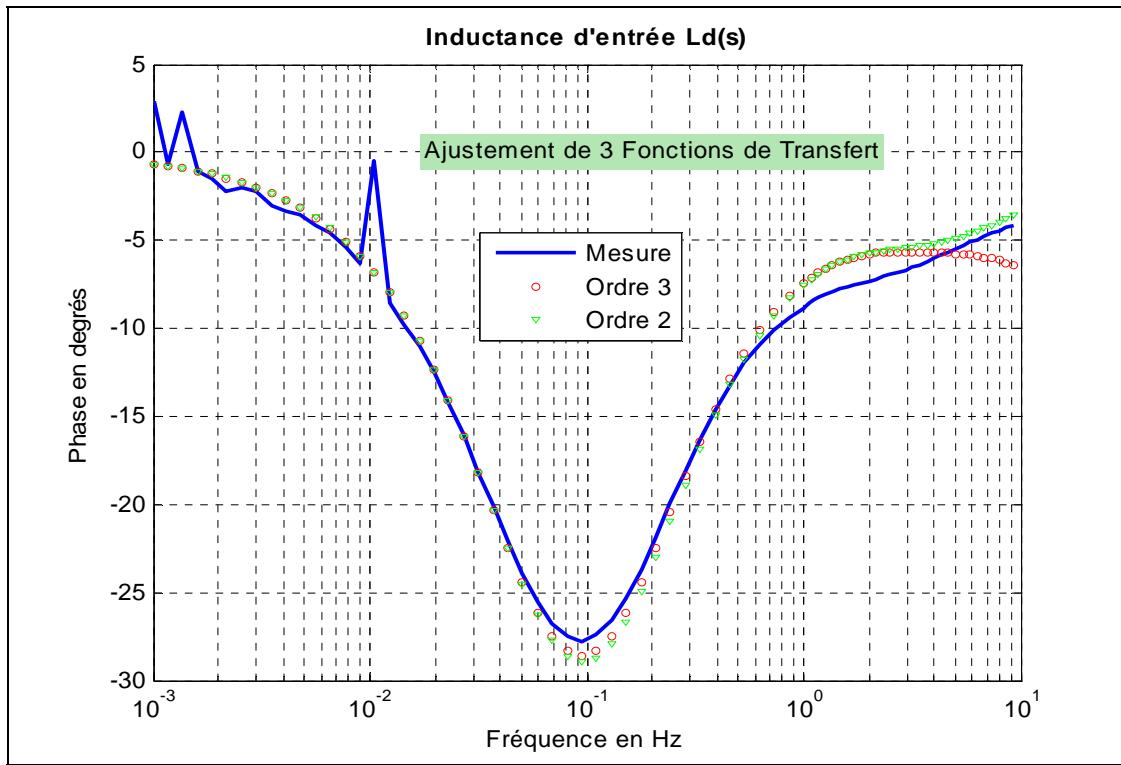


Figure a-2 : Circuits équivalents versus  $L_d(s)$  mesurée (Phase)

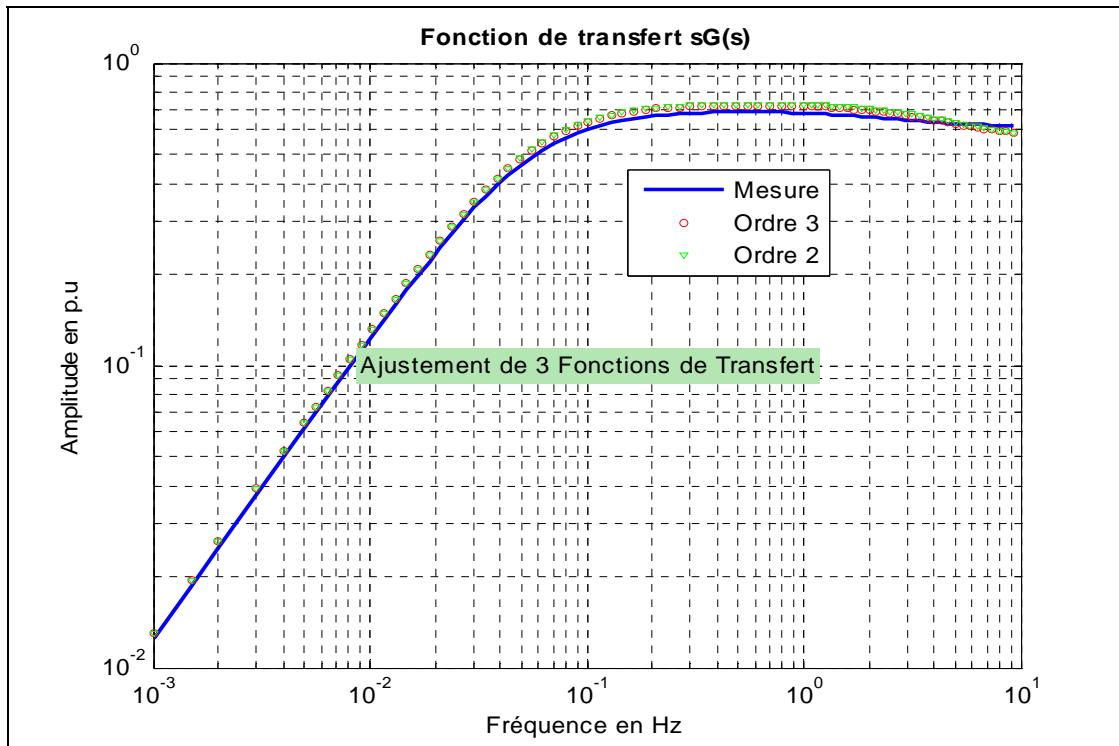


Figure a-3 : Circuits équivalents versus  $sG(s)$  mesurée (Amplitude)

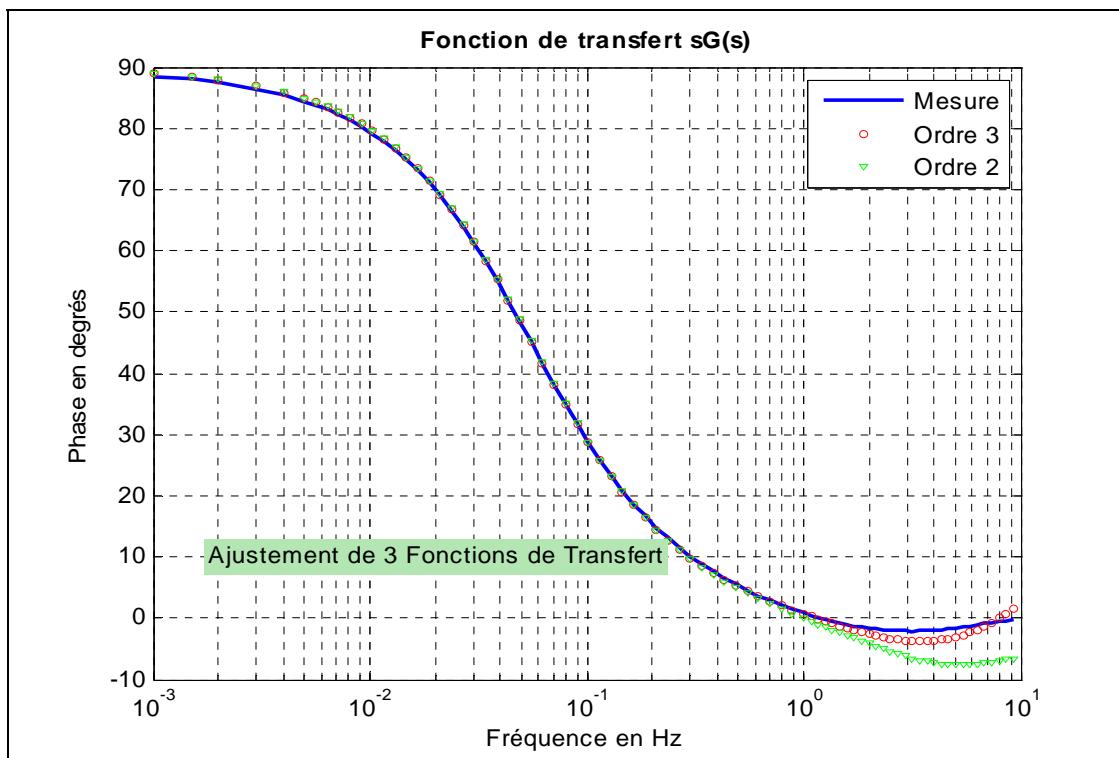


Figure a-4 : Circuits équivalents versus  $sG(s)$  mesurée (Phase)

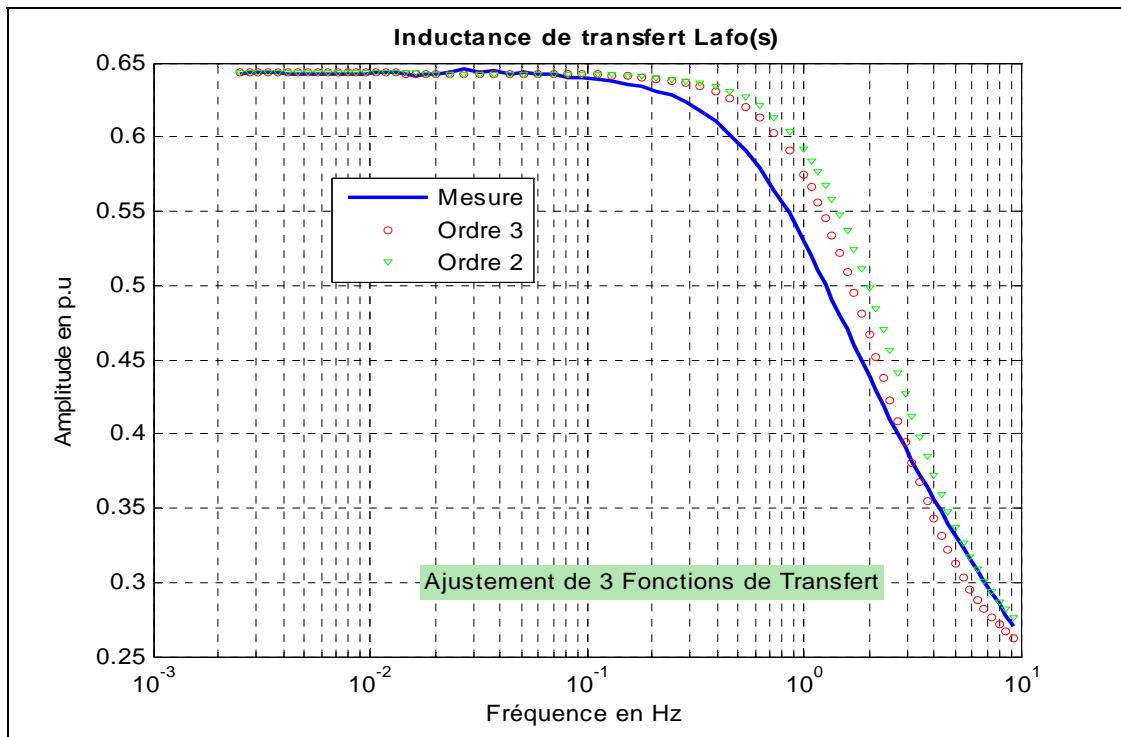


Figure a-5 : Circuits équivalents versus Lafo(s) mesurée (Amplitude)

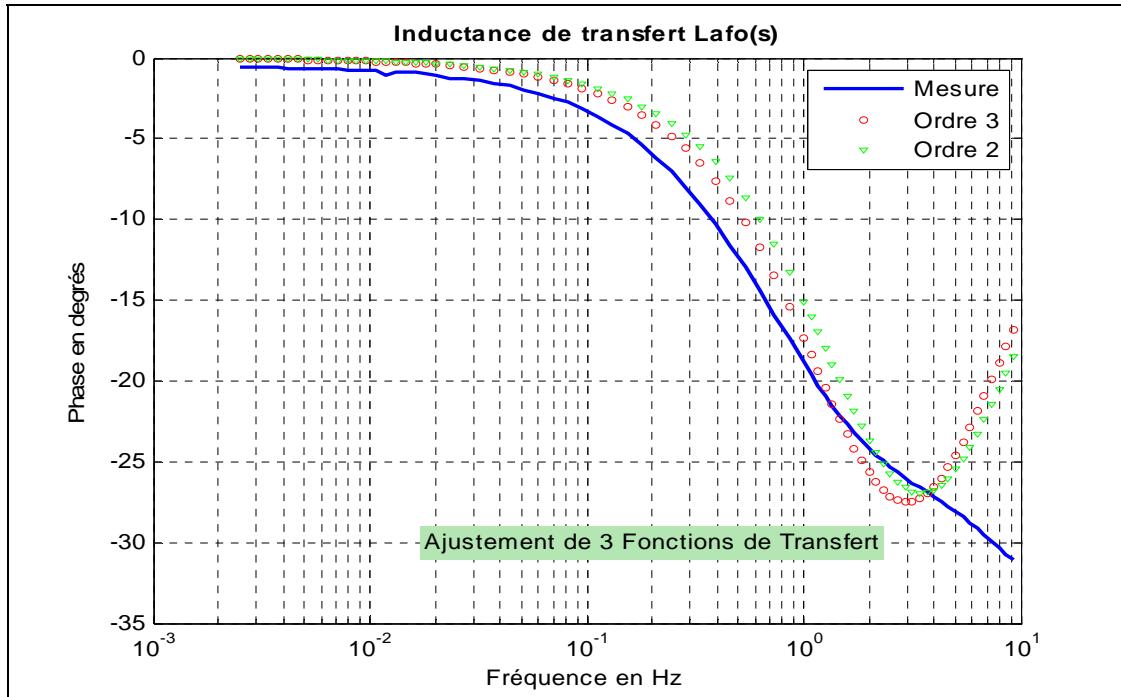
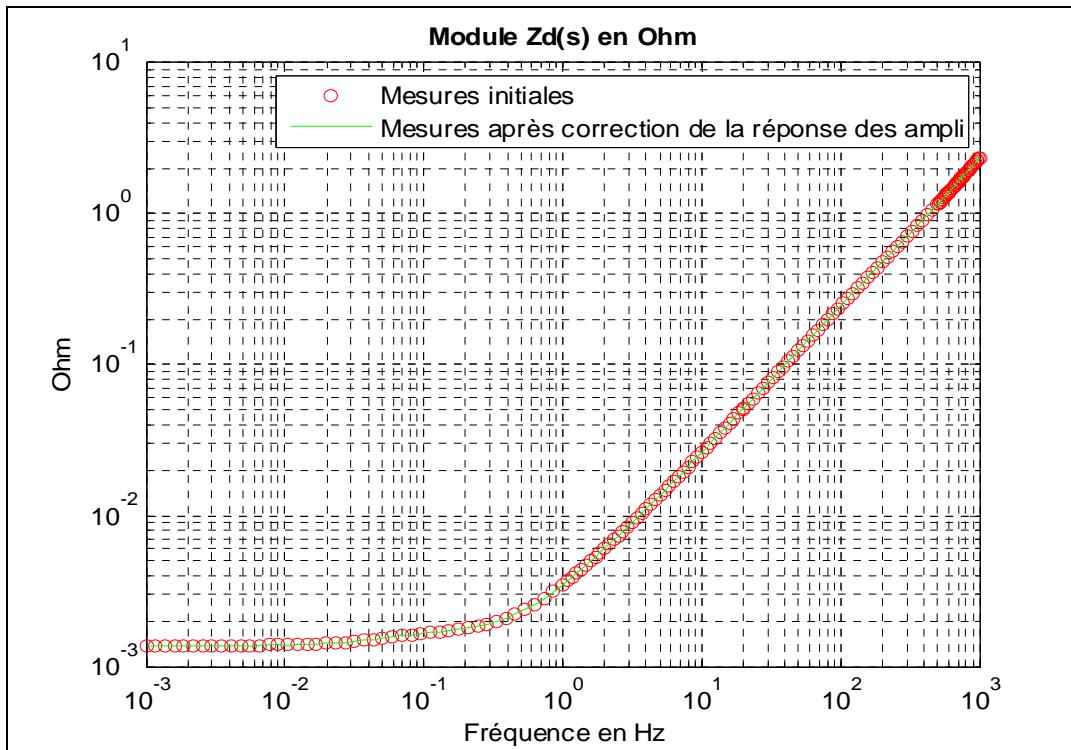
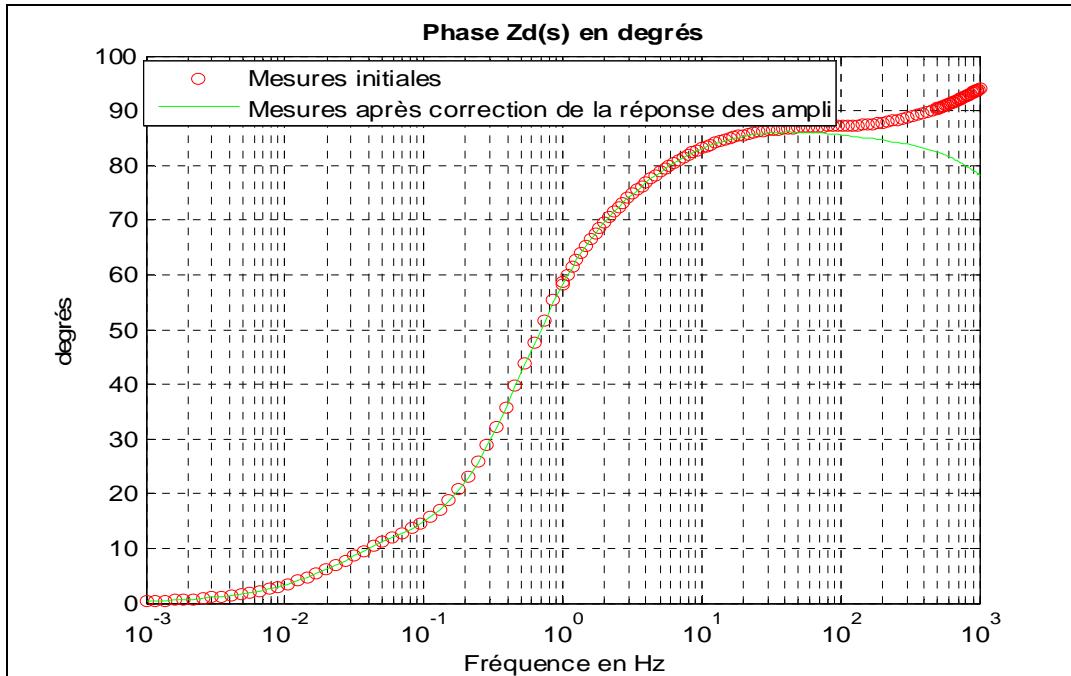


Figure a-6 : Circuits équivalents versus Lafo(s) mesurée (Phase)

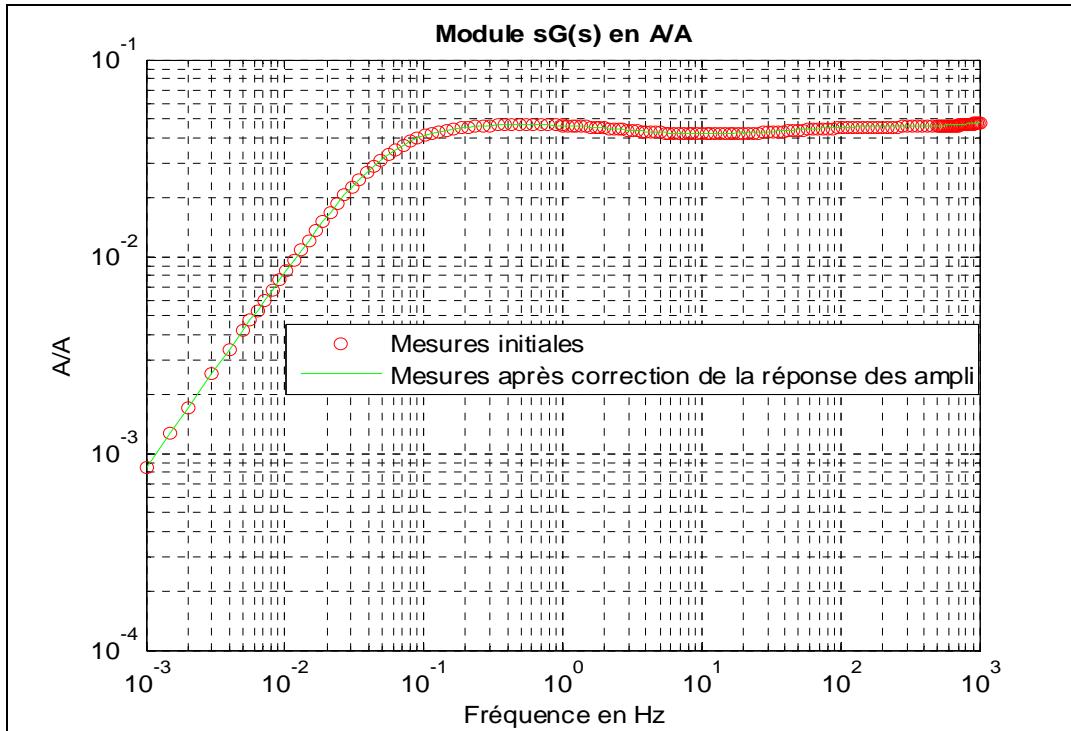
**ANNEXE 2 – Courbes SSFR mesurées, avec et sans  
considération de la réponse fréquentielle des  
modules de conditionnement**



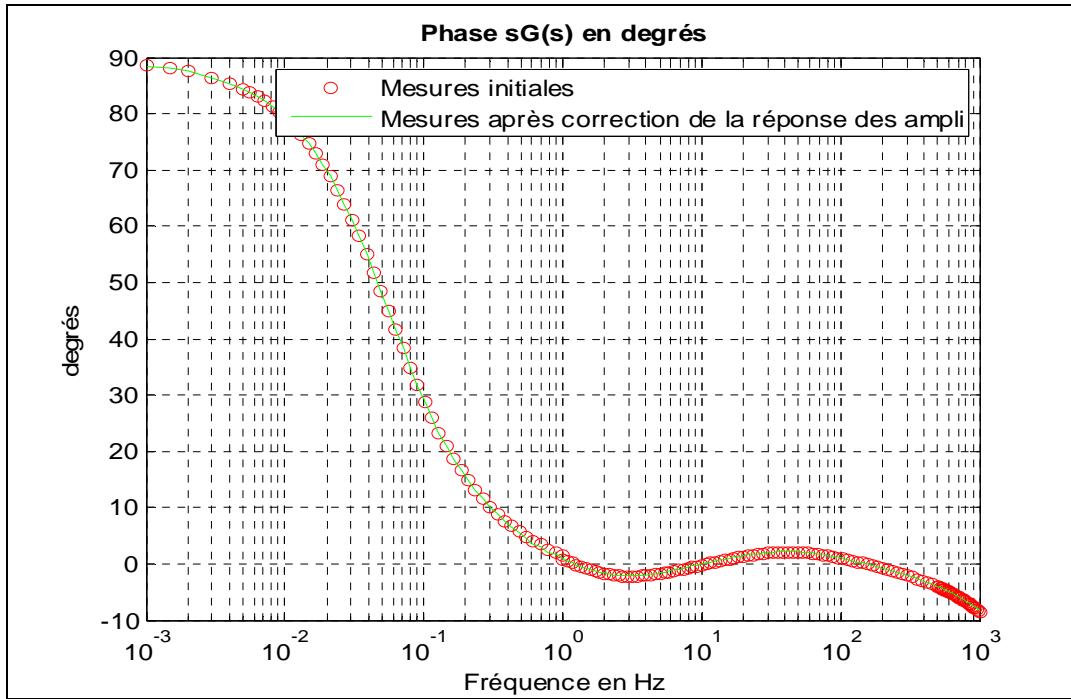
**Figure b-1 : Amplitude mesurée de  $Zd(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



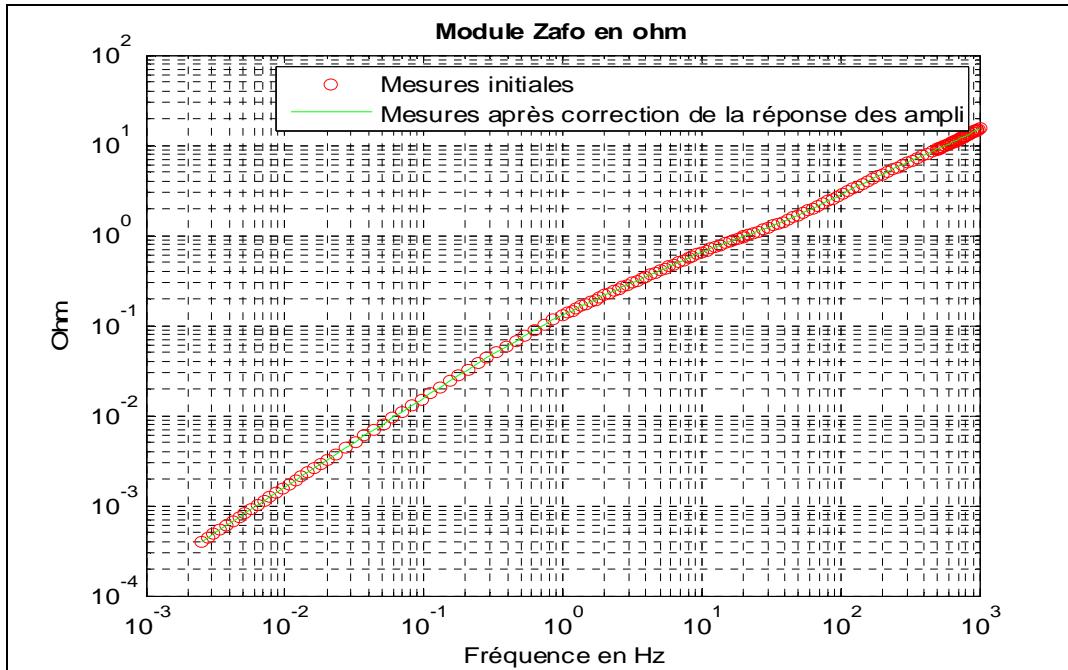
**Figure b-2 : Phase mesurée de  $Zd(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



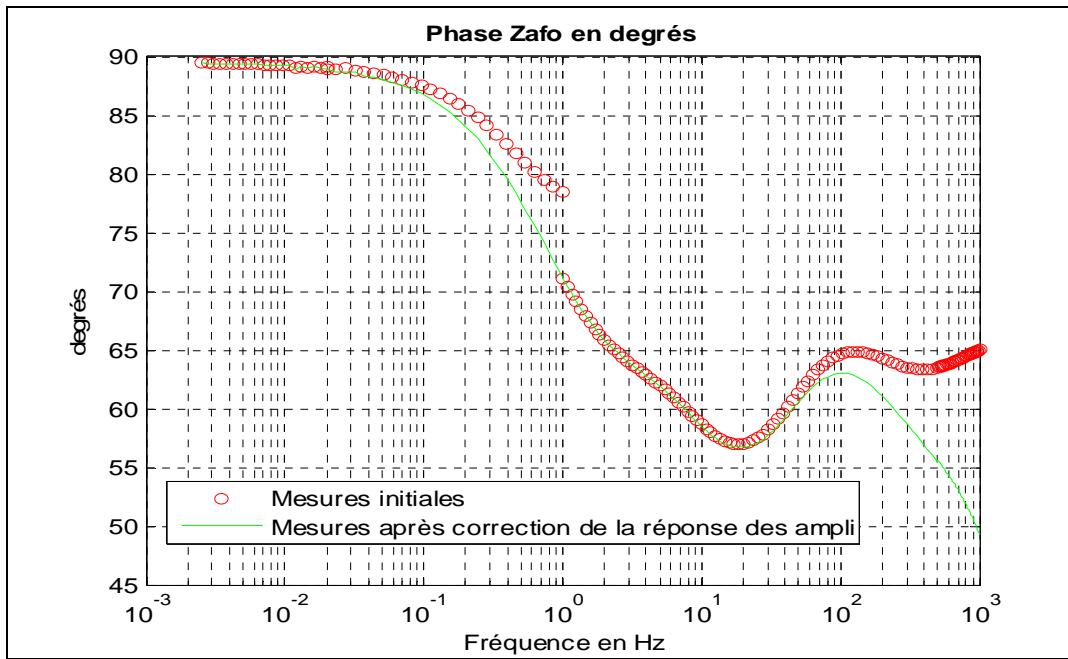
**Figure b-3 : Amplitude mesurée de  $sG(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



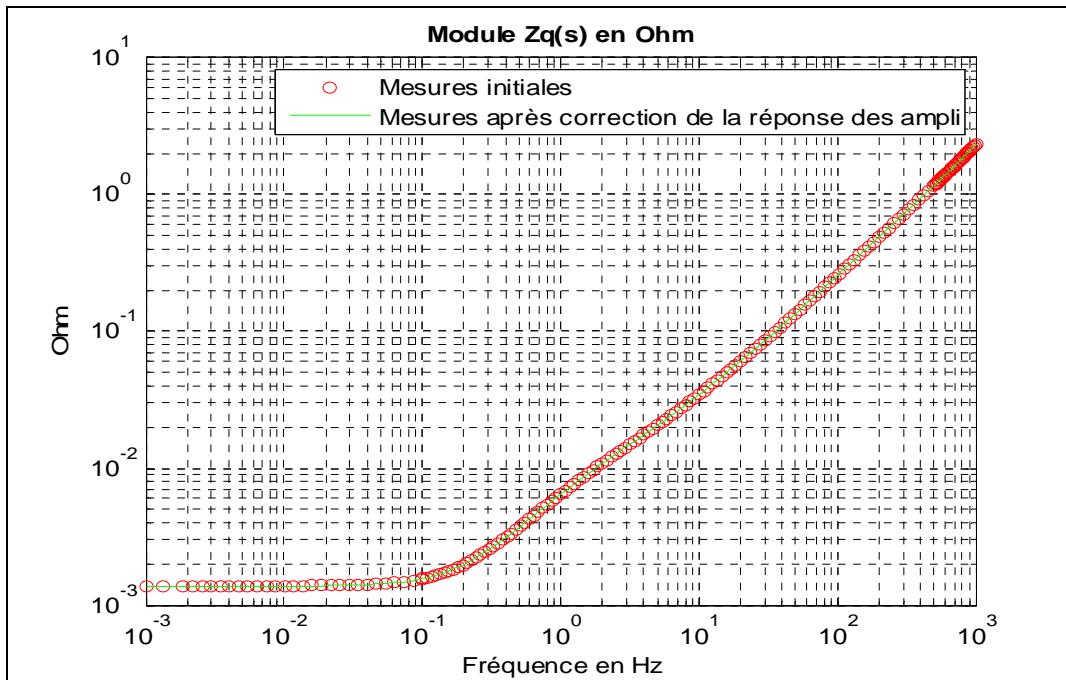
**Figure b-4 : Phase mesurée de  $sG(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



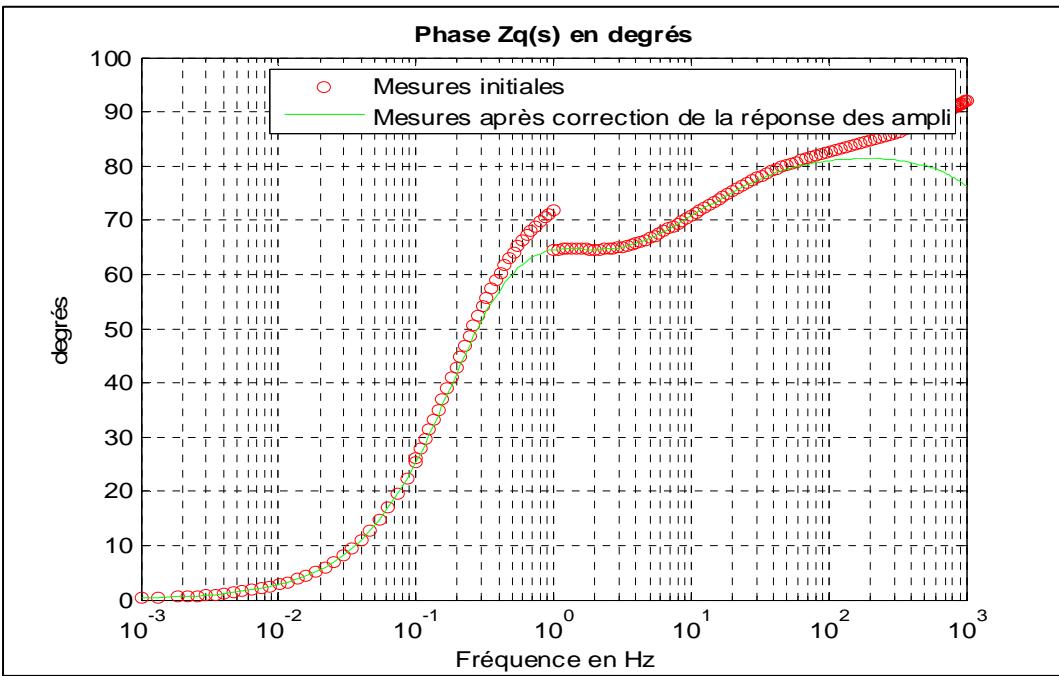
**Figure b-5 : Amplitude mesurée de Zafo(s), avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



**Figure b-6 : Phase mesurée de Zafo(s), avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



**Figure b-7 : Amplitude mesurée de  $Zq(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**



**Figure b-8 : Phase mesurée de  $Zq(s)$ , avec et sans considération de la réponse fréquentielle des modules de conditionnement**

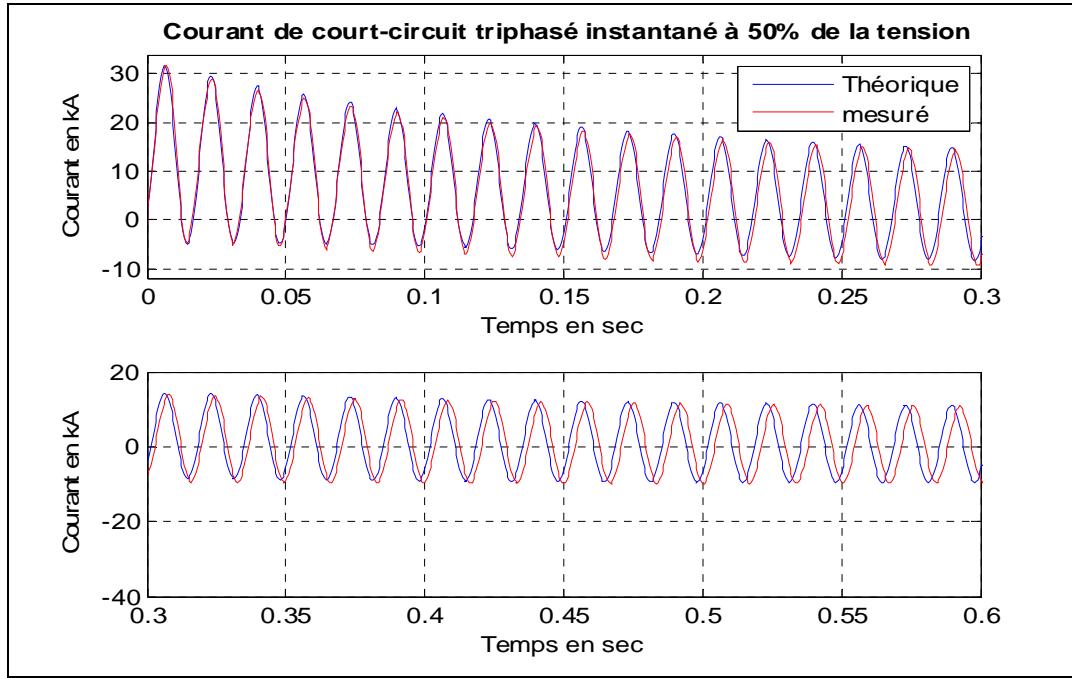
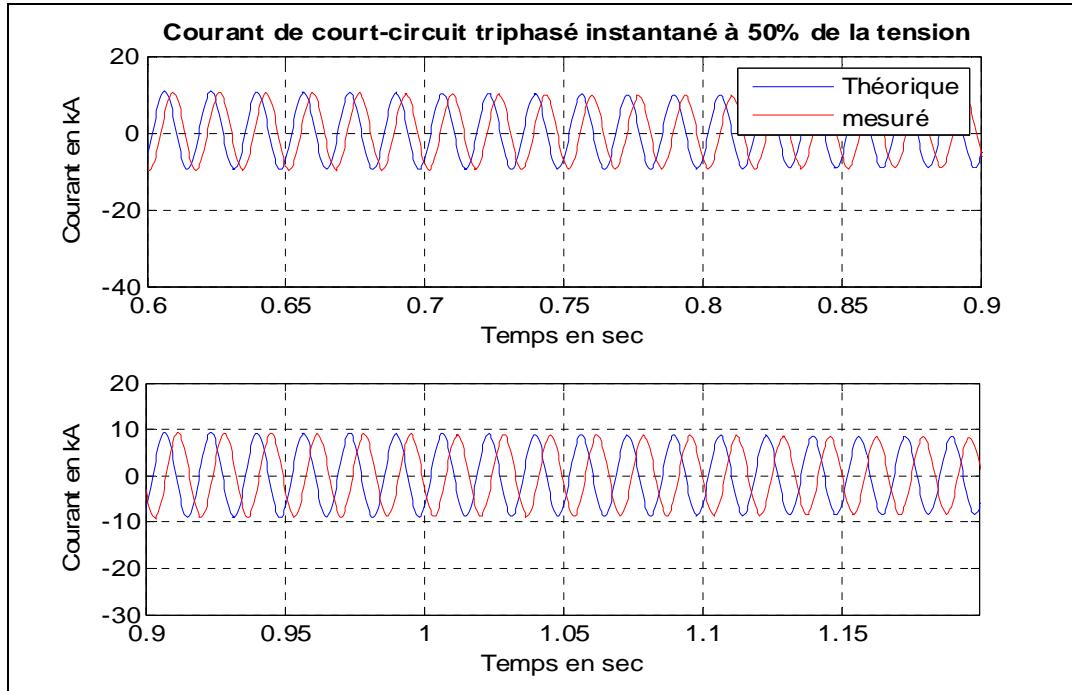
## **ANNEXE 3 – Concordance des courants rotor, théorique et mesuré lors d'un court-circuit triphasé instantané à vide**

- A- Exemple de bonne concordance en région subtransitoire*
- B- Exemple de mauvaise concordance en région subtransitoire et correction par ajout d'un deuxième amortisseur*

A-

***Exemple de bonne concordance en région subtransitoire***

$S_{\text{nom}} = 143 \text{ MVA}$ ;  $e = 5,5904 \text{ kV}$  phase/terre crête;  $i_{f0} = 308 \text{ A}$ ;  $Z_{\text{base}} = 1,3317 \Omega$ ;  $\omega = 377 \text{ rad/s}$ ;  
 $\theta_o = 3,9 \text{ rad}$ ;  $x_d' = 1,134 \text{ p.u}$ ;  $x_d'' = 0,33 \text{ p.u}$ ;  $T_d' = 2,70 \text{s}$ ;  $T_d'' = 0,07 \text{s}$ ;  $T_a = 0,20 \text{s}$ ;  $T_D = 0,086 \text{s}$ .

**Figure c-1: Courant de court-circuit au stator. Fenêtre temporel [0 à 0,6s]****Figure c-2: Courant de court-circuit au stator. Fenêtre temporel [0,6 à 1,2s]**

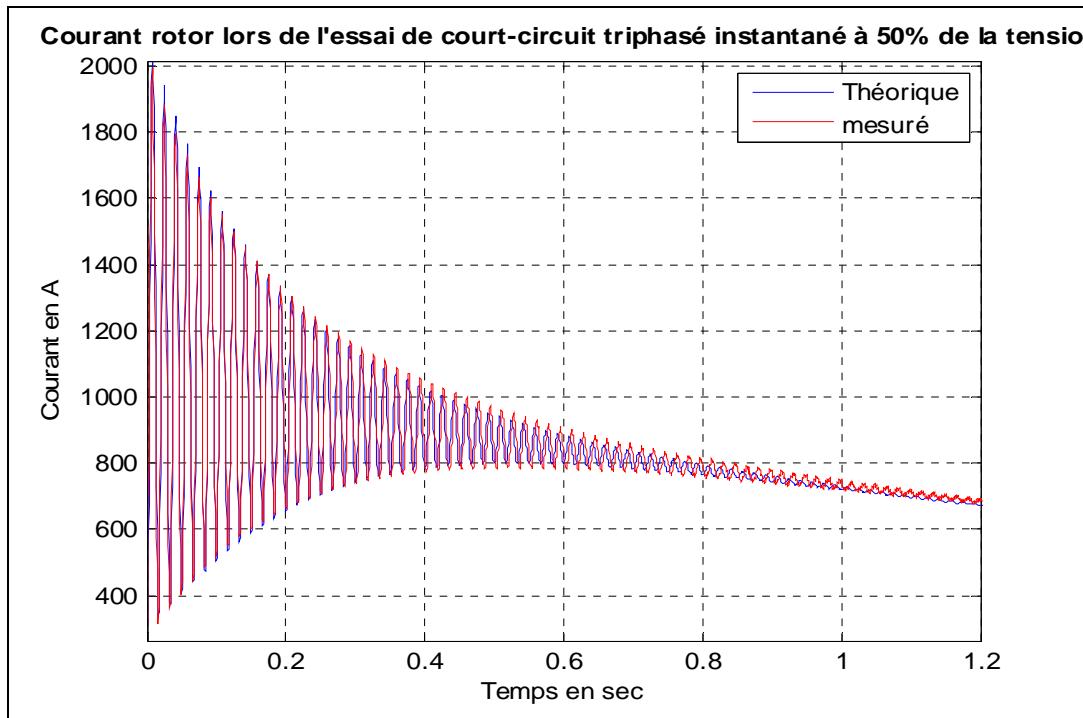


Figure c-3: Courant du rotor durant le court-circuit. Fenêtre temporel [0 à 1,2s]

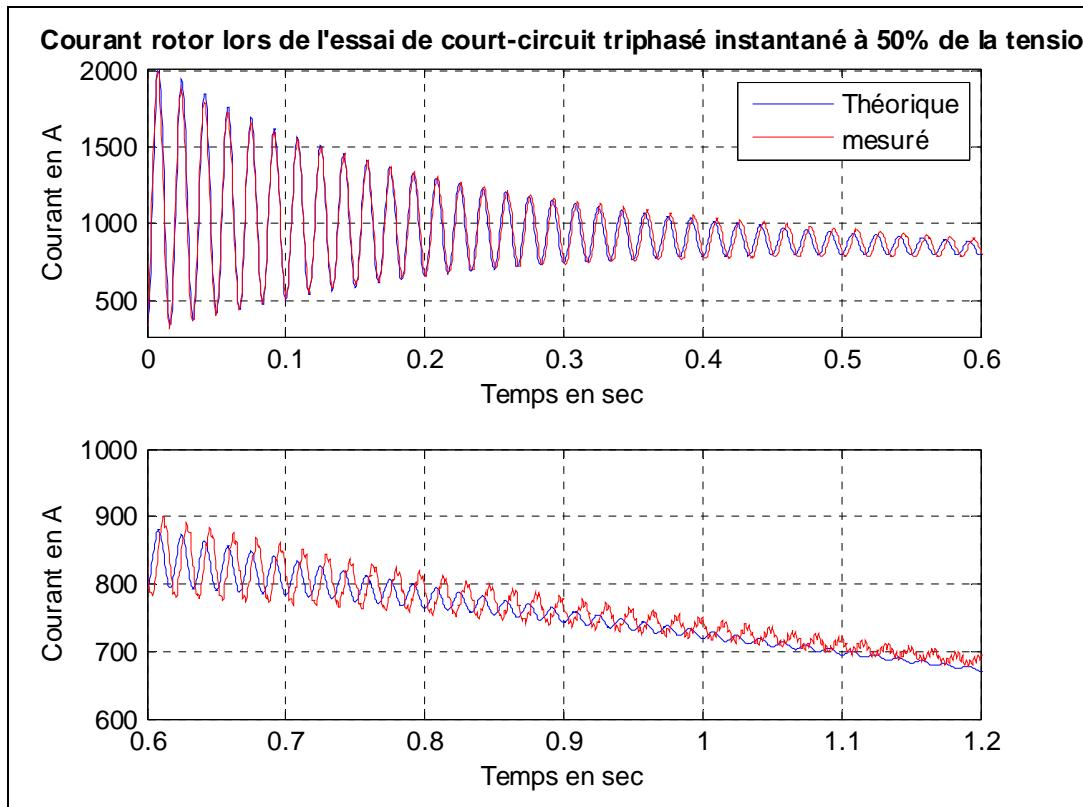


Figure c-4: Zoom sur le courant du rotor durant le court-circuit.

**B-** Exemple de mauvaise concordance en région subtransitoire et correction par ajout d'un deuxième amortisseur

Les paramètres de la formule théorique, à 50% de la tension sont :

$S_{\text{nom}} = 250 \text{ MVA}$ ;  $e = 5,6175 \text{ kV phase/terre crête}$ ;  $i_{f0} = 389 \text{ A}$ ;  $Z_{\text{base}} = 0,7618 \Omega$ ;  $\omega = 377 \text{ rad/s}$ ;

$\theta_o = 5,69 \text{ rad}$ ;  $x_d = 0,972 \text{ p.u}$ ;  $x'_d = 0,36 \text{ p.u}$ ;  $x''_d = 0,27 \text{ p.u}$ ;  $T'_d = 3,60 \text{ s}$ ;  $T''_d = 0,06 \text{ s}$ ;  $T_a = 0,36 \text{ s}$ ;  $T_D = 0,009 \text{ s}$ .

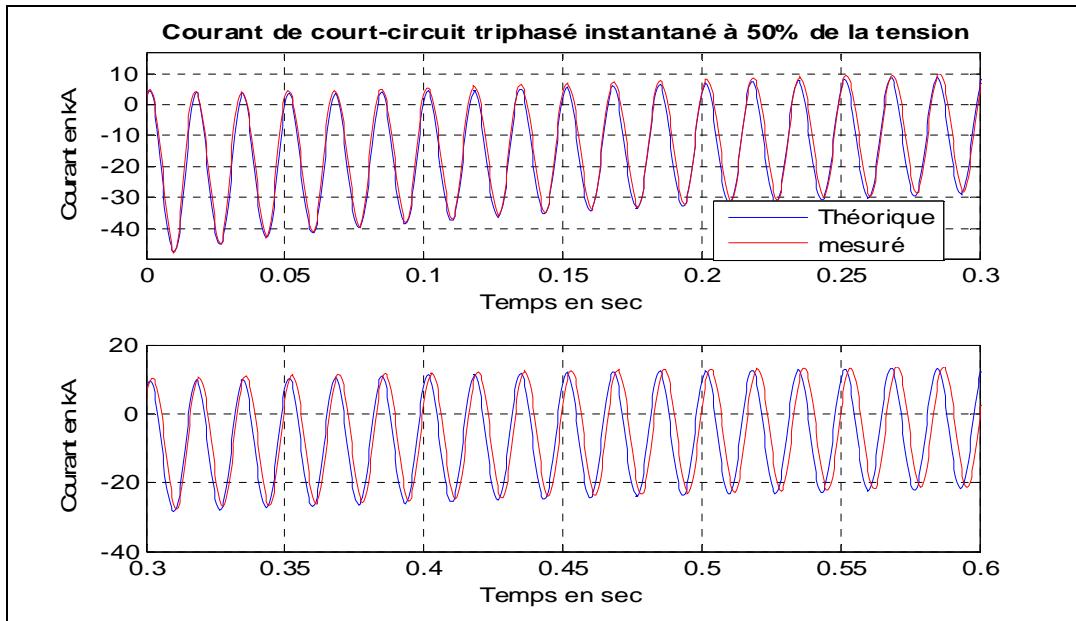


Figure c-5: Courant de court-circuit au stator. Fenêtre temporel [0 à 0,6s]

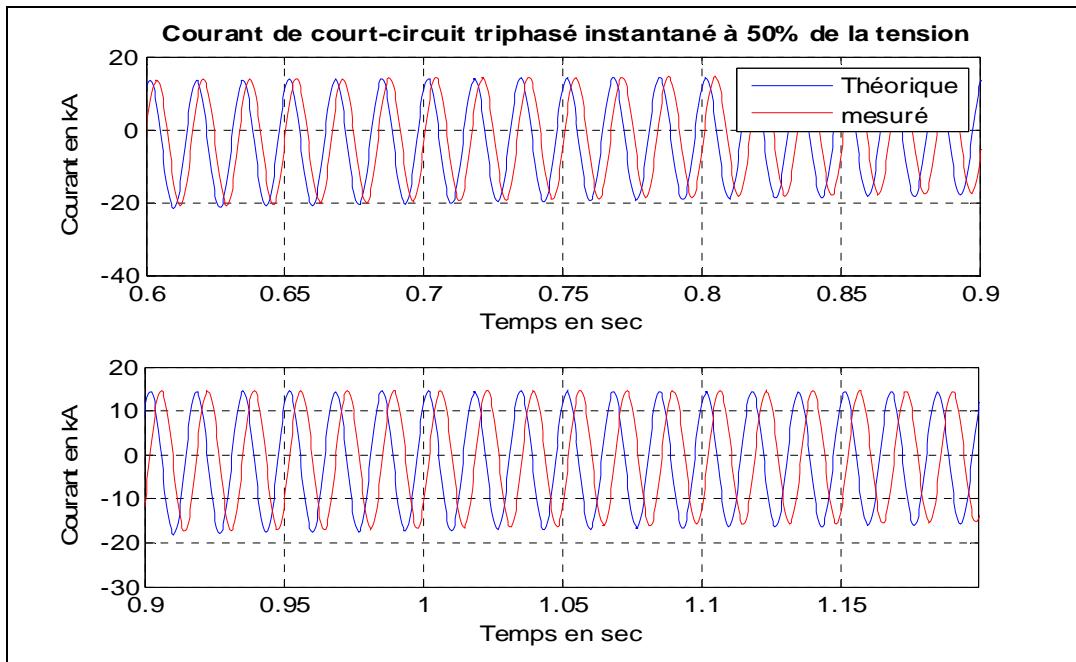


Figure c-6: Courant de court-circuit au stator. Fenêtre temporel [0,6 à 1,2s]

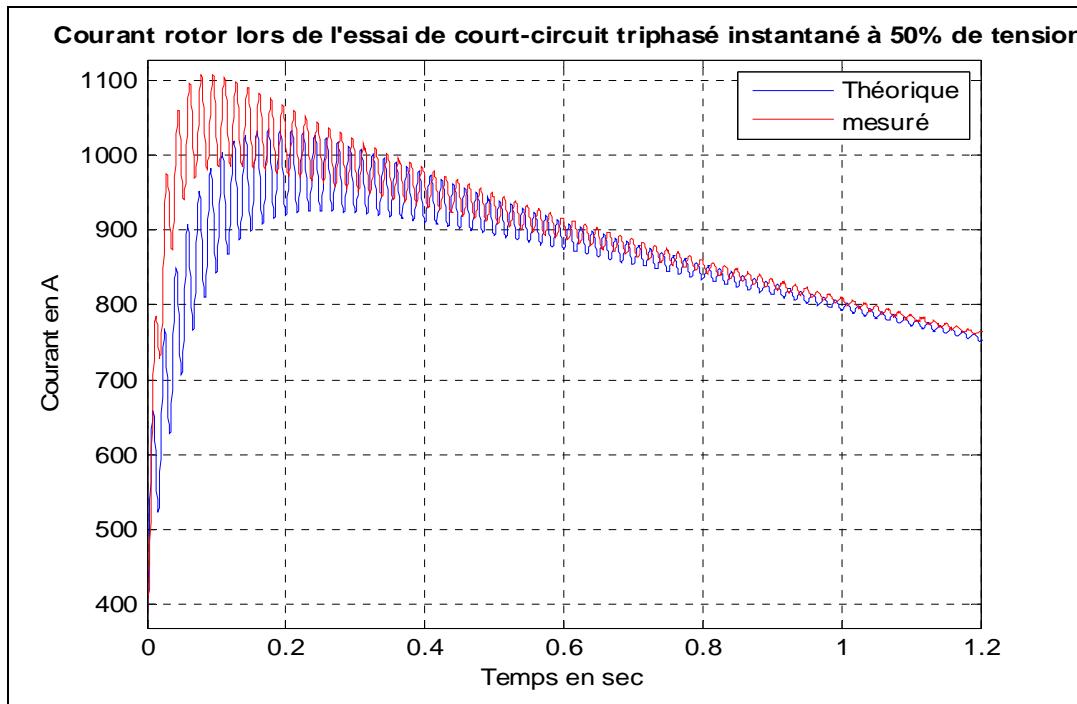


Figure c-7: Courant du rotor durant le court-circuit. Fenêtre temporel [0 à 1,2s]

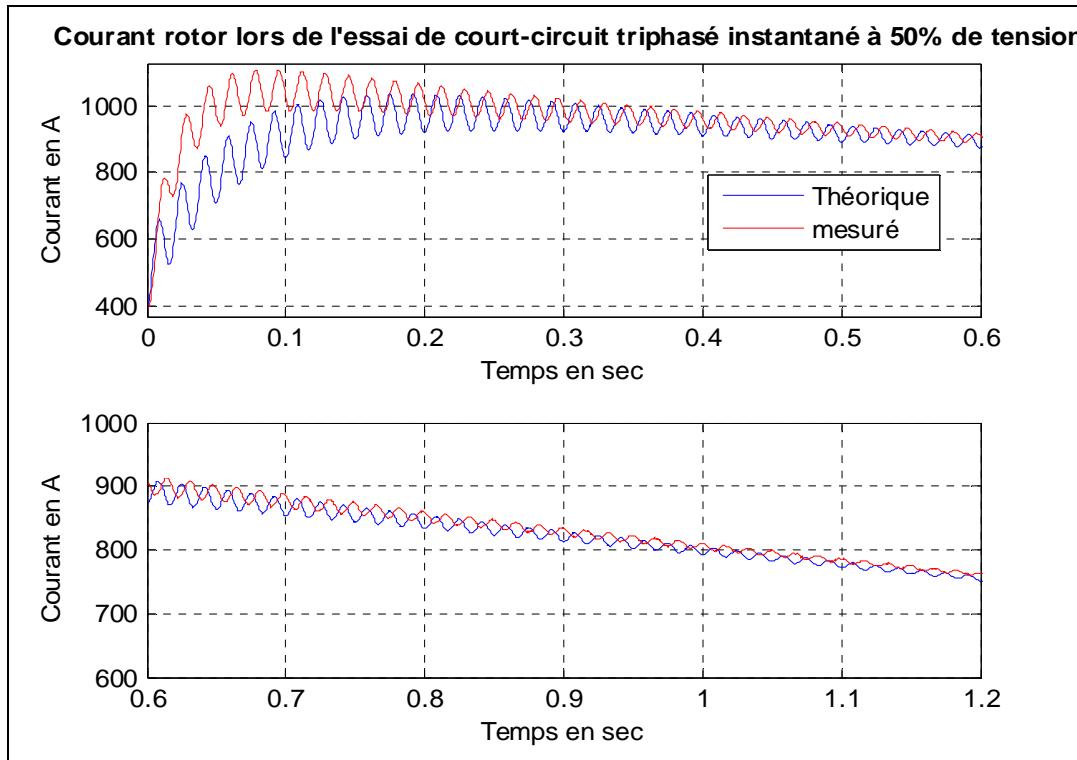
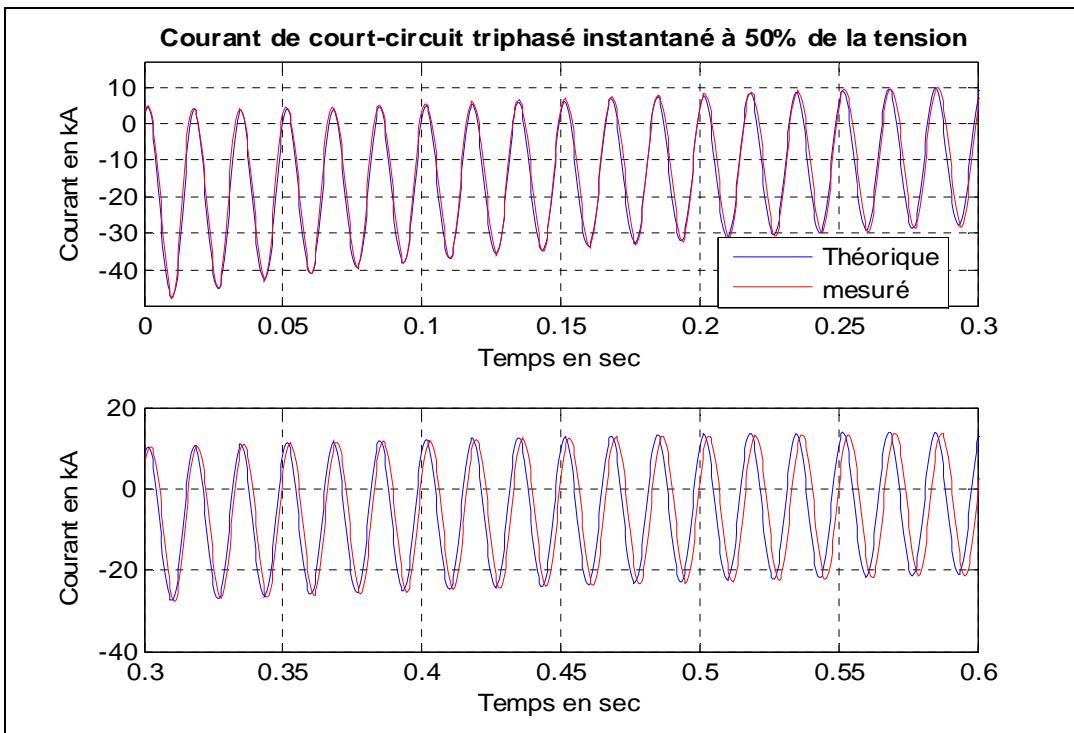
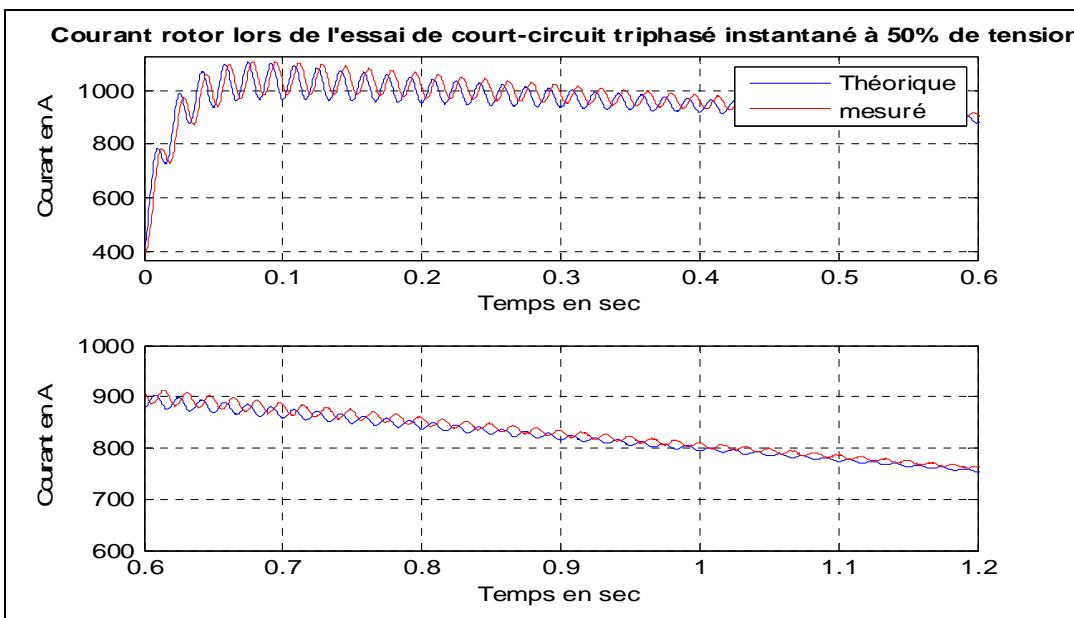


Figure c-8: Zoom sur le courant du rotor durant le court-circuit.

L'ajout d'un deuxième amortisseur:  $x_d'''=0,26$  p.u;  $T_d'''=0,02$ s;  $T_{D1}=0,008$ s;  $T_{D2}=0,0012$ s permet d'obtenir les courbes ci-dessous :



**Figure c-9: Courant de court-circuit au stator, après ajout du 2ème amortisseur**



**Figure c-10: Courant du rotor durant le court-circuit, après ajout du 2ème amortisseur.**

## ANNEXE 4 – Tensions d'entrefer de la machine, lors de l'essai de délestage dans l'axe-d

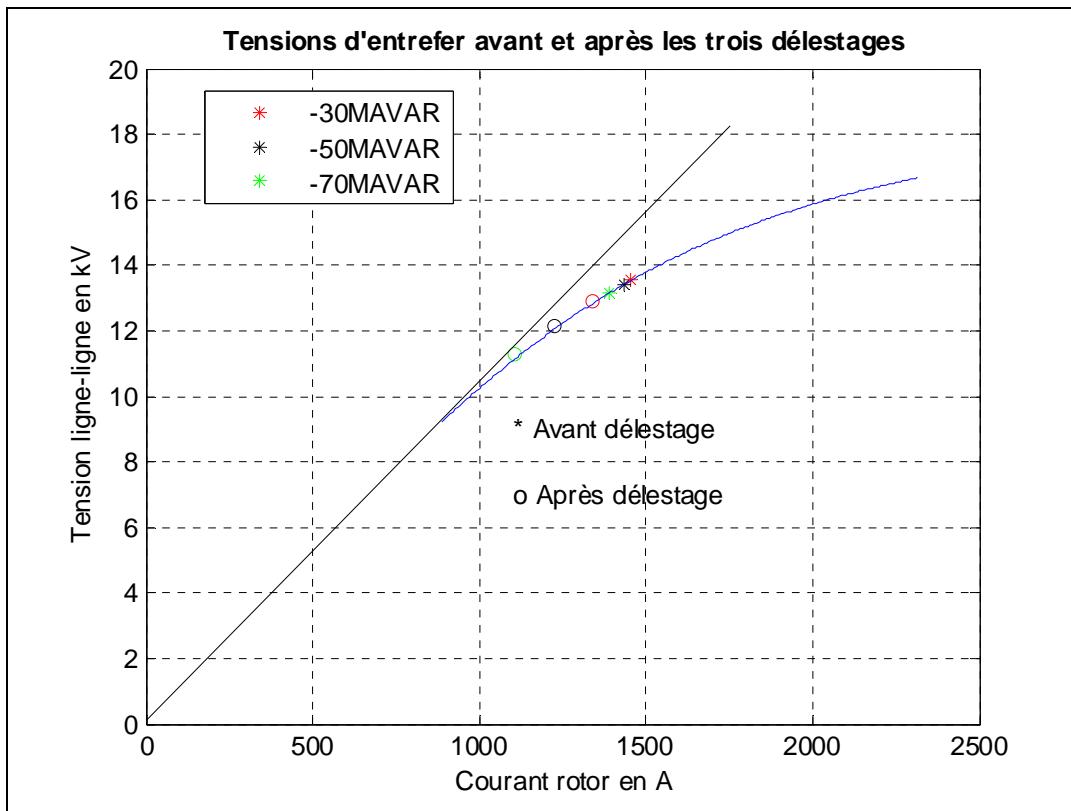


Figure d-1: Tensions d'entrefer, avant et après délestage dans l'axe-d