



Mise en œuvre et validation de la méthode des réponses en fréquence à l'arrêt – *Standstill Frequency Response* (SSFR) – pour trois générateurs synchrones

Mémoire

Stéphanie Rakotovololona

Maitrise en Génie Électrique
Maître ès Sciences (M. Sc.)

Québec, Canada

© Stéphanie Rakotovololona, 2015

**Mise en œuvre et validation de la méthode des réponses
en fréquence à l'arrêt – *Standstill Frequency Response*
(*SSFR*) – pour trois générateurs synchrones**

Mémoire

Stéphanie Rakotovololona

Sous la direction de :

Jérôme Cros, directeur de recherche

Résumé

Ce mémoire présente une application de la méthode des réponses en fréquence à l'arrêt ou *Standstill Frequency Response (SSFR)* pour trois machines synchrones distinctes : une machine de laboratoire de 5.4kVA à rotor lisse, du type turbogénérateur, une machine de laboratoire de 5.4kVA à rotor saillant, du type hydrogénérateur et un grand alternateur de réseau de 95 MVA, du type hydrogénérateur. Cette méthode est détaillée dans la norme IEEE 115-2009 et permet l'identification des paramètres d'un circuit équivalent dq pour des alternateurs synchrones. Ces modèles sont souvent utilisés pour des études de stabilité du réseau électrique. Nous avons adapté l'utilisation de la méthode SSFR pour chaque machine en essayant de réduire le nombre de mesures à réaliser dans le domaine des basses fréquences. Cette modification permet de minimiser la durée des expériences.

Une bonne partie du mémoire rappelle les bases théoriques nécessaires à l'utilisation de la méthode SSFR, notamment le développement du modèle dq, la transformation de Park et les différentes fonctions de transfert qui représentent le comportement d'une machine. Par la suite, nous décrivons le protocole expérimental et l'analyse des données pour l'identification des paramètres du modèle pour chaque alternateur. Une validation des paramètres est réalisée en comparant les données expérimentales et les résultats simulés pour plusieurs essais de courts-circuits (triphases et biphasés), à différents niveaux de courant d'excitation.

Abstract

This paper presents an application of the well-known Standstill Frequency Response (SSFR) method for three separate synchronous machines: a 5.4kVA round rotor turbogenerator, a 5.4 kVA salient rotor and a large 95 MVA hydrogenerator. This method is detailed in the IEEE 115-2009 standard and allows the identification of the parameters of an equivalent circuit for dq synchronous generators. These models are often used for the grid stability studies. We adapted the SSFR method for each machine in order to reduce the number of measurements to be performed in the low frequency range. This modification reduces the duration of the experiments.

The theoretical basis for the use of SSFR method is reviewed carefully, including the development of dq model, Park transformation and different transfer functions that represent the behavior of a machine. Subsequently, we describe the experimental protocol and data analysis for the identification of the model parameters for each generator. A parameter validation is performed by comparing the experimental and simulated results of several short-circuit tests (three-phase and two-phase), at different levels of excitation current.

Table des matières

Résumé	iii
Abstract	iv
Liste des tableaux	x
Liste des figures	xi
Remerciements	xiv
Chapitre 1 : Introduction	1
1.1. Modélisation des générateurs synchrones pour les études de stabilité	1
1.2. Méthodes d'identification des paramètres du modèle d-q	3
1.3. Application de la méthode SSFR	4
1.4. Objectifs du mémoire	5
1.5. Organisation du mémoire	6
Chapitre 2 : Modélisation dq d'une machine synchrone	8
2.1. Structure d'un alternateur synchrone	8
2.1.1. Stator	8
2.1.2. Rotor	9
2.2. Hypothèses de travail pour la modélisation D-Q	11
2.3. Équations de flux-courant et équations de tension d'un générateur synchrone dans le référentiel fixe a-b-c	12
2.3.1. Équations de flux-courant	13
2.3.2. Équations de tension	16
2.4. Transformation d-q	16
2.4.1. Repère fixe, repère tournant et changement de repère	16
2.4.2. Transformation de Park	19
2.5. Équations de flux-courant et équations de tension d'un générateur synchrone dans le référentiel tournant d-q-0	23
2.5.1. Équations de flux-courant	23
2.5.2. Équations de tension	23
2.6. Avantages de la transformation d-q	25
2.7. Conclusion	26
Chapitre 3 : Structures et paramètres des modèles d-q	27
3.1. Ordre du modèle	27
3.2. Structure générale du circuit équivalent d-q	28

3.3.	Rapport de transformation rotor-stator N_{afd}	29
3.4.	Inductance de fuite différentielle et jeux de paramètres équivalents	31
3.4.1.	Inductance de fuite différentielle.....	31
3.4.2.	Importance du rapport de transformation.....	32
3.4.3.	Nombre de jeux de paramètres différents.....	33
3.4.4.	Comparaison des deux structures avec et sans inductance différentielle.....	34
3.5.	Réactances dynamiques et constantes de temps	34
3.6.	Conclusion	37
Chapitre 4 : Paramètres opérationnels du modèle d-q.....		39
4.1.	Notions de base d'analyse fréquentielle en théorie des circuits	39
4.1.1.	Fonction de transfert	39
4.1.2.	Diagramme de Bode	40
4.2.	Fonctions de transfert représentant un générateur synchrone	41
4.2.1.	Généralités.....	41
4.2.2.	Impédance opérationnelle d'axe d : $Z_d(s)$	42
4.2.1.	Fonction de transfert armature-inducteur: $sG(s)$	43
4.2.2.	Impédance de transfert avec inducteur ouvert : $Z_{afo}(s)$	44
4.2.3.	Impédance opérationnelle d'axe q: $Z_q(s)$	44
4.2.4.	Inductance opérationnelle d'axe d : $L_d(s)$	45
4.3.	Expression des fonctions de transfert en fonction des éléments R-L du circuit équivalent d-q	46
4.3.1.	Impédance opérationnelle d'axe d $Z_d(s)$	46
4.3.2.	Fonction de transfert armature-inducteur $sG(s)$	46
4.3.3.	Impédance de transfert à circuit ouvert $Z_{afo}(s)$	47
4.3.4.	Impédance opérationnelle d'axe q $Z_q(s)$	47
4.4.	Prise en compte de la saturation	47
4.5.	Conclusion	49
Chapitre 5 : Protocole expérimental et procédure d'identification de la méthode SSFR		50
5.1.	Protocole expérimental	50
5.1.1.	Conditions de test	50
5.1.2.	Tests et mesures à réaliser	50
5.1.3.	Points de mesure	51
5.1.4.	Positionnement du rotor dans l'axe d et dans l'axe q.....	53
5.1.5.	Instrumentation	54

5.1.6.	Résumé.....	56
5.2.	Analyse des données	56
5.2.1.	Structure et ordre du modèle	57
5.2.2.	Définition des variables	58
5.2.3.	Procédure d'identification par optimisation	60
5.2.4.	Résolution	61
5.3.	Avantages et limitations du SSFR	62
5.3.1.	Avantages	62
5.3.2.	Limitations	62
5.4.	Conclusion	63
Chapitre 6 : SSFR sur un générateur à pôles saillants de 5.4 kVA.....		64
6.1.	Description de la machine.....	64
6.2.	Caractéristiques électriques.....	64
6.3.	Procédure expérimentale.....	65
6.3.1.	Détermination des axes d et q	65
6.3.2.	Instrumentation	66
6.3.3.	Programme LabVIEW	69
6.3.4.	Conditions particulières du SSFR	70
6.4.	Analyse des données	72
6.4.1.	SSFR simulé	72
6.4.2.	Données expérimentales et fonctions de transfert	72
6.4.3.	Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$	74
6.4.4.	Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}	75
6.4.5.	Valeurs initiales	75
6.4.6.	Optimisation	76
6.5.	Résultats et validations	78
6.5.1.	Paramètres obtenus.....	78
6.5.2.	Simulations avec le modèle dq de Matlab-SimPowerSystem	79
Chapitre 7 : SSFR sur un générateur à pôles lisses de 5.4 kVA.....		86
7.1.	Description de la machine.....	86
7.2.	Caractéristiques électriques.....	87
7.3.	Procédure expérimentale.....	88
7.3.1.	Détermination des axes d et q	88

7.3.2.	Instrumentation et programme labview	89
7.4.	Analyse des données	89
7.4.1.	Données expérimentales et fonctions de transfert	89
7.4.2.	Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$	91
7.4.3.	Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}	93
7.4.4.	Valeurs initiales	93
7.4.5.	Procédure d'identification par optimisation	93
7.5.	Résultats et validations	95
7.5.1.	Analyse graphique de court-circuit triphasé	95
7.5.2.	Identification inverse	97
7.5.3.	Paramètres obtenus	98
7.5.4.	Simulations avec le modèle dq de Matlab-SPS	100
7.6.	Conclusion	103
Chapitre 8 : SSFR sur un générateur à pôles saillants de 95 MVA		105
8.1.	Description de la machine	105
8.2.	Caractéristiques électriques	105
8.3.	Procédure expérimentale	106
8.3.1.	Détermination des axes d et q	106
8.3.2.	Branchements	107
8.3.3.	Niveau de courant	107
8.3.4.	Diviseur de tension	108
8.3.5.	Programme Labview	109
8.4.	Analyse des données	109
8.4.1.	Données expérimentales et fonctions de transfert	109
8.4.2.	Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$	111
8.4.3.	Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}	112
8.4.4.	Valeurs initiales	112
8.4.5.	Procédure d'identification par optimisation	113
8.5.	Résultats et validation	115
8.5.1.	Analyse graphique de courts-circuits	115
8.5.2.	Paramètres obtenus	117
8.5.3.	Simulations avec modèle dq de Matlab-Simulink	119
8.6.	Conclusion	130

Conclusion	132
Bibliographie	134
Annexe A : Identités trigonométriques utiles	139
Annexe B : Relation entre i_{arm}/V_{arm} et i_d/V_d	141
Annexe C : Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur hydro de 5.4 kVA.....	143
Annexe D : Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur turbo de 5.4 kVA.....	155
Annexe E : Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur hydro de 95 MVA	171

Liste des tableaux

Tableau 1: Paramètres du circuit équivalent d-q	28
Tableau 2: Détermination des paramètres dynamiques standards	36
Tableau 3: Valeurs typiques de T'do	52
Tableau 4: Résumé du protocole expérimental	56
Tableau 5: Coefficients de pondération des fonctions de transfert	62
Tableau 6: Caractéristiques électriques de MH5.4	65
Tableau 7: Positions d'axe d et q théoriques pour MH5.4	66
Tableau 8: Caractéristiques des appareils	69
Tableau 9: Paramètres obtenus pour la machine hydro de 5.4 kVA	78
Tableau 10: Paramètres standards obtenus pour la machine hydro de 5.4 kVA	79
Tableau 11: Caractéristiques électriques de MT5.4	87
Tableau 12: Paramètres obtenus par SSFR pour MT5.4	99
Tableau 13: Paramètres standards obtenus pour la machine turbo de 5.4 kVA	99
Tableau 14: Caractéristiques électriques de MH9595	105
Tableau 15: Paramètres obtenus par SSFR pour MH9595	118
Tableau 16: Paramètres standards obtenus pour le générateur hydro de 9595 MVA	119

Liste des figures

Figure 1: (a) Segment de tôle statorique à encoches ouvertes (b) Couronne de tôle statorique complète à encoches semi-fermées	9
Figure 2: (a) Rotor à pôles lisses à $p = 2$ pôles (b) Rotor à pôles saillants à $p = 8$ pôles [2].....	10
Figure 3: (a) Cage complète sur un rotor à pôles saillants (b) Segment de court-circuit par pôle sur un rotor à pôles saillants [33].....	10
Figure 4: Encoche d'un rotor à pôle lisse avec barreau amortisseur.....	11
Figure 5: (a) Schéma simplifié de la structure physique (b) Représentation équivalente des circuits couplés .	13
Figure 6: Localisation d'un point P quelconque dans un repère cartésien $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$	17
Figure 7: Repère fixe $(O, \hat{u}_{x0}, \hat{u}_{y0}, \hat{u}_{z0})$ et repère mobile $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$	17
Figure 8: Axes a-b-c et plan d-q	20
Figure 9: Trajets de courant possibles dans la machine	27
Figure 10: Structure générale du circuit équivalent d-q.....	28
Figure 11: Linéarisation de la courbe caractéristique à vide	30
Figure 12: Circuit équivalent d'axe d avec inductance de fuite différentielle	31
Figure 13: Représentation du flux de fuite différentielle	32
Figure 14: Représentation en quadripôles en cascade	32
Figure 15: Courant dans la phase A suite à un court-circuit triphasé brusque.....	35
Figure 16: (a) Décomposition de l'amplitude de $H(s)$ (b) Comparaison entre approximation et valeur exacte de l'amplitude de $H(s)$	41
Figure 17: Allure typique de l'impédance opérationnelle.....	43
Figure 18: Allure typique de $sG(s)$	43
Figure 19: Allure typique de $Z_{af}(s)$	44
Figure 20: Allure typique de $Z_q(s)$	45
Figure 21: Diagramme de Bode de $L_d(s)$ [34].....	45
Figure 22: (a) Circuit équivalent avec inducteur court-circuité (b) Circuit équivalent avec inducteur ouvert	46
Figure 23: Saturation magnétique sur une courbe caractéristique à vide	48
Figure 24: Montage pour les trois séries de test du SSFR.....	51
Figure 25: Variation de $L_d(s)$ pour des valeurs de R_a différentes	53
Figure 26: Montage pour la détermination expérimentale de l'axe d.....	53
Figure 27: Montage pour la détermination expérimentale de l'axe q.....	54
Figure 28: Modèle d'ordre 2	58
Figure 29: (a) Partie réelle de $Z_d(s)$ (b) Zoom sur la zone basse fréquence.....	59
Figure 30: (a) Géométrie (b) Photo du rotor de MH5.4	64
Figure 31: Courbes caractéristiques de MH5.4.....	65
Figure 32: Ajustement des courbes pour l'identification de l'amplitude et la phase des signaux.....	67
Figure 33: Instrumentation lors du SSFR.....	68
Figure 34: Organigramme des tâches du programme LabVIEW	70
Figure 35: Variation du courant dans l'armature au cours des tests SSFR du MH5.4	71
Figure 36: Chevauchement des plages de fréquence HF et BF sur $Z_d(s)$ du MH5.4.....	71
Figure 37 : (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ de MH5.4	73
Figure 38: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ de MH5.4	73
Figure 39: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ de MH5.4	73

Figure 40: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{fo}(s)$ de MH5.4	73
Figure 41: Zoom sur partie réelle de $Z_d(s)$ de MH5.4	74
Figure 42: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ de MH5.4.....	75
Figure 43: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ de MH5.4.....	75
Figure 44: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4	76
Figure 45: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4	76
Figure 46: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4	76
Figure 47: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{fo}(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4.....	77
Figure 48: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4.....	77
Figure 49: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4	77
Figure 50: Schéma-bloc pour simuler un court-circuit avec le modèle dq	80
Figure 51: Court-circuit triphasé à 0.1A - Courant inducteur (vues générale et détaillée).....	81
Figure 52: Court-circuit triphasé à 0.1A - Courant d'armature (vues générale et détaillée).....	81
Figure 53: Court-circuit triphasé à 0.5A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée)	82
Figure 54: Court-circuit triphasé à 0.5A - Courant d'armature (vues générale et détaillée).....	82
Figure 55: Comparaison du courant inducteur avec et sans saturation pour un court-circuit triphasé à 0.5A... 83	83
Figure 56: Court-circuit biphasé à 0.2A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée).....	83
Figure 57: Court-circuit biphasé à 0.2A - Courant d'armature (vues générale et détaillée).....	84
Figure 58: Court-circuit biphasé à 0.5A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée).....	85
Figure 59: Court-circuit biphasé à 0.5A - Courant d'armature (vues générale et détaillée).....	86
Figure 60: (A) Dessin 3D du rotor et (B, C) photos du rotor, (D, E) photos du stator de MT5.4	87
Figure 61: Courbes caractéristiques en régime permanent de MT5.4	88
Figure 62: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ de MT5.4	90
Figure 63: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ de MT5.4	90
Figure 64: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ de MT5.4	90
Figure 65: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{fo}(s)$ de MT5.4	90
Figure 66: Basses fréquences de la partie réelle de $Z_d(s)$ pour MT5.4	91
Figure 67: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ de MT5.4	92
Figure 68: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ de MT5.4	92
Figure 69: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4.....	93
Figure 70: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4	94
Figure 71: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4	94
Figure 72: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4	94
Figure 73: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4	94
Figure 74: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{fo}(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4.....	95
Figure 75: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 24%	96
Figure 76: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 36%	97
Figure 77: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 44%	97
Figure 78: Court-circuit triphasé à 0.2 A (courant inducteur et courant d'armature).....	101
Figure 79: Court-circuit triphasé à 0.5 A avec saturation (courant inducteur et courant d'armature)	101
Figure 80: Court-circuit biphasé à 0.2 A (courant inducteur et courant d'armature).....	102
Figure 81: Court-circuit biphasé à 0.5 A avec saturation (courant inducteur et courant d'armature).....	103
Figure 82: Photo du rotor du générateur MH95	105
Figure 83: Courbes caractéristiques en régime permanent de MH95.....	106

Figure 84: Simulation sur Flux 2D de la position d'axe q de MH95	107
Figure 85: Courant d'armature durant les tests SSFR sur MH95	108
Figure 86: Comparaison de deux essais HF - axe D - CC	108
Figure 87: Comparaison de deux essais HF - axe Q - CC	108
Figure 88: Comparaison de deux essais HF - axe D - CO	108
Figure 89: Zd(s) avec toutes les fréquences et avec fréquences écartées	109
Figure 90: (a) Amplitude (b) Phase de Zd(s) de MH95	110
Figure 91: (a) Amplitude (b) Phase de Zq(s) de MH95	110
Figure 92: (a) Amplitude (b) Phase de sG(s) de MH95	110
Figure 93: (a) Amplitude (b) Phase de Zafo(s) de MH95	110
Figure 94: Basses fréquences de la partie réelle de Zd(s) pour MH95	111
Figure 95: (a) Amplitude (b) Phase de Ld(s) de MH95.....	111
Figure 96: (a) Amplitude (b) Phase de Lq(s) de MH95.....	112
Figure 97: (a) Amplitude (b) Phase de Zd(s) simulée et expérimentale pour MH95	113
Figure 98: (a) Amplitude (b) Phase de Ld(s) simulée et expérimentale pour MH95.....	113
Figure 99: (a) Amplitude (b) Phase de Zq(s) simulée et expérimentale pour MH95	114
Figure 100: (a) Amplitude (b) Phase de Lq(s) simulée et expérimentale pour MH95.....	114
Figure 101: (a) Amplitude (b) Phase de sG(s) simulée et expérimentale pour MH95	114
Figure 102: (a) Amplitude (b) Phase de Zafo(s) simulée et expérimentale pour MH95	114
Figure 103: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 17% pour MH95	115
Figure 104: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 26% pour MH95	116
Figure 105: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 45% pour MH95	116
Figure 106: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 62% pour MH95	117
Figure 107: Court-circuit triphasé à 17% - Courant inducteur (vues générale et détaillées)	120
Figure 108: Court-circuit triphasé à 17% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)	121
Figure 109: Court-circuit triphasé à 26% - Courant inducteur (vues générale et détaillée)	122
Figure 110: Court-circuit triphasé à 26% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)	123
Figure 111: Court-circuit biphasé à 17% - Courant inducteur (vues générale et détaillées)	124
Figure 112: Court-circuit biphasé à 17% - Tension de la phase saine (vue détaillée).....	124
Figure 113: Court-circuit biphasé à 17% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)	125
Figure 114: Court-circuit biphasé à 26% - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillées).....	126
Figure 115: Court-circuit biphasé à 26% - Tension de la phase saine (vue détaillée).....	126
Figure 116: Court-circuit biphasé à 26% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)	127
Figure 117: Comparaison du courant de phase mesuré par deux types de capteur (vues générale et détaillée)	128
Figure 118: Courant inducteur du court-circuit triphasé à 45% (vues générale et détaillée)	129
Figure 119: Courant de phase du court-circuit triphasé à 45% (vues générale et détaillée)	130

Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements aux personnes suivantes pour leur précieuse collaboration, pour leur participation active, pour leur soutien direct ou indirect :

- Monsieur Jérôme Cros, professeur en Génie Électrique et directeur de recherche, pour son excellent encadrement tout au long de mon parcours. En plus d'être très compétent en Électrotechnique et Machines Électriques, il est également un homme patient, compréhensif, déterminé et foncièrement bon.
- Messieurs Philippe Viarouge, Hoang LeHuy et Jean Yves Chouinard, professeurs en Génie Électrique qui ont donné mes cours gradués. Les connaissances que j'ai acquises dans leurs cours ont contribué à une meilleure compréhension de mon sujet de mémoire.
- Aux membres du Laboratoire d'Électrotechnique, d'Électronique de puissance et de Commande Industrielle (LEEPCI) de l'Université Laval : Maxim, Mathieu, Sylvain, Jules, Bouali, Anicette et Atieh pour leur amitié, pour leur aide, pour les discussions du vendredi. Ces deux années de maîtrise sont passées vite grâce à vous. À Alstom Énergies Renouvelables Canada Inc., et notamment à Monsieur Sabourin, directeur du centre de technologie mondial pour son soutien à ce projet.
- À mon amoureux Maxime, et à ma famille, pour leur soutien, leur encouragement et leur patience.
- Et finalement à Dieu, car tout ceci a été pour Sa Plus Grande Gloire.

Chapitre 1 : Introduction

« Le réseau électrique nord-américain est l'une des machines les plus grandes et les plus complexes jamais imaginées par l'humain » (Charles Steinmetz).

Depuis la mise en service en 1882 du premier réseau électrique complet (la « Pearl Street Station » dans la ville de New York) réalisé par Thomas Edison [1] qui alimentait uniquement des lampes incandescentes dans un rayon de 1.5 km, la complexité des réseaux électriques n'a cessé d'augmenter à cause de la multiplication des interconnexions et l'utilisation de nouvelles technologies. Le réseau électrique actuel représente plus de 400000 km de lignes de transport et de distribution en 2014. Malgré cela, les contraintes financières et économiques obligent parfois les opérateurs de réseaux à fonctionner à des niveaux d'opération avoisinant les limites de capacité et de stabilité. Il est donc important de prédire le comportement des réseaux avec des modèles mathématiques pour anticiper toutes les situations pouvant conduire à un défaut de fonctionnement. Il est donc nécessaire d'améliorer continuellement les performances des techniques de modélisation et des outils d'analyse des réseaux électriques. Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à un des composants essentiels du réseau : le générateur synchrone.

1.1. Modélisation des générateurs synchrones pour les études de stabilité

La modélisation d'un générateur synchrone consiste à représenter mathématiquement le comportement de la machine pour prédire l'évolution de plusieurs grandeurs caractéristiques (courants, tensions, couple, vitesse) dans différentes conditions de fonctionnement. Les performances d'un modèle en termes de précision et de temps de calcul dépendent des hypothèses simplificatrices posées lors du développement du modèle.

La littérature scientifique est très riche sur les méthodes de modélisation des machines synchrones pour les études de stabilité. Il est possible de classer les modèles actuels dans trois catégories [2]: la modélisation par éléments finis, la modélisation en grandeurs de phase et la modélisation d-q.

Le modèle de machine par éléments finis consiste à résoudre numériquement les équations générales de l'électromagnétisme. La géométrie est préalablement discrétisée en éléments simples, à l'aide d'un maillage en 2D ou en 3D. Pour la simulation des machines électriques, il est généralement admis que les courants de déplacement peuvent être négligés. Ainsi les problèmes peuvent être étudiés par des magnétostatiques ou magnétodynamiques. Les phénomènes non linéaires tels que la saturation et l'effet de peau dans les conducteurs massifs peuvent être pris en compte par cette méthode. La modélisation

par éléments finis demeure la plus précise, cependant elle requiert un temps de calcul assez long. Pour ces raisons, cette méthode est le plus souvent utilisée comme référence pour valider d'autres modèles, ou lors de la conception de la machine [3]. Quelques livres de référence concernant cette méthode sont donnés par [4] [5].

La modélisation en grandeurs de phase, connue en anglais par les termes *phase-domain model*, *physical model*, *abc-model*, *state-space model* ou *phase-variable model*, est une approche analytique basée sur les équations de tension et de flux-courant de la machine synchrone exprimée dans le référentiel physique fixe a-b-c. La matrice des inductances du modèle abc contient des éléments dépendants de la position du rotor, ce qui rend la résolution de ces équations différentielles très compliquée. Cependant, grâce aux récentes avancées technologiques dans les outils de calcul numérique, cette méthode connaît un regain d'intérêt auprès de la communauté scientifique [6]–[13]. L'interfaçage de la machine synchrone avec les autres éléments du réseau est direct puisque les variables sont déjà en grandeurs de phase. Les harmoniques d'espace sont pris en compte dans la matrice d'inductance, tandis que les effets de la saturation magnétique sont inclus en ajustant les courants au rotor et au stator par un certain facteur de saturation [7], [14]. Ce modèle a l'avantage d'être approprié aussi bien pour les défauts symétriques qu'asymétriques en plus d'être précis. Il s'agit d'une modélisation d'ordre élevé et il est possible de représenter chaque circuit électrique de la machine (les phases du stator, l'inducteur et les barres du circuit amortisseur). Parmi les inconvénients de cette méthode, il y a le fait que les données de la matrice d'inductance ne sont pas facilement disponibles. Certains chercheurs proposent de convertir les paramètres du modèle dq0 [15] tandis que d'autres utilisent l'analyse par éléments finis en magnétostatique pour une certaine discrétisation du pas de rotation de la machine [16]–[20] (méthode appelée '*coupled finite element state space approach*'). Le temps de calcul peut devenir important puisque le nombre de barres du circuit amortisseur à considérer dépend des symétries de la machine.

La modélisation d-q est aussi une approche analytique basée sur les équations de tension et de flux-courant de la machine synchrone. Elle est exprimée dans le référentiel virtuel tournant d-q-0 qui est lié au rotor de la machine. Il s'agit d'un modèle classique fondé sur la théorie de Park [21] qui est composé uniquement d'éléments R-L. Il consiste en deux circuits équivalents linéaires, magnétiquement découplés, suivant l'axe direct et l'axe en quadrature de la machine synchrone. Dans ce modèle, on admet les hypothèses simplificatrices suivantes : seule la première harmonique d'espace de la distribution de la fmm est prise en compte et la perméabilité magnétique de la machine est constante. Il est possible d'approcher le comportement de la machine en présence d'une saturation magnétique par la modification des réactances de magnétisation x_{ad} et x_{aq} . Différentes méthodes sont présentées dans

les références [22]–[32]. Harley et al. (1980) [23] compare aussi divers modèles mathématiques pour inclure la saturation dans le modèle d'une machine synchrone.

Plusieurs excellents ouvrages de référence expliquent en détail la théorie sur le repère tournant d-q-0 [33], la modélisation d-q de la machine synchrone pour les études de stabilité [2], [34]. L'avantage principal de cette méthode est la rapidité de la résolution des équations dans des conditions de fonctionnement équilibré, puisque la matrice d'inductance transformée est une matrice de constantes. Contrairement à une lettre publiée en 2001 par *Power Engineering Review* [9], Cui et al. (2004) montre que la modélisation dq reste valide dans le cas de défauts asymétriques [35], mais la matrice d'inductance n'est plus une matrice constante. Ce résultat a également été validé par Wang et al. (2007) [36].

1.2. Méthodes d'identification des paramètres du modèle d-q

Plusieurs techniques de mesure et méthode d'identification sont rapportées dans la littérature pour la détermination des paramètres du modèle d-q. Ghomi et Sarem (2007) en font une revue dans [37]. L'analyse graphique des tests de court-circuit [38]–[41] est un classique de la norme IEEE 115 [42] permettant d'obtenir les réactances dynamiques d'axe d ainsi que les constantes de temps. Les paramètres d'axe q sont déterminés à l'aide de tests supplémentaires tels que le test de glissement. Cependant, il est bien connu que cette méthode est incapable de représenter de manière précise le comportement dynamique du circuit inducteur [43], [44], puisque le processus d'identification n'inclut aucune mesure à ce niveau. Des méthodes plus récentes basées sur l'analyse temporelle de la réponse de la machine à l'arrêt (*Standstill Time Response* ou *SSTR*) ont été examinées par certains chercheurs [45]–[51]. Le rotor étant positionné selon l'axe d ou l'axe q, la méthode consiste à analyser soit la décroissance d'un courant DC (*DC decay test*) alimentant deux phases du stator suite à un court-circuit, soit la réponse suite à un échelon de tension. Une approche similaire cette fois-ci avec le rotor tournant (*Rotating Time-Domain Response* ou *RTDR*) est décrite dans l'annexe F de la norme IEEE 115 [42]. Cette méthode, appelée tests de délestage (*Generator load rejection tests*), consiste à analyser les formes d'onde des tensions $v_d(t)$ ou $v_q(t)$ selon l'axe correspondant aux conditions initiales du générateur avant le délestage. Les références [52]–[58] ont utilisé cette approche pour déterminer les paramètres de la machine selon les deux axes. Ces tests peuvent être difficiles à réaliser, notamment pour obtenir des conditions d'opération non saturées. De plus, le coût des tests est relativement important étant donné qu'ils sont réalisés avec la machine en rotation. L'augmentation fulgurante de la puissance de calcul des ordinateurs a permis le développement d'autres méthodes d'identification pour le modèle d'un générateur synchrone. Par exemple, il est possible d'estimer les paramètres pendant l'opération normale

de la machine (*On-line measurements*). Deux approches sont utilisées. La première est basée sur une modélisation « *boîte grise* » dans laquelle on assume une structure de modèle connue telle que l'utilisation de séries orthogonales [59], [60] ou l'utilisation du filtre de Kalman [61]. La deuxième utilise une modélisation « *boîte noire* » dans laquelle aucune structure de modèle n'est supposée connue à priori. Dans ce cas, le seul objectif de l'identification est d'établir la correspondance (*mapping*) des entrées aux sorties du système à l'aide de la méthode des réseaux de neurones [62] ou des séries Volterra [63]. Une revue de ces techniques et des références utiles est proposée par Fard et al. [64] et Karrari et al. [64].

Finalement, l'approche la plus répandue actuellement pour la détermination des paramètres du modèle d-q est basée sur l'analyse fréquentielle des réponses de la machine à des perturbations de petite amplitude (*small signal perturbation*). Plusieurs variations existent afin de pallier aux limitations de l'une ou l'autre des méthodes : le SSFR (*Standstill Frequency Response*), l'OCFR (*Open-Circuit Frequency Response*) et l'OLFR (*On-Line Frequency Response*). Durant le SSFR, la machine est à l'arrêt et le rotor est aligné selon l'axe d ou l'axe q. Deux phases du stator sont alimentées en série par une source de tension sinusoïdale de fréquence variable. Les paramètres de la machine sont alors déterminés par un processus d'optimisation des fonctions de transfert caractérisant le modèle d-q. Le SSFR est généralement réalisé à un niveau de magnétisation très faible qui ne correspond pas aux conditions d'opération normale de la machine. L'autre limitation de la méthode réside dans les effets de la rotation qui ne sont pas considérés. La méthode OLFR est reconnue pour compléter les tests SSFR. En effet, les résultats du SSFR sont généralement bons dans les basses et hautes fréquences [34]. La méthode OLFR permet d'ajuster les fréquences intermédiaires pour inclure les effets de la rotation [65], [66].

Le guide [43] de l'IEEE précise que différentes méthodes d'identification appliquées à la même machine conduisent à des paramètres différents pour la même structure du modèle.

1.3. Application de la méthode SSFR

Malgré la popularité du SSFR, peu de publications [67] s'attardent à présenter en détail le setup expérimental (par exemple les caractéristiques techniques des appareils de mesure et d'enregistrement, la plage et le nombre des fréquences testées, l'amplitude de la tension de source).. Ces informations sont pourtant critiques pour obtenir des mesures satisfaisantes pour l'analyse des données. Certains auteurs ont investigué les problèmes qui peuvent affecter les résultats du SSFR, notamment le niveau de magnétisation de la machine lors des tests [68]–[70], la variation de la résistance du stator [71] et le positionnement du rotor pour les machines à pôles saillants ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase (npp) fractionnaire [72], [73].

Mis à part ces considérations d'ordre expérimental, une autre difficulté de la méthode SSFR concerne l'identification des paramètres à partir des données mesurées. En effet, comme dans tout problème d'identification d'un système, il faut choisir le type de modèle, l'estimateur, l'algorithme de minimisation et les valeurs initiales à imposer. Les différentes structures possibles du modèle dq sont présentées dans le guide [43] de l'IEEE. Les variantes dépendent principalement du nombre de branches utilisé pour représenter le circuit rotor dans chaque axe selon le type de construction du rotor [74]. En ce qui concerne la méthode d'identification utilisée, la méthode suggérée dans la norme IEEE 115-2009 est la *méthode des moindres carrés*. Elle qui consiste à minimiser la somme pondérée des erreurs entre les fonctions de transfert prédites par le modèle choisi et les fonctions de transfert mesurées expérimentalement. Cette méthode est directe et facile à implémenter en utilisant les algorithmes de Levenberg-Marquardt et Gauss-Newton, disponible dans des logiciels commerciaux tels que le *Solveur d'Excel*. L'inconvénient majeur de cette méthode est que le résultat peut converger vers un minimum local selon les valeurs initiales utilisées et le choix du modèle. D'autres alternatives plus robustes sont présentées dans des publications plus récentes, telles que la méthode de Maximum de Vraisemblance (« *Maximum Likelihood Method* ») [75], ou l'utilisation d'algorithmes génétiques [76],[22]. Cependant, leur implémentation est plus complexe et nécessite plus de puissance de calcul.

1.4. Objectifs du mémoire

Ces travaux de recherche visent à maîtriser tous les aspects de la méthode SSFR (procédure expérimentale et méthode de traitement) et à valider ses performances. Pour cela, nous avons appliqué cette méthode pour trois générateurs synchrones différents. Deux alternateurs de 5.4 kVA ont été caractérisés avec un banc d'essai en laboratoire, l'un est à pôles lisses et l'autre est à pôles saillants. Un générateur hydroélectrique de 95 MVA a aussi été caractérisé dans une centrale électrique.

La procédure expérimentale et une méthode d'analyse des données de la méthode du SSFR sont détaillées dans la norme IEEE 115-2009 [42] pour l'identification des paramètres du modèle d-q d'un générateur synchrone. Pour ce travail, l'auteure a eu l'idée de combiner la méthode du SSFR avec les données provenant des essais en régime permanent. Ce concept n'est pas nouveau, puisque la norme IEEE 115 recommande par exemple de remplacer les réactances mutuelles x_{ad} et x_{aq} déterminées lors du SSFR par leurs valeurs non saturées x_{adu} et x_{aqu} calculées à partir des courbes caractéristiques de régime permanent (caractéristiques à vide et en court-circuit) afin de compenser le faible niveau de magnétisation utilisé pendant le test SSFR. Cependant, l'auteure a décidé d'exploiter davantage les données provenant des essais en régime permanent puisque ces informations sont souvent disponibles auprès de l'exploitant ou facilement mesurables durant les essais sur le terrain. Ainsi, une procédure d'analyse qui diffère sur quelques points à la procédure présentée dans la norme a été développée pour

traiter les données expérimentales des trois machines. Enfin, pour chaque générateur, les paramètres du modèle dq obtenus ont été validés en comparant les résultats d'essais de court-circuit triphasé et biphasé aux résultats simulés à l'aide du modèle identifié. En résumé, les objectifs de ce travail sont :

- de fournir des informations claires, précises et détaillées sur le protocole expérimental du test SSFR.
- d'automatiser les procédures expérimentales et de minimiser la durée des tests.
- d'établir une nouvelle procédure d'analyse combinant les données provenant des essais en régime permanent, afin de contribuer à pallier un certain manque constaté dans la littérature scientifique;
- de montrer la capacité des modèles construits à partir de la méthode SSFR à simuler des perturbations de grandes amplitudes telles que les courts-circuits triphasé et biphasé.
- de contribuer à enrichir la quantité d'études expérimentales sur l'application du SSFR en traitant le cas de trois nouvelles machines dont un générateur de grande puissance. Toutes ces études contribuent à démontrer la fiabilité de cette méthode et d'en augmenter la crédibilité au sein du milieu industriel et non pas seulement universitaire;

1.5. Organisation du mémoire

Après un premier chapitre d'introduction, le chapitre 2 rappelle en détail tous les aspects de la modélisation d-q d'une machine synchrone. Les équations de base de la machine synchrone sont développées aussi bien dans le repère classique a-b-c que dans le repère tournant d-q-0. Ce changement de repère est la base de la modélisation d-q et permet de simplifier l'analyse de la machine.

Le chapitre 3 traite des différentes structures possibles du modèle d-q ainsi que ses éléments R-L. Cela nous amène à étudier la sensibilité des paramètres du modèle pour reproduire certaines fonctions de transfert. Il s'agit d'un problème important puisque le processus d'optimisation peut converger vers un minimum local si la solution du problème n'est pas unique. A la fin du chapitre, la relation entre le circuit équivalent d-q et les paramètres dynamiques classiques (réactances et constantes de temps transitoire, subtransitoire) utilisés dans les études de stabilité est abordée.

Les fonctions de transfert du modèle d-q ou paramètres opérationnels qui caractérisent la machine synchrone sont présentées dans le chapitre 4. Leurs expressions en fonction des éléments R-L du circuit équivalent sont dérivées à partir de la théorie des circuits (loi d'Ohm, loi des mailles et loi des nœuds)

appliquée au domaine de Laplace. La prise en compte de la saturation magnétique est également étudiée dans ce chapitre.

Le chapitre 5 détaille le protocole expérimental et la procédure d'identification de la méthode SSFR. Un tableau présenté à la fin de chaque partie résume le protocole. Finalement, les avantages et les limitations de la méthode SSFR sont abordés.

Enfin, les trois derniers chapitres sont consacrés à l'application de la méthode SSFR pour les trois générateurs synchrones à l'étude : deux machines de laboratoire de 5.4 kVA et un alternateur de réseau de 95 MVA. Chaque modèle de machine est ensuite validé par comparaison de la simulation de courts-circuits triphasé et biphasé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink avec les résultats expérimentaux des mêmes essais.

Chapitre 2 : Modélisation dq d'une machine synchrone

La modélisation des machines électriques peut se réduire à l'analyse de plusieurs circuits magnétiques couplés, en mouvement. Dans un repère fixe lié au stator, l'expression des inductances statoriques (inductances propres, inductances mutuelles entre phases, inductances mutuelles stator-rotor) dépend de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela complique les équations de tension et de flux qui définissent le comportement d'un générateur synchrone. L'utilisation d'une matrice de transformation est une astuce mathématique qui très utilisée en mécanique classique pour simplifier les équations d'un problème. Il est possible d'utiliser un repère tournant lié au rotor au lieu d'un repère fixe lié au stator. Dans le cas d'un générateur synchrone, si on choisit la vitesse de rotation du repère tournant égale à la vitesse synchrone de la machine, alors on « élimine » le mouvement relatif du rotor par rapport au stator. Cela élimine la dépendance par rapport à la position du rotor et les paramètres du modèle peuvent être considérés comme des constantes. L'application du changement de repère dans l'étude des machines synchrones a été introduite principalement par R. H. Park et quelques autres chercheurs [21], [77]–[79] dans les années 1920 et 1930.

Dans ce chapitre, nous allons détailler le modèle D-Q d'une machine synchrone. Dans un premier temps, nous présentons brièvement la structure d'un alternateur synchrone et les hypothèses de travail du modèle D-Q. Ensuite, nous rappelons les équations de flux-courant et les équations de tension d'un générateur synchrone dans le référentiel fixe a-b-c classique. Nous allons introduire la matrice de transformation de Park ainsi que les avantages de cette transformation. Enfin, nous appliquons la transformation d-q aux équations précédentes pour obtenir le modèle d-q d'une machine synchrone.

2.1. Structure d'un alternateur synchrone

Les éléments constitutifs principaux d'un alternateur synchrone sont le stator, le rotor et l'arbre qui est l'organe de transmission de la puissance mécanique.

2.1.1. Stator

Le stator est formé d'une *carcasse* servant à la fois de support, d'enveloppe de protection et parfois aussi d'échangeur thermique, d'un *circuit magnétique* et d'un ensemble de bobinages appelé *armature*. Le stator est le siège d'une induction magnétique variable qui peut entraîner des pertes fer par hystérésis et par courants de Foucault relativement importantes. Pour minimiser ces pertes, on utilise des tôles au silicium laminées de faible épaisseur (< 1 mm) isolées entre elles par un vernis ou par phosphatation [80][81]. Pour une machine à faible diamètre (< 1 m), les tôles sont découpées en une seule pièce de la

forme d'une couronne circulaire (Figure 1b). Pour les turbogénérateurs de grandes dimensions ainsi que la plupart des hydro générateurs, dont le diamètre extérieur dépasse 1 m, les tôles sont découpées en segments (Figure 1a) qui sont empilés en croisant les joints. Les tôles du stator sont munies d'encoches, généralement rectangulaires, dans lesquelles sont logés les enroulements d'armature. Ces encoches peuvent être semi-fermées ou complètement ouvertes, auquel cas une cale de fermeture logée dans une entaille permet de maintenir les enroulements à l'intérieur de l'encoche.

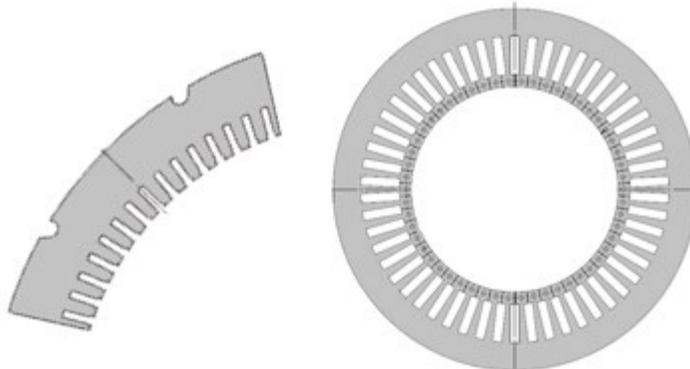


Figure 1: (a) Segment de tôle statorique à encoches ouvertes (b) Couronne de tôle statorique complète à encoches semi-fermées

Les enroulements correspondant aux trois phases d'un alternateur triphasé sont disposés à 120 degrés entre eux dans les encoches du stator. Lorsqu'elles sont alimentées par un système de courants triphasés équilibrés, les phases de l'armature produisent un champ magnétique tournant à la vitesse synchrone, dans l'entrefer.

2.1.2. Rotor

Le rotor comporte également un circuit magnétique dans lequel sont logés un enroulement inducteur et des barreaux amortisseurs. On distingue deux types de rotor : le rotor à pôles saillants et le rotor à pôles lisses (Figure 2).

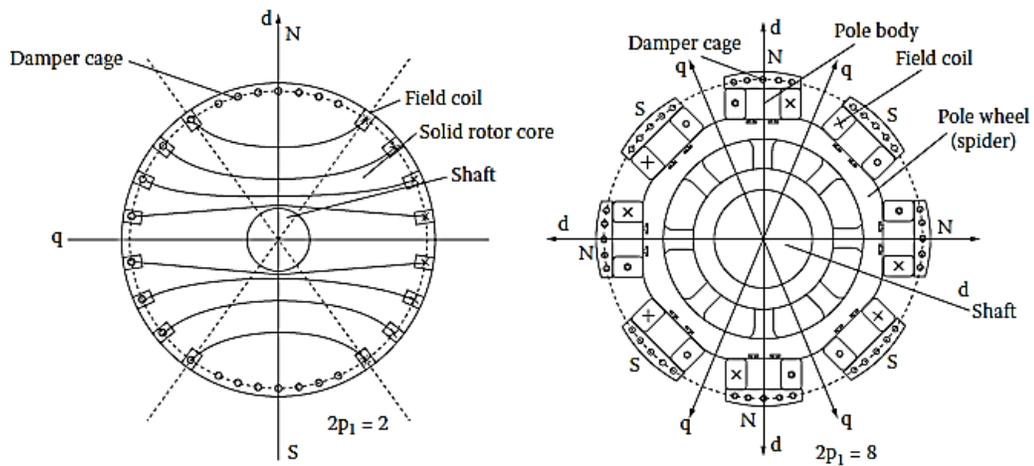


Figure 2: (a) Rotor à pôles lisses à $p = 2$ pôles (b) Rotor à pôles saillants à $p = 8$ pôles [2]

Les alternateurs à pôles saillants sont adaptés pour des vitesses de rotation lentes et possèdent un nombre élevé de pôles (> 2 paires de pôles). Les bobines sont enroulées autour du pôle. Ils sont généralement pourvus de barres de cuivre ou de laiton encastrées dans chaque pôle qui servent à amortir les oscillations de vitesse de l'arbre du générateur, mais qui n'ont pas d'effet en régime permanent. On parle dans ce cas de barreaux amortisseurs. Les barreaux amortisseurs d'un même pôle sont reliés à des segments de court-circuit à chaque extrémité (Figure 3b). Ils peuvent être aussi reliés aux barres des pôles adjacents pour former une cage complète (

Figure 3a).

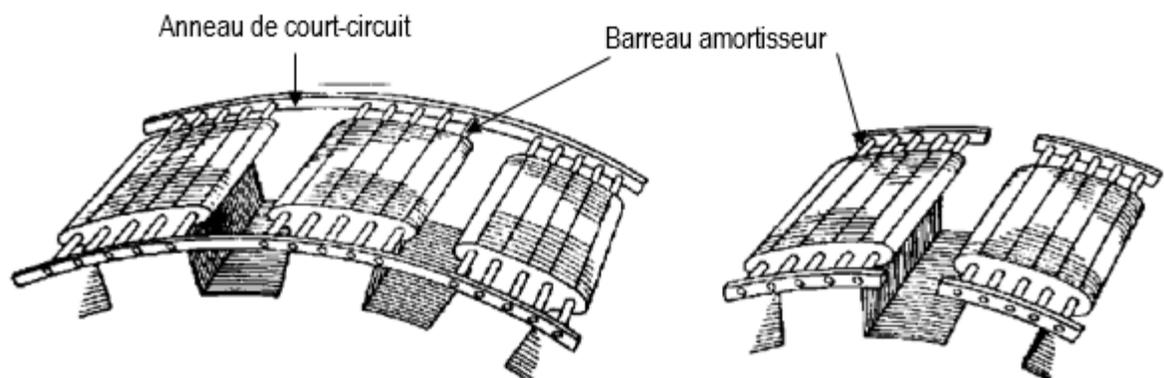


Figure 3: (a) Cage complète sur un rotor à pôles saillants (b) Segment de court-circuit par pôle sur un rotor à pôles saillants [33]

Les alternateurs ayant un rotor à pôles lisses muni d'une ou deux paires de pôles tournent à des vitesses plus élevées (3600 ou 1800 tours/min). Pour résister aux contraintes mécaniques, le rotor est construit

en acier forgé massif. Le rotor massif des turboalternateurs est le siège de courants de Foucault qui ont des effets équivalents aux barreaux amortisseurs d'un rotor à pôles saillants. L'enroulement inducteur est réparti dans les encoches et il est protégé des forces centrifuges par des cales d'encoche en résine. Des cales d'encoche faites avec un matériau conducteur, ou des barres additionnelles interconnectées situées en dessous des cales peuvent également servir d'amortisseurs dans certaines machines (Figure 4).

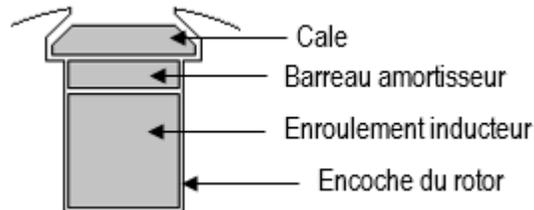


Figure 4: Encoche d'un rotor à pôle lisse avec barreau amortisseur

2.2. Hypothèses de travail pour la modélisation D-Q

Afin de développer les équations du modèle électrique d'une la machine synchrone, nous devons poser des hypothèses simplificatrices. Ces hypothèses sont applicables pour un repère lié au stator (référentiel a-b-c) ou un repère lié au rotor (référentiel d-q-0). On suppose que :

- Les enroulements de l'armature sont sinusoidalement distribués de telle sorte que chaque phase produit une force magnétomotrice (fmm) purement sinusoidale dans l'entrefer. Par conséquent, on néglige l'effet des harmoniques d'espace.
- L'encoche du stator n'engendre pas de variation significative des inductances propres et mutuelles rotoriques suivant la position du rotor.
- L'hystérésis magnétique est négligeable.
- L'effet de la saturation magnétique est négligeable. Par conséquent, nous travaillons uniquement avec des circuits linéaires. De plus, lorsqu'on considère deux axes orthogonaux, les courants qui circulent dans un axe ne créent pas de flux dans l'autre axe.

Les trois premières hypothèses sont généralement vérifiées et le modèle reproduit correctement le comportement de la machine. Par contre, la saturation magnétique est souvent présente au point nominal et dans ce cas, le modèle linéaire montre des différences significatives par rapport aux mesures. Pour

corriger ce problème, il est possible de prendre en compte les effets de la saturation en combinant le modèle D-Q avec une autre technique de modélisation. Cette méthode sera développée dans un autre paragraphe et illustrée par des exemples.

2.3. Équations de flux-courant et équations de tension d'un générateur synchrone dans le référentiel fixe a-b-c

Dans le paragraphe suivant, nous allons développer les équations d'un **générateur à p paires de pôles saillants**. Cependant, afin de simplifier les représentations schématiques, on représente uniquement une paire de pôles au rotor et une spire de pas diamétral pour chaque phase du stator.

Rappelons que la relation entre un angle mesuré en degrés électriques et le même angle mesuré en degrés mécaniques est :

$$\theta_{\text{élec}} = p\theta_{\text{méca}} \quad (2.1)$$

Considérons également deux axes orthogonaux tels que montrés sur la Figure 5:

- L'axe direct (d), centré sur l'axe magnétique d'un pôle du rotor
- L'axe en quadrature (q) situé à 90 degrés électriques devant l'axe d, en suivant le sens trigonométrique. Le choix de définir l'axe q en avant de l'axe d est une convention adoptée par les normes IEEE [82].

Notons qu'une machine à p paires de pôles possède p axes directs séparés de 180 degrés électriques (ou $180/p$ degrés mécaniques) et autant d'axes en quadrature.

L'axe magnétique de la phase A du stator est pris comme position de référence pour l'axe d du rotor. La position relative du rotor est indiquée par l'angle θ , mesuré en degrés électriques, entre l'axe d et l'axe de référence suivant le sens de rotation de la machine. Nous considérons un seul circuit amortisseur équivalent dans chaque axe. Cependant, ce modèle peut facilement être généralisé à k circuits amortisseurs équivalents en suivant la même procédure.

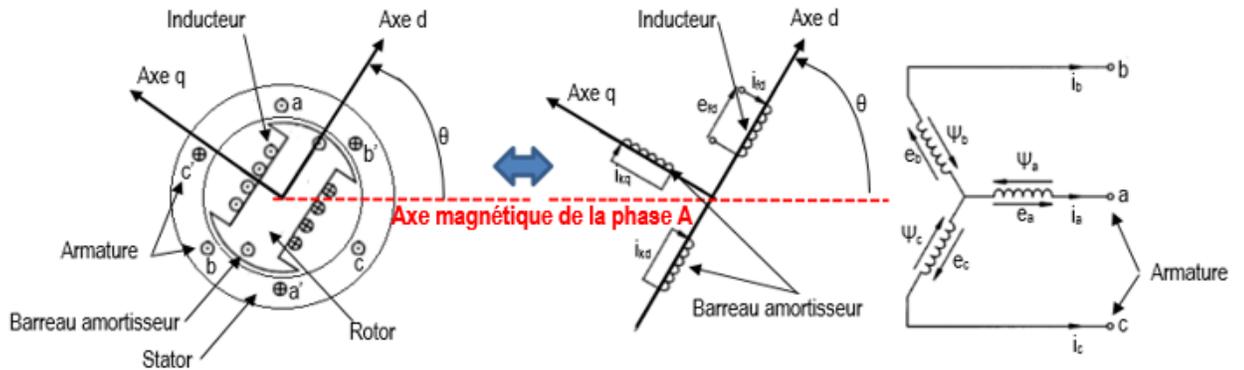


Figure 5: (a) Schéma simplifié de la structure physique (b) Représentation équivalente des circuits couplés

2.3.1. Équations de flux-courant

Afin de faciliter la compréhension du lecteur, nous allons adopter les notations suivantes.

- Les indices $_a, _b, _c, _fd, _kq, _kd$ se réfèrent respectivement aux enroulements des phases A, B, C, de l'inducteur, du barreau amortisseur dans l'axe q et du barreau amortisseur dans l'axe d.
- Les indices doubles de même lettre se réfèrent aux inductances propres de l'enroulement considéré (ex : $_{aa}$: inductance propre de la phase A, $_{ffd}$: inductance propre de l'inducteur, $_{kkd}$: inductance propre du barreau amortisseur dans l'axe d)
- Les indices doubles de lettres différentes se réfèrent aux inductances mutuelles entre les deux circuits considérés (ex : $_{ab}$: entre les phases A et B, $_{fkd}$: entre l'inducteur et le barreau amortisseur dans l'axe d, $_{akq}$: entre la phase a et le barreau amortisseur dans l'axe q).
- Une inductance en lettre minuscule (ex : l_{aa}) indique qu'elle varie avec la position du rotor θ . Par contre, la notation en lettre majuscule (ex : L_{aa}) signifie qu'il s'agit d'une valeur constante.

Les enroulements statoriques, l'inducteur et les barreaux amortisseurs forment un ensemble de circuits couplés magnétiquement. De manière générale, le flux total à travers un enroulement est égal à la somme algébrique du flux produit par lui-même et des flux mutuels créés par les autres enroulements couplés. Ainsi, nous pouvons écrire la matrice flux-courant ci-dessous dans le référentiel a-b-c, en convention générateur et unités SI.

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_{fd} \\ \Psi_{kd} \\ \Psi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} & l_{afd} & l_{akd} & l_{akq} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} & l_{bfd} & l_{bkd} & l_{bkq} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} & l_{cfd} & l_{ckd} & l_{ckq} \\ l_{afd} & l_{bfd} & l_{cfd} & l_{ffd} & l_{kfd} & 0 \\ l_{akd} & l_{bkd} & l_{ckd} & l_{kfd} & l_{kkd} & 0 \\ l_{akq} & l_{bkq} & l_{ckq} & 0 & 0 & l_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Dans la matrice précédente, l'inductance mutuelle rotorique entre les enroulements situés sur l'axe d ($_{fd}$ et $_{kd}$) et l'enroulement situé sur l'axe q ($_{kq}$) est nulle puisque ces deux axes sont orthogonaux.

Les inductances propres des enroulements rotoriques (l_{ffd} , l_{kkd} et l_{kkq}) ne dépendent pas de la position du rotor puisqu'ils y sont rattachés. Par conséquent, ces inductances sont constantes.

$$\begin{cases} l_{ffd} = L_{ffd} \\ l_{kkd} = L_{kkd} \\ l_{kkq} = L_{kkq} \end{cases} \quad (2.3)$$

L'inductance propre l_{aa} de la phase A dépend de la position du rotor. En effet, si le rotor à pôles saillants est aligné selon l'axe d, l'entrefer est minimal, tandis que dans l'axe q, l'entrefer atteint sa valeur maximale. On peut approximer la variation de l_{aa} par un terme constant L_{aa0} plus un terme périodique fonction de (2θ) . Les inductances propres des phases B et C s'obtiennent de la même façon avec un déphasage de 120° et 240° respectivement.

$$\begin{cases} l_{aa} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta) \\ l_{bb} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{cc} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.4)$$

Les inductances mutuelles entre les phases du stator dépendent également de la variation de la perméance comme les inductances propres. On retrouve le terme périodique fonction de (2θ) et un terme constant L_{ab0} .

$$\begin{cases} l_{ab} = l_{ba} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ l_{bc} = l_{cb} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta - \pi\right) \\ l_{ca} = l_{ac} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.5)$$

Le flux mutuel entre les phases au stator et les enroulements au rotor (inducteur et barreaux) suit un trajet de perméance constante puisqu'on néglige l'effet des encoches du stator. Ainsi, la variation de l'inductance mutuelle entre un enroulement au stator et un autre au rotor dépend uniquement de la position relative des deux enroulements.

$$\begin{cases} l_{afd} = L_{afd} \cos(\theta) \\ l_{bfd} = L_{afd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{cfd} = L_{afd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} l_{akd} = L_{akd} \cos(\theta) \\ l_{bkd} = L_{akd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{ckd} = L_{akd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} l_{akq} = L_{akq} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -L_{akq} \sin(\theta) \\ l_{bkq} = -L_{akq} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{ckq} = -L_{akq} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.8)$$

Les équations (2.4) à (2.8) nous donnent l'expression de toutes les inductances qui apparaissent dans la matrice (2.2) des flux-courant dans le générateur synchrone. Nous pouvons remarquer que seules les inductances propres au rotor ont une valeur constante. Toutes les autres inductances dépendent de la position du rotor. Réussir à éliminer cette dépendance à l'angle θ est l'objectif principal de la transformation d-q.

2.3.2. Équations de tension

Pour compléter le modèle mathématique du générateur synchrone dans le référentiel a-b-c, il reste les équations de tension. La loi de Lenz-Faraday stipule que tout conducteur électrique traversé par un flux magnétique peut être le siège d'une tension induite à ses bornes si ce flux varie en fonction du temps. De plus, si on suppose que tous les enroulements ont une certaine résistance, alors les tensions aux bornes de chaque enroulement s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_{fd} \\ \Psi_{kd} \\ \Psi_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les phases ont la même résistance $R_a = R_b = R_c$. Les flux sont ceux exprimés par la matrice (2.2) et représentent le flux total traversant chaque circuit respectivement.

2.4. Transformation d-q

La transformation d-q ou transformation de Park est une opération qui consiste à passer d'un repère fixe lié au stator (le référentiel a-b-c) à un repère tournant lié au rotor (le référentiel d-q-0). L'opération est réalisée sur toutes les variables de la machine, soient les flux, les tensions et les courants. Dans cette section, nous allons commencer par clarifier les concepts de repère fixe, de repère tournant et de changement de repère. Ensuite nous allons développer la matrice de transformation de Park et l'appliquer aux équations de tensions et de flux-courants de la machine synchrone.

2.4.1. Repère fixe, repère tournant et changement de repère

En mathématiques, un repère est un ensemble d'éléments de référence permettant de désigner de manière simple n'importe quel objet dans un espace donné. En géométrie, un repère permet de définir les coordonnées de chaque point. Un repère est constitué d'un *point de référence* appelé *origine* et d'une *famille de vecteurs particuliers*, appelée *base*, permettant de désigner de manière unique n'importe quel autre vecteur de l'espace par combinaison linéaire. Par exemple, dans un repère cartésien (O, \hat{u}_x , \hat{u}_y , \hat{u}_z) ayant comme origine un point O de coordonnées (0;0;0) et dont la base est constituée des vecteurs \hat{u}_x , \hat{u}_y et \hat{u}_z perpendiculaires deux à deux, un point P quelconque de coordonnées (x;y;z) est localisé de la façon suivante (voir Figure 6):

$$\hat{r} = x\hat{u}_x + y\hat{u}_y + z\hat{u}_z \quad (2.10)$$

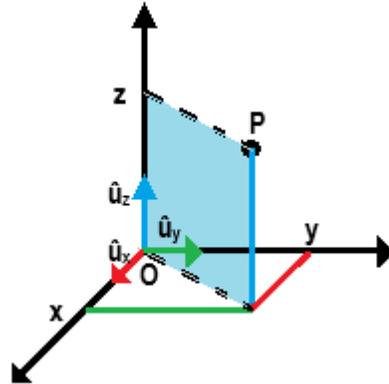


Figure 6: Localisation d'un point P quelconque dans un repère cartésien $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$

Dans le repère $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$, si le point P se déplace, l'expression de la vitesse est:

$$\hat{v} = \frac{dx}{dt}\hat{u}_x + \frac{dy}{dt}\hat{u}_y + \frac{dz}{dt}\hat{u}_z \quad (2.11)$$

Considérons un deuxième repère $(O, \hat{u}_{x0}, \hat{u}_{y0}, \hat{u}_{z0})$ de même origine O et dont l'axe z_0 est confondu avec l'axe z précédent. Considérons également que le premier repère $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$ tourne autour de l'axe \hat{u}_{z0} à une vitesse constante ω . À l'instant t , les axes x et y du repère tournant $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$ se trouvent à un angle $\theta = \omega t$ des axes x_0 et y_0 du repère fixe $(O, \hat{u}_{x0}, \hat{u}_{y0}, \hat{u}_{z0})$ respectivement (voir Figure 7).

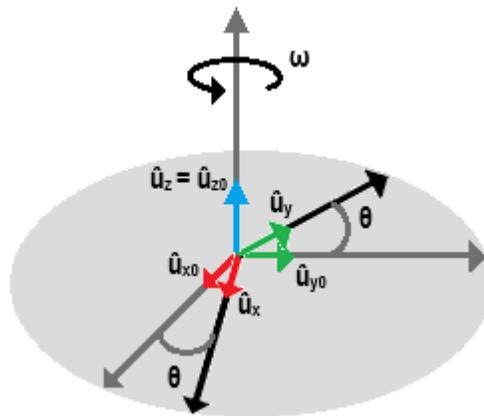


Figure 7: Repère fixe $(O, \hat{u}_{x0}, \hat{u}_{y0}, \hat{u}_{z0})$ et repère mobile $(O, \hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z)$

On peut trouver l'expression des vecteurs de base \hat{u}_x , \hat{u}_y et \hat{u}_z du repère tournant dans le repère fixe par projection :

$$\begin{cases} \hat{u}_x = \cos\theta \hat{u}_{x0} + \sin\theta \hat{u}_{y0} \\ \hat{u}_y = -\sin\theta \hat{u}_{x0} + \cos\theta \hat{u}_{y0} \\ \hat{u}_z = \hat{u}_{z0} \end{cases} \quad (2.12)$$

Dans le repère fixe $(O, \hat{u}_{x0}, \hat{u}_{y0}, \hat{u}_{z0})$, un observateur extérieur voit le déplacement du point P comme l'effet composé de la vitesse \hat{v} de P dans le repère tournant et de la vitesse angulaire ω due à la rotation des axes du repère tournant par rapport au repère fixe :

$$\hat{v}_0 = \frac{d\hat{r}}{dt} = \left(\frac{dx}{dt} \hat{u}_x + \frac{dy}{dt} \hat{u}_y + \frac{dz}{dt} \hat{u}_z \right) + \left(x \frac{d\hat{u}_x}{dt} + y \frac{d\hat{u}_y}{dt} + z \frac{d\hat{u}_z}{dt} \right) \quad (2.13)$$

En dérivant les expressions (2.12) par rapport au temps, sachant que les vecteurs \hat{u}_{x0} , \hat{u}_{y0} et \hat{u}_{z0} sont stationnaires, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{u}_x}{dt} = \frac{d\theta}{dt} (-\sin\theta \hat{u}_{x0} + \cos\theta \hat{u}_{y0}) = \frac{d\theta}{dt} \hat{u}_y = \frac{d\theta}{dt} \hat{u}_z \times \hat{u}_x \\ \frac{d\hat{u}_y}{dt} = \frac{d\theta}{dt} (-\cos\theta \hat{u}_{x0} - \sin\theta \hat{u}_{y0}) = \frac{d\theta}{dt} (-\hat{u}_x) = \frac{d\theta}{dt} \hat{u}_z \times \hat{u}_y \\ \frac{d\hat{u}_z}{dt} = \frac{d\hat{u}_{z0}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \hat{u}_z \times \hat{u}_z = 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Rappelons que les vecteurs \hat{u}_x , \hat{u}_y et \hat{u}_z forment un repère direct et ont les propriétés suivantes pour le produit vectoriel :

$$\begin{cases} \hat{u}_x = \hat{u}_y \times \hat{u}_z \\ \hat{u}_y = \hat{u}_z \times \hat{u}_x \\ \hat{u}_z = \hat{u}_x \times \hat{u}_y \end{cases} \quad (2.15)$$

On pose $\frac{d\theta}{dt} \hat{u}_z = \hat{\omega}$ le vecteur vitesse de rotation autour de l'axe z. En remplaçant les dérivées de \hat{u}_x , \hat{u}_y et \hat{u}_z par leurs expressions (2.14) et en introduisant (2.10), la vitesse de P dans le repère fixe devient :

$$\hat{v}_0 = \frac{d\hat{r}}{dt} = \hat{v} + \hat{\omega} \times (x\hat{u}_x + y\hat{u}_y + z\hat{u}_z) = \hat{v} + \hat{\omega} \times \hat{r}$$

Nous voyons bien dans cette expression que la vitesse d'un point P par rapport à un repère fixe est la somme de deux composantes distinctes : la vitesse \hat{v} du point dans le repère tournant et la vitesse $\hat{\omega} \times \hat{r}$ du repère tournant par rapport au repère absolu. Dans le cas spécial où le point P est stationnaire dans le repère tournant ($\hat{v} = 0$), alors la vitesse telle qu'observée dans le repère fixe devient : $\hat{v}_0 = \hat{\omega} \times \hat{r}$ et $|\hat{r}|$ est constant. Le raisonnement inverse permet de dire que si la vitesse d'un point P peut être exprimée comme le produit vectoriel $\hat{v}_0 = \hat{\omega} \times \hat{r}$ dans un repère fixe, alors il existe au moins un repère tournant pour lequel le point P est stationnaire. Ce résultat résume l'intérêt de passer d'un repère fixe à un repère tournant pour l'analyse d'une machine synchrone : on peut « éliminer » la dépendance au temps en rendant les grandeurs « stationnaires » par rapport à un repère tournant.

2.4.2. Transformation de Park

Dans cette section, nous allons utiliser les résultats de la section précédente pour développer la transformation de Park.

Prenons trois circuits R-L stationnaires alimentés par un système de tensions triphasées équilibrées. Nous supposons qu'il n'y a pas de couplage magnétique entre ces trois circuits. Les équations de tensions sont données ci-dessous.

$$\begin{cases} v_{as} = i_{as}R_s + L_s \frac{di_{as}}{dt} \\ v_{bs} = i_{bs}R_s + L_s \frac{di_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = i_{cs}R_s + L_s \frac{di_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2.16)$$

Telles que :

$$\begin{cases} v_{as} = V_s \cos(\omega_e t) \\ v_{bs} = V_s \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs} = V_s \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.17)$$

Afin de réaliser le changement de repère, nous introduisons un repère cartésien dans lequel les trois tensions précédentes définissent les *coordonnées spatiales* d'un point dans un espace tridimensionnel.

Il s'agit du repère fixe *a-b-c*. Nous définissons donc un vecteur tension \hat{v}_{abc} similaire au vecteur position \hat{r} de l'équation (2.10) tel que :

$$\hat{v}_{abc} = v_{as}\hat{u}_{as} + v_{bs}\hat{u}_{bs} + v_{cs}\hat{u}_{cs} \quad (2.18)$$

Si on trace les positions successives de \hat{v}_{abc} à différents instants t , on obtient un cercle centré sur l'origine sur un plan de rotation particulier appelé *plan d-q* (voir Figure 8). Les axes *a*-, *b*- et *c*- du repère fixe sont situés à un angle de $\cos^{-1}\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right) = 35.3^\circ$ du plan d-q.

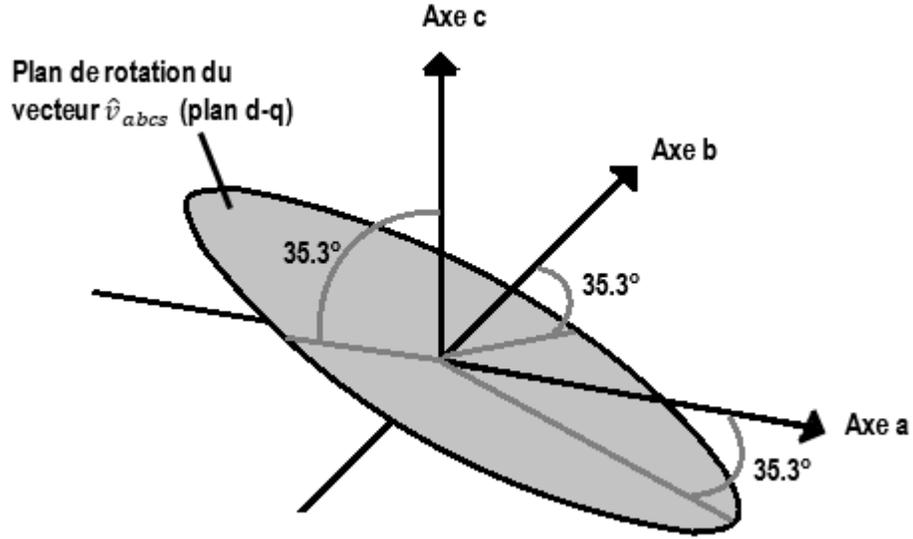


Figure 8: Axes a-b-c et plan d-q

L'amplitude de \hat{v}_{abc} est déterminée en utilisant l'identité trigonométrique n°9 de l'annexe A.

$$|\hat{v}_{abc}| = \sqrt{v_{as}^2 + v_{bs}^2 + v_{cs}^2} = V_s \sqrt{\cos^2 \omega_e t + \cos^2 \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2 \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right)} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \quad (2.19)$$

Puisque l'amplitude du vecteur tension $|\hat{v}_{abc}|$ est constante, alors la dérivée de \hat{v}_{abc} est nulle. Par conséquent, comme il a été montré dans la section précédente, il existe au moins un repère tournant pour lequel le point P (ou la tension \hat{v}_{abc}) est stationnaire, et la vitesse du vecteur position vue du repère fixe peut être exprimé comme suit :

$$\frac{d\hat{v}_{abc}}{dt} = \hat{\omega}_e \times \hat{v}_{abc} \quad (2.20)$$

avec $\widehat{\omega}_e$ la vitesse angulaire du repère tournant par rapport au repère fixe.

La propriété du produit vectoriel permet de dire que les trois vecteurs $\frac{d\hat{v}_{abcS}}{dt}$, $\widehat{\omega}_e$ et \hat{v}_{abcS} sont perpendiculaires deux à deux et peuvent donc être utilisés pour définir les vecteurs de base du repère tournant dans lequel \hat{v}_{abcS} devient stationnaire. Le vecteur de base dans la direction de $\widehat{\omega}_e$, perpendiculaire au plan d-q, est défini comme :

$$\hat{u}_n = \frac{1}{\sqrt{3}} [\hat{u}_{as} + \hat{u}_{bs} + \hat{u}_{cs}] \quad (2.21)$$

Ce vecteur est associé au courant de neutre d'un système triphasé et diffère de la séquence homopolaire de la transformation de Fortescue par un coefficient de $\sqrt{2}$.

Le vecteur de base dans la direction de \hat{v}_{abcS} , rattaché à l'axe direct, est donné par :

$$\hat{u}_d = \frac{\hat{v}_{abcS}}{|\hat{v}_{abcS}|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos\theta \hat{u}_{as} + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \hat{u}_{bs} + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \hat{u}_{cs} \right] \quad (2.22)$$

Avec $\theta = \omega_e t$

Le troisième vecteur de base dans la direction de $\frac{d\hat{v}_{abcS}}{dt}$ est associé à l'axe en quadrature et est donné par :

$$\hat{u}_q = \frac{\frac{d\hat{v}_{abcS}}{dt}}{\left| \frac{d\hat{v}_{abcS}}{dt} \right|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\sin\theta \hat{u}_{as} - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \hat{u}_{bs} - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \hat{u}_{cs} \right] \quad (2.23)$$

En introduisant un facteur d'échelle de $\sqrt{2/3}$ entre le système a-b-c et d-q-n, on projette les axes a-, b-, c- sur le plan d-q-n, ce qui permet de ramener tous les axes sur un même plan. De plus, on introduit un facteur de $\sqrt{1/2}$ à la composante selon \hat{u}_n afin de le ramener à la séquence zéro des composantes symétriques.

À partir des équations (2.21), (2.22) et (2.23) et des facteurs d'échelle précédents, on peut écrire sous forme matricielle la relation suivante entre les tensions exprimées dans le repère fixe a-b-c et celles exprimées dans le repère tournant d-q-0.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Cette matrice de transformation est appelée *matrice de transformation de Park* et s'applique pour transformer les tensions, les courants et les flux du repère fixe a-b-c au repère tournant d-q-0. Si on note par S la grandeur à transformer et P(θ) la matrice de transformation de Park, alors on a :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$[S_{dq0}] = P(\theta)[S_{abc}] \quad (2.26)$$

La transformation inverse est définie comme suit :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[S_{abc}] = P(\theta)^{-1}[S_{dq0}] \quad (2.28)$$

La transformation de Park possède les propriétés suivantes [33] :

$$\text{N}^\circ 1 \quad P(\theta) \frac{dP(\theta)^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\text{N}^\circ 2 \quad \frac{dP(\theta)}{dt} P(\theta)^{-1} = - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.5. Équations de flux-courant et équations de tension d'un générateur synchrone dans le référentiel tournant d-q-0

2.5.1. Équations de flux-courant

En transformant les flux et les courants de la matrice (2.2) en utilisant la matrice de transformation de Park, on obtient une nouvelle matrice pour la relation flux-courant.

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \\ \Psi_{fd} \\ \Psi_{kd} \\ \Psi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3}L_{afd} & 0 & 0 & L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ \frac{2}{3}L_{akd} & 0 & 0 & L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3}L_{akq} & 0 & 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\text{Telle que : } \begin{cases} L_d = L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2}L_{aa2} \\ L_q = L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2}L_{aa2} \\ L_0 = L_{aa0} - 2L_{ab0} \end{cases}$$

La matrice des inductances est composée de valeurs constantes uniquement suite au changement de repère. De plus, les inductances mutuelles entre deux circuits sur deux axes en quadrature sont nulles.

2.5.2. Équations de tension

Rappelons que les tensions statoriques dans le repère a-b-c s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

En multipliant cette équation par la matrice de transformation de Park $P(\theta)$, les tensions et les courants peuvent être transformés directement :

$$P(\theta)[v_{abc}] = -[R_a]P(\theta)[i_{abc}] + P(\theta)\frac{d}{dt}[\Psi_{abc}]$$

$$[v_{dq0}] = -[R_a][i_{dq0}] + P(\theta) \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (2.33)$$

Cependant, la dérivée du flux nécessite une opération matricielle supplémentaire pour être transformée.

En effet, si \mathbf{M} est une matrice $n \times n$ et \mathbf{v} un vecteur $n \times 1$, alors $\mathbf{M} \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{d}{dt} (\mathbf{M}\mathbf{v}) - \frac{d\mathbf{M}}{dt} \mathbf{v}$.

Ceci nous permet d'écrire :

$$P(\theta) \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] = \frac{d}{dt} (P(\theta) [\Psi_{abc}]) - \frac{dP(\theta)}{dt} [\Psi_{abc}] = \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}] - \frac{dP(\theta)}{dt} P(\theta)^{-1} P(\theta) [\Psi_{abc}]$$

En utilisant la propriété N°2 de la transformation de Park, on peut réécrire le terme $\frac{dP(\theta)}{dt} P(\theta)^{-1}$ pour obtenir :

$$P(\theta) \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] = \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}] + \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\Psi_{dq0}] \quad (2.34)$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la vitesse angulaire du repère tournant d-q-0 égale à la vitesse synchrone ($= 2\pi f$) dans le cas d'une machine synchrone.

Finalement, on introduit l'équation (2.34) dans l'équation (2.33) pour obtenir l'équation des tensions dans le repère d-q-0 :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Rappelons qu'un flux magnétique est défini comme la « quantité » d'induction B qui passe à travers un contour fermé définissant une surface S. D'autre part, la loi de Lenz-Faraday stipule que la variation d'un flux magnétique crée une tension induite aux bornes d'un circuit. La variation du flux magnétique dépend donc de deux paramètres : la variation de l'induction magnétique due au courant variable qui crée cette induction (variation temporelle du flux) et/ou la variation de la surface S due au mouvement relatif ou à la déformation du circuit traversée par l'induction (variation spatiale du flux). Si on note $\Psi(i, x)$ le flux total

dans un circuit quelconque, tel que le courant $i(t)$ et la géométrie du circuit $x(t)$ sont variables dans le temps, alors la tension induite aux bornes du circuit s'écrit :

$$v = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial\Psi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (2.36)$$

De même, lorsqu'on exprime la dérivée du flux Ψ_{abc} dans le repère mobile d-q-0, la tension induite est composée de deux termes distincts. Le terme $\frac{d\Psi_{dq0}}{dt}$ de l'équation (2.35) s'appelle *force électromotrice (fem) de transformation* et est dû à la variation temporelle du flux. Ce terme disparaît en régime permanent en fonctionnement équilibré, car les courants i_d et i_q sont constants et le courant homopolaire i_0 est nul. En régime transitoire, la fem de transformation est présente dans l'équation des tensions de la machine synchrone.

Les termes $-\omega\Psi_q$ et $\omega\Psi_d$ sont des *fem de vitesse (ou de rotation)* et sont causés par la variation spatiale du flux. En effet, en passant d'un repère fixe a-b-c à un repère tournant d-q-0, le flux est « rattaché » au rotor et tourne en synchronisme avec celui-ci. Par conséquent, le mouvement relatif du flux Ψ_{dq0} crée des tensions induites dans les phases de l'armature.

2.6. Avantages de la transformation d-q

Nous pouvons remarquer les avantages de la transformation d-q en comparant la matrice de flux-courant transformée (2.31) à celle définie dans le repère a-b-c (2.2) :

- Toutes les inductances sont maintenant constantes. De plus, plusieurs inductances mutuelles sont nulles, car en définissant deux axes orthogonaux d et q, les courants dans un axe ne créent pas de flux dans l'autre axe. Ceci est normal puisque, les effets de la saturation étant négligés, on suppose qu'il n'y a pas de magnétisation croisée (*cross magnetization*) entre les axes d et q.
- Lorsque le neutre de la machine n'est pas connecté, les grandeurs homopolaires disparaissent.
- En régime permanent, toutes les grandeurs statoriques qui dépendent du temps dans le repère fixe a-b-c deviennent des constantes dans le repère d-q-0 puisque le repère tourne à la même vitesse que le champ tournant statorique.

- Le générateur peut être modélisé en deux circuits magnétiquement découplés : le circuit d'axe d et le circuit d'axe q. Ces deux circuits peuvent être analysés de manière indépendante.

2.7. Conclusion

Les équations de flux-courant et de tension permettent de caractériser une machine synchrone. Exprimées dans le repère direct a-b-c, elles forment la base du modèle de phase. Cependant, dans ce référentiel, les inductances statoriques varient en fonction du temps pour un rotor à pôles saillants dû au fait que la perméance du trajet de flux n'est pas uniforme selon la position relative du rotor par rapport au stator. De plus, les inductances mutuelles rotor-stator sont également fonction de la position du rotor à cause de la position relative de ces enroulements. En choisissant le repère fictif d-q lié au rotor, toutes ces inductances deviennent des constantes. Les grandeurs, telles que flux, tension et courant deviennent également des constantes lorsqu'elles sont référées au repère d-q-0 en régime permanent. Un autre résultat intéressant de la transformation d-q-0 en négligeant la saturation magnétique vient de la représentation de la machine en deux circuits magnétiquement découplés selon deux axes en quadrature. Il s'agit d'une simplification importante, car elle permet d'étudier séparément le circuit équivalent dans chaque axe. L'article [83] de Figueroa et al. constitue une référence pertinente sur les transformations généralisées pour des machines polyphasées.

Chapitre 3 : Structures et paramètres des modèles d-q

Ce chapitre se concentre sur les structures du modèle d-q dérivées des équations mathématiques du chapitre précédent. Un des soucis lors de la modélisation de la machine synchrone est de pouvoir faire correspondre les paramètres obtenus aux caractéristiques ou éléments physiques de la machine. La correspondance est directe pour certains paramètres, comme la résistance par phase de l'armature. Cependant, il n'est pas toujours aisé de garder une signification physique pour tous les paramètres en raison des différents trajets de courant possibles à l'intérieur de la machine qui sont difficiles à analyser. L'ordre du modèle est discuté dans ce chapitre et ainsi que les différentes structures et paramètres, en particulier le rapport de transformation N_{afd} . Nous montrons sous quelles conditions, une même structure d'un modèle d-q reproduit les mêmes fonctions de transfert, avec des jeux de paramètres différents. Pour finir, nous rappelons les relations entre les éléments R-L du modèle dq et les constantes de temps et inductances dynamiques classiques utilisées dans les études de stabilité.

3.1. Ordre du modèle

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, l'alternateur synchrone est représenté par deux circuits magnétiquement découplés selon les axes d et q. L'axe d regroupe l'armature, l'inducteur et les circuits amortisseurs équivalents. Ces derniers permettent de représenter différents trajets de flux fermés dans les parties conductrices du rotor qui sont à l'origine de courants induits lors de phénomènes transitoires (Figure 9). Ils peuvent circuler dans le rotor massif d'un turbogénérateur, dans les barreaux amortisseurs qui forment un circuit fermé avec l'anneau de court-circuit, etc... Ainsi, la réponse transitoire de la machine dépend beaucoup de la construction du rotor.

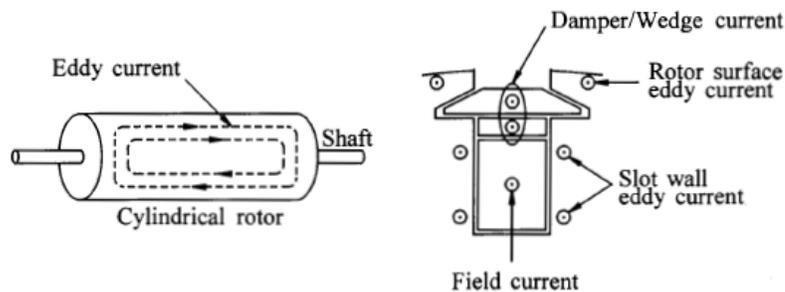


Figure 9: Trajets de courant possibles dans la machine

Le nombre de circuits au rotor détermine l'ordre du modèle. Il est d'usage de choisir un ou deux circuits amortisseurs équivalents dans l'axe d pour représenter adéquatement la machine. Cependant, il est

toujours possible d'utiliser des modèles d'ordre supérieur pour améliorer la précision des réponses du modèle. Il faut remarquer que la plupart des analyses de stabilité sont simulées dans le temps, par intégration numérique. Le pas de calcul doit être adapté à la valeur minimale de constante de temps du circuit considéré pour éviter des erreurs numériques ou des problèmes de convergence de la solution. Or, les modèles d'ordre élevé ont des constantes de temps plus petites que les modèles standards. Ils nécessitent donc une capacité de calcul (ou durée de simulation) plus importante. La même approche est appliquée pour le circuit dans l'axe q.

3.2. Structure générale du circuit équivalent d-q

Les équations mathématiques (2.31) et (2.35) permettent de définir un circuit équivalent qui représente l'axe d (similairement l'axe q) d'un alternateur synchrone. La Figure 10 montre la structure générale du modèle avec k circuits amortisseurs équivalents dans chaque axe.

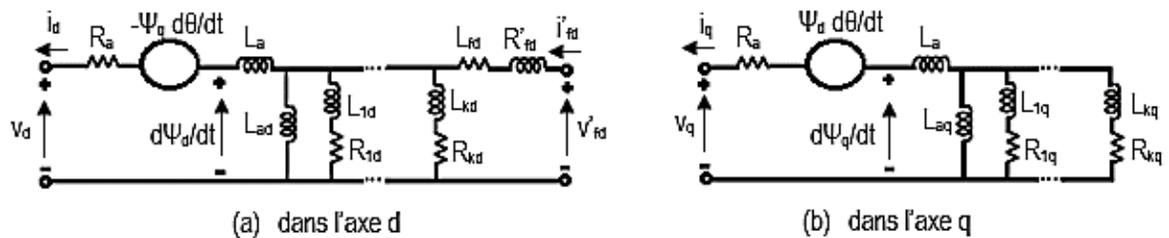


Figure 10: Structure générale du circuit équivalent d-q

Les éléments R-L des circuits d'axe d et d'axe q sont présentés dans le Tableau 1 ci-dessous. Ils forment les paramètres du modèle d-q.

Symbole	Paramètre	Unité
R_a	Résistance par phase de l'armature	Ω
L_a	Inductance de fuite de l'armature	H
L_{ad}	Inductance de magnétisation non-saturée d'axe d	H
L_{1d}	Inductance de fuite de l'amortisseur 1 d'axe d	H
R_{1d}	Résistance de l'amortisseur 1 d'axe d	Ω
L_{kd}	Inductance de fuite de l'amortisseur k d'axe d	H
R_{kd}	Résistance de l'amortisseur k d'axe d	Ω
L_{fd}	Inductance de l'inducteur <i>vu du stator</i>	H
R'_{fd}	Résistance de l'inducteur <i>vu du stator</i>	Ω
L_{aq}	Inductance de magnétisation d'axe q	H
L_{1q}	Inductance de fuite de l'amortisseur 1 d'axe q	H
R_{1q}	Résistance de l'amortisseur 1 d'axe q	Ω
L_{kq}	Inductance de fuite de l'amortisseur k d'axe q	H
R_{kq}	Résistance de l'amortisseur k d'axe q	Ω

Tableau 1: Paramètres du circuit équivalent d-q

3.3. Rapport de transformation rotor-stator N_{afd}

Dans le Tableau 1 précédent, il faut remarquer que tous les éléments sont référés au stator, en particulier la résistance de l'inducteur R'_{fd} . Dans la réalité, les mesures de résistance, de courant et de tension de l'inducteur sont réalisées directement aux bornes de l'inducteur lui-même, et sont donc prises du côté rotor. Afin de garder la cohérence des grandeurs du modèle, il nous faut définir un autre paramètre important: le *rapport de transformation* N_{afd} . Ce paramètre permet de transformer les valeurs mesurées du côté rotor (R_{fd} , i_{fd} , v_{fd}) en valeurs adéquates pour le modèle d-q (R'_{fd} , i'_{fd} , v'_{fd}) référées au stator en utilisant les relations ci-dessous.

$$\left\{ \begin{array}{l} R'_{fd} = R_{fd} \times \frac{3}{2 \times N_{afd}^2} \\ i'_{fd} = i_{fd} \times \frac{2 \times N_{afd}}{3} \\ v'_{fd} = \frac{v_{fd}}{N_{afd}} \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Différentes méthodes existent pour calculer le rapport de transformation N_{afd} .

Une de ces méthodes, provenant des travaux de Rankin [84], [85], est montrée dans le paragraphe 12.5.2 de la norme IEEE [42]. Elle est basée sur les paramètres physiques de la machine :

$$N_{afd} = p \times \frac{N_{fd}}{N_a} \times K \quad (3.2)$$

Tel que :

- a) p : nombre de pôles
- b) N_{fd} : nombre de tours par pôle de l'enroulement inducteur
- c) N_a : nombre de tours par phase du stator
- d) K : coefficient qui tient compte des caractéristiques physiques des enroulements, dont la distribution et le facteur de forme de chaque bobinage, le pas d'enroulement.

Le problème de cette méthode est que la valeur exacte du coefficient K n'est pas toujours disponible.

Une autre méthode, basée sur les courbes caractéristiques de la machine permet de calculer N_{afd} .

$$N_{afd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{V_x}{\omega_n L_{adx} I_{fx}} \quad (3.3)$$

Tel que :

- $\omega_n = 2\pi f_n = 120\pi$
- V_x et I_{fx} : respectivement tension ligne-ligne (en V) et courant inducteur (en A) formant un point de fonctionnement sur une approximation linéaire de la courbe caractéristique à vide de la machine.
- L_{adx} : inductance de magnétisation non-saturée (en H) correspondant à (I_{fx}, V_x)

Dans cette expression, la valeur de N_{afd} est constante si le ratio $\frac{V_x}{I_{fx} \times L_{adx}}$ est constant et que la courbe caractéristique à vide de la machine est approximée comme une droite. Ainsi, il y a autant de valeurs du triplet $\{V_x, I_{fx}, L_{adx}\}$ que de choix possibles de linéarisation de la courbe à vide. Les deux approches les plus communes sont présentées ci-après et illustrées sur la

Figure 11 .

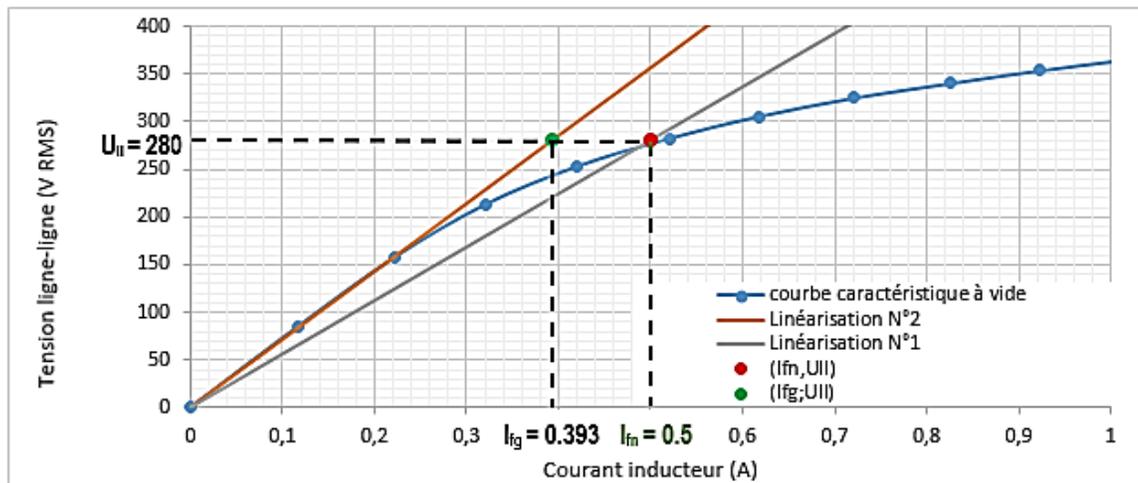


Figure 11: Linéarisation de la courbe caractéristique à vide

La première approche (linéarisation N°1 sur la

Figure 11) consiste à utiliser une droite passant par le point d'opération nominal de la machine (I_m, U_{II}). C'est la même approximation utilisée pour le modèle de Behn-Eschenburg. Dans ce cas, on a l'ensemble de valeurs $\{V_x, I_{fx}, L_{adx}\} = \{U_{II}, I_m, L_{ad_BE}\}$ avec L_{ad_BE} donnée par l'équation(3.4). Ce choix donne un bon

résultat uniquement pour le point nominal. On observe un écart important sur la tension à vide pour les points d'opération à faible niveau de courant d'excitation.

La deuxième approche (linéarisation N°2 sur la

Figure 11) consiste à approximer la courbe caractéristique à vide en prolongeant la partie linéaire au début de la courbe. Cette droite est appelée « droite d'entrefer ». Dans ce cas, on obtient $\{V_x, I_{fx}, L_{adx}\} = \{U_{||}, I_{fg}, L_{ad_ag}\}$ avec L_{ad_ag} calculée ci-après. Cette approche a l'avantage d'être applicable pour les points d'opération à faible courant inducteur. Pour les points d'opération saturés, elle permet également d'avoir un bon résultat, à condition d'intégrer la saturation magnétique dans le modèle pour reproduire la caractéristique à vide. La prise en compte de la saturation sera traitée dans un autre chapitre.

$$L_{ad_BE} = \frac{U_{||}}{\sqrt{3}\omega_n I_{ccn}} - L_a \quad (3.4)$$

$$L_{ad_ag} = \frac{U_{||}}{\sqrt{3}\omega_n I_{ccn} \frac{I_{fg}}{I_{fn}}} - L_a \quad (3.5)$$

Tel que I_{ccn} : courant de court-circuit (en A) correspondant à I_{fn} sur la courbe caractéristique en court-circuit

3.4. Inductance de fuite différentielle et jeux de paramètres équivalents

3.4.1. Inductance de fuite différentielle

Dans certaines publications, une inductance de fuite « différentielle » notée L_{fkd} est rajoutée dans l'axe d entre l'inductance de magnétisation L_{ad} et l'inductance de fuite de chaque amortisseur L_{kd} . Ceci nous donne une structure générale (Voir Figure 12) alternative à celle présentée dans Figure 10.

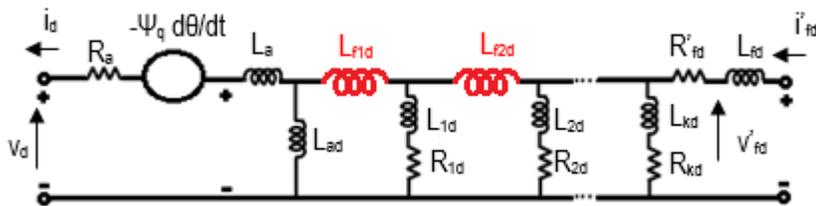


Figure 12: Circuit équivalent d'axe d avec inductance de fuite différentielle

Cette inductance additionnelle permet de représenter un flux de fuite qui lie l'enroulement inducteur et le barreau amortisseur k , mais qui ne passe pas par l'armature (Voir

Figure 13). Pour les turbogénérateurs, sa valeur est généralement positive, tandis qu'elle est souvent négative pour les hydro générateurs [43]. Cela crée une certaine ambiguïté quant à l'interprétation physique de cette inductance de fuite.

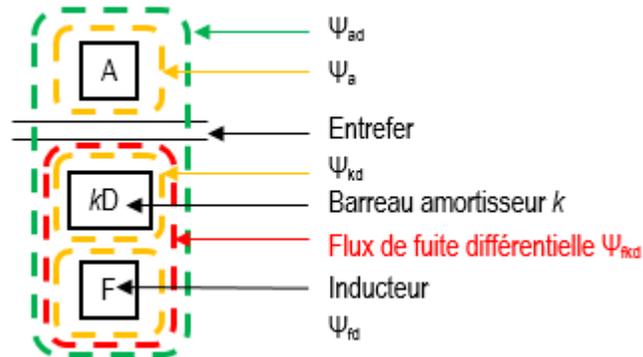


Figure 13: Représentation du flux de fuite différentielle

3.4.2. Importance du rapport de transformation

Il existe une relation entre la 1^{ère} inductance de fuite différentielle L_{fd} et le rapport de transformation rotor-stator N_{afd} . La démonstration complète, basée sur l'analyse de la structure générale de la machine sous la forme de trois quadripôles en cascade (Voir Figure 14) est détaillée dans le chapitre 3 de la thèse de Verbeeck [86].

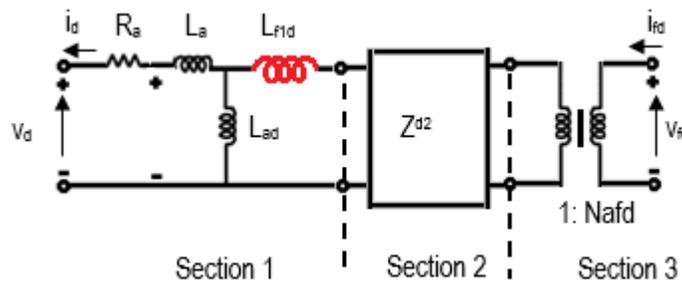


Figure 14: Représentation en quadripôles en cascade

La section 2 permet de garder une structure générale du modèle, incluant les circuits amortisseurs et inducteur. Z^{d2} est la matrice d'impédance du quadripôle de la section 2.

Le théorème est le suivant :

Deux circuits équivalents d'axe direct ayant la même structure, mais deux rapports de transformation N_{afd} et N_{afd}^* différents ont le même comportement à leurs bornes si les conditions suivantes sont remplies :

$$\begin{aligned}
 N_{afd}^* \cdot L_{ad} &= N_{afd} \cdot L_{ad} \\
 R_a^* &= R_a \\
 L_{ad}^* + L_a^* &= L_{ad} + L_a \\
 L_{f1d}^* + L_{ad}^* &= (L_{f1d} + L_{ad}) \left(\frac{N_{afd}}{N_{afd}^*} \right)^2 \\
 Z^{d2*} &= Z^{d2} \left(\frac{N_{afd}}{N_{afd}^*} \right)^2
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

En d'autres termes, pour un circuit équivalent d'axe d dont la structure **possède** une inductance de fuite différentielle L_{f1d} telle que sur la Figure 12, le choix du rapport de transformation N_{afd} peut être totalement arbitraire, car le jeu de paramètres peut s'ajuster grâce à un degré de liberté introduit par L_{f1d} . La norme suggère d'utiliser l'inductance de fuite de l'armature L_a comme paramètre arbitraire lorsque la valeur de cette dernière est donnée par le manufacturier. Cependant, peu importe le paramètre choisi comme arbitraire, le jeu de paramètres obtenu est capable de représenter le comportement de la machine.

Par contre, pour un circuit dont la structure **ne possède pas** une inductance de fuite différentielle L_{f1d} telle que sur la Figure 10, un choix inapproprié du rapport de transformation rotor-stator N_{afd} affecte les performances du modèle. Par conséquent, le choix d'une valeur cohérente de N_{afd} est nécessaire dans ce dernier cas.

3.4.3. Nombre de jeux de paramètres différents

La présence des inductances différentielles L_{fkd} dans la structure topologique du modèle introduit également un autre problème, souligné dans la norme IEEE 1110 [43]. En effet, pour un circuit équivalent d'axe d ayant n circuits amortisseurs, il existe $n!$ jeux de paramètres différents qui sont capables de reproduire les fonctions de transfert caractérisant la machine synchrone étudiée. Ces $n!$ circuits ont les mêmes valeurs de résistances d'armature R_a et d'inducteur R_{fd} ainsi que des inductances de magnétisation L_{ad} et de fuite d'armature L_a et de rapport de transformation N_{afd} . Par exemple, pour un circuit d'axe d d'ordre 3 c'est-à-dire ayant 2 circuits amortisseurs équivalents plus un circuit inducteur, il existe $2! = 2$ jeux de paramètres équivalents pouvant représenter la machine. Le problème principal se

situé dans l'interprétation physique des paramètres obtenus puisque plusieurs valeurs différentes correspondent à une seule caractéristique ou élément physique de la machine.

Pour un circuit d'axe d ayant une structure sans inductance différentielle L_{kd} , il existe *seulement un jeu* de paramètres capable de reproduire adéquatement le comportement de la machine avec le modèle dq [86].

3.4.4. Comparaison des deux structures avec et sans inductance différentielle

Le tableau ci-dessous résume les différences entre les deux structures évoquées précédemment.

Sans inductance différentielle de fuite	Avec inductances de fuite différentielles
Un seul jeu de paramètres	$(n-1)!$ jeux de paramètres différents pour un circuit d'ordre n dans l'axe d
Il n'y a pas de degré de liberté additionnel. Le rapport de transformation N_{afd} doit être déterminé soigneusement pour avoir un modèle capable de représenter toutes les fonctions de transfert.	Un paramètre peut être choisi arbitrairement (typiquement l'inductance de fuite de l'armature L_a ou le rapport de transformation N_{afd}) et les autres paramètres s'ajustent selon ce dernier.
Interprétation physique possible des différents paramètres puisqu'ils ont une valeur unique.	Interprétation physique des différents paramètres discutable puisqu'ils peuvent prendre plusieurs valeurs selon la valeur du paramètre arbitraire et l'ordre du modèle.

3.5. Réactances dynamiques et constantes de temps

Le modèle d-q classique le plus utilisé dans les analyses de stabilité est celui d'ordre 2, c'est-à-dire avec deux circuits au rotor dans chaque axe ($_fd$, $_1d$, $_1q$ et $_2q$) et sans inductance de fuite différentielle. Lorsqu'un court-circuit triphasé brusque survient proche ou à même les enroulements du stator, un courant de défaut apparaît dans la machine. L'analyse des mesures obtenues permet d'extraire des grandeurs caractéristiques qu'on désigne sous le terme de paramètres standards. Il s'agit de trois réactances dans chaque axe (X_d , X'_d , X''_d , X_q , X'_q et X''_q) et de neuf constantes de temps (T'_d , T''_d , T'_{do} , T''_{do} , T'_q , T''_q , T'_{qo} , T''_{qo} et T_a). On parle de réactances dynamiques. L'amplitude du courant dans une

phase de l'armature est constitué d'une composante continue $I_{dc}(t)$ et d'une composante alternative $I_{ac}(t)$ [41], telles que :

$$I_{dc}(t) = \frac{E}{2} \left(\frac{1}{X_d''} + \frac{1}{X_q''} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (3.7)$$

$$I_{ac}(t) = \left(\frac{E}{X_d''} - \frac{E}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{E}{X_d'} - \frac{E}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d}} + \frac{E}{X_d} \quad (3.8)$$

Toutes les grandeurs (tension, courant et réactances) sont en p.u. Le temps t en seconde est mesuré à partir de l'instant de court-circuit. La composante continue $I_{dc}(t)$ décroît avec la constante de temps de l'armature T_a , égale au ratio de l'inductance effective de l'armature par la résistance de l'armature. On peut distinguer sur la Figure 15, les trois périodes qui caractérisent la composante alternative $I_{ac}(t)$. Durant les premiers cycles au début du court-circuit, le courant s'atténue très rapidement à cause de l'atténuation rapide du flux dans les circuits subtransitoires ($_1d$, $_1q$ et $_2q$). Par la suite, l'atténuation lente du courant est due à une atténuation beaucoup plus lente du flux dans les circuits transitoires ($_fd$). Le courant permanent stabilisé ne dépend que de la réactance synchrone X_d de la machine.

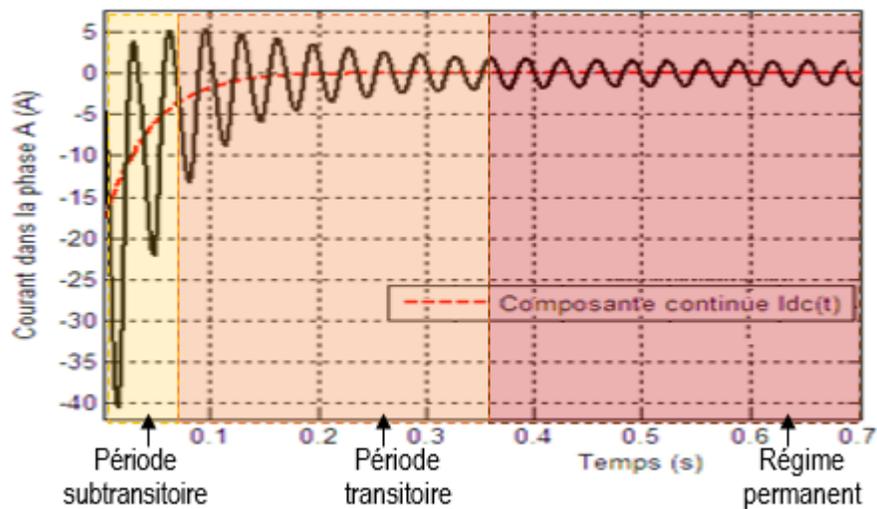


Figure 15: Courant dans la phase A suite à un court-circuit triphasé brusque

Kamwa et al [87] rajoute une troisième composante de 2^{ème} harmonique $I_h(t) = \frac{E}{2} \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_q''} \right) e^{-\frac{t}{T_a}}$

. Elle est négligeable si on suppose que les réactances subtransitoires X_d'' et X_q'' sont égales. Cette

approximation est valable dans le cas de machine à pôles lisses. Pour des machines à pôles saillants, elle peut causer des erreurs de 10 à 20% sur les constantes de temps transitoire et subtransitoire.

Les relations entre les paramètres R-L du circuit équivalent et les paramètres dynamiques standards sont détaillées dans le tableau ci-dessous. Le développement mathématique est expliqué dans [34]. Les paramètres sont en valeurs p.u. Les constantes de temps sont en secondes.

Paramètre	Symbole	Expression
Réactance synchrone d'axe d	X_d	$L_{ad} + L_a$
Réactance transitoire d'axe d	X'_d	$X_d (T_{4d} + T_{5d}) / (T_{1d} + T_{2d})$
Réactance subtransitoire d'axe d	X''_d	$X_d (T_{4d} T_{6d}) / (T_{1d} T_{3d})$
Constante de temps transitoire d'axe d	T'_d	$(T_{4d} + T_{5d}) / (120\pi)$
Constante de temps subtransitoire d'axe d	T''_d	$T_{6d} T_{4d} / [(T_{4d} + T_{5d}) (120\pi)]$
Constante de temps transitoire d'axe d à circuit ouvert	T'_{do}	$(T_{1d} + T_{2d}) / (120\pi)$
Constante de temps subtransitoire d'axe d à circuit ouvert	T''_{do}	$T_{3d} T_{1d} / [(T_{1d} + T_{2d}) (120\pi)]$
Réactance synchrone d'axe q	X_q	$L_{aq} + L_a$
Réactance transitoire d'axe q	X'_q	$X_q (T_{4q} + T_{5q}) / (T_{1q} + T_{2q})$
Réactance subtransitoire d'axe q	X''_q	$X_q (T_{4q} T_{6q}) / (T_{1q} T_{3q})$
Constante de temps transitoire d'axe q	T'_{q0}	$(T_{4q} + T_{5q}) / (120\pi)$
Constante de temps subtransitoire d'axe q	T''_q	$T_{6q} T_{4q} / [(T_{4q} + T_{5q}) (120\pi)]$
Constante de temps transitoire d'axe q à circuit ouvert	T'_{qo}	$(T_{1q} + T_{2q}) / (120\pi)$
Constante de temps subtransitoire d'axe q à circuit ouvert	T''_{qo}	$T_{3q} T_{1q} / [(T_{1q} + T_{2q}) (120\pi)]$

Tableau 2: Détermination des paramètres dynamiques standards

Avec :

$$\begin{aligned}
T_{1d} &= \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R'_{fd}} \\
T_{2d} &= \frac{L_{ad} + L_{1d}}{R_{1d}} \\
T_{3d} &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right) \\
T_{4d} &= \frac{1}{R'_{fd}} \left(L_{fd} + \frac{L_{ad}L_a}{L_{ad} + L_a} \right) \\
T_{5d} &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_a}{L_{ad} + L_a} \right) \\
T_{6d} &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_aL_{fd}}{L_{ad}L_a + L_{ad}L_{fd} + L_{fd}L_a} \right)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Les équations (3.9) s'appliquent aussi pour la détermination de T_{1q} , T_{2q} , T_{3q} , T_{4q} , T_{5q} et T_{6q} .

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu les différentes structures possibles d'un modèle dq ainsi que ses paramètres. La précision, mais aussi la complexité du modèle augmentent avec son ordre, c'est-à-dire le nombre de branches utilisées pour représenter le rotor, y compris le circuit inducteur dans l'axe d. De plus, la présence ou non d'inductances supplémentaires de fuite différentielles L_{fkd} dans la structure du modèle choisi affecte ses caractéristiques. En effet, L_{fd} introduit un degré de liberté qui permet de choisir arbitrairement un paramètre, dont vont dépendre les paramètres restants du modèle. Typiquement, on choisit l'inductance de fuite L_a de l'armature si sa valeur est donnée par le manufacturier. Lorsque L_{fd} n'est pas présent dans la structure choisie, alors il n'existe qu'un jeu de paramètres capable de représenter adéquatement la machine synchrone. Dans ce cas, il est primordial d'imposer une valeur du rapport de transformation aussi proche que possible de la réalité. L'auteure suggère d'utiliser une valeur calculée à partir des caractéristiques en régime permanent de la machine étudiée en utilisant une approximation linéaire basée sur la droite d'entrefer. De plus, il faut noter que la présence des inductances L_{fkd} introduit également une multiplicité des solutions pour l'identification des paramètres. En effet, pour un modèle d'ordre n , il existe $(n-1)!$ jeux de paramètres qui satisfont les fonctions de transfert du modèle. Ainsi l'interprétation physique des paramètres obtenus devient plus complexe et il est difficile de savoir si un jeu de paramètres est « valide » et représente correctement la machine.

Le modèle le plus utilisé dans les études de stabilité est celui d'ordre 2, sans inductance de fuite différentielle. Ce dernier permet de relier les paramètres R-L aux constantes et réactances dynamiques classiques.

Chapitre 4 : Paramètres opérationnels du modèle d-q

Le circuit équivalent d-q présenté dans le chapitre précédent permet de modéliser le générateur synchrone. Pour que cette représentation soit complète, il faut non seulement définir la structure du circuit c'est-à-dire l'ordre du modèle, mais aussi déterminer la valeur de chaque élément du circuit équivalent. La méthode consiste à considérer les circuits dans les deux axes indépendamment : un quadripôle dans l'axe d et un dipôle dans l'axe q. En transposant le problème dans le domaine de Laplace, on peut déduire des fonctions de transfert caractérisant chaque système. Il suffit alors de mesurer les variables d'entrée et de sortie (les tensions et courants aux bornes de l'armature et de l'inducteur) à différentes fréquences pour construire ces fonctions de transfert et déterminer les éléments inconnus du modèle. Il faut trois fonctions de transfert pour décrire complètement l'axe d, tandis qu'une seule fonction suffit pour l'axe q.

Dans ce chapitre, nous rappelons des notions de base de l'analyse fréquentielle appliquée à la théorie des circuits. Ensuite, nous décrivons les fonctions de transfert qui représentent un générateur synchrone avec une attention particulière pour l'inductance opérationnelle. Les relations entre ces fonctions et les éléments R-L du circuit équivalent sont présentés. À la fin du chapitre, nous nous intéressons à la prise en compte de la saturation dans la modélisation dq.

4.1. Notions de base d'analyse fréquentielle en théorie des circuits

4.1.1. Fonction de transfert

Une fonction de transfert $H(s)$ est le rapport dans le domaine de Laplace de la sortie $Y(s)$ d'un système sur l'entrée $X(s)$. La fonction de transfert dépend de ce qui est défini comme entrée et/ou sortie. Pour un circuit comprenant uniquement des composantes R, L ou C discrètes linéaires, $H(s)$ est toujours une fonction rationnelle de $s = j\omega$.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (4.1)$$

Les coefficients a et b sont des constantes réelles. Les exposants m et n sont des entiers positifs. L'équation (4.1) peut être écrite sous la forme factorisée suivante.

$$H(s) = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_n)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)} \quad (4.2)$$

Les racines du polynôme au numérateur z_1, z_2, \dots, z_n sont les zéros de la fonction de transfert, tandis que les racines du polynôme au dénominateur p_1, p_2, \dots, p_n sont les pôles de la fonction.

4.1.2. Diagramme de Bode

Le diagramme de Bode permet de visualiser une fonction de transfert sur un graphique semi-logarithmique. L'amplitude et la phase de la fonction de transfert sont illustrées séparément. L'amplitude

est exprimée en décibels (dB), telle que : $A_{dB} = 20 \log_{10}(|H(j\omega)|)$.

$$H(s) = K \frac{(s + z_1)}{(s + p_1)}$$

Prenons l'exemple de la fonction de transfert suivante : avec $z_1 = 4$ et $p_1 = 80$ et $K = 2$. On peut approximer le diagramme de Bode à l'aide des asymptotes de chaque terme de la fonction rationnelle (Figure 16a). La Figure 16b montre une comparaison entre la valeur exacte (fonction `bode()` de Matlab) et la valeur approximée (asymptotes) du diagramme. Nous remarquons que la différence principale se situe sur les 'coudes' du graphique, c'est-à-dire les fréquences de coupure du système. Le nombre de paliers du graphique correspond au nombre de pôles et de zéros de la fonction de transfert, soit un pôle et un zéro.

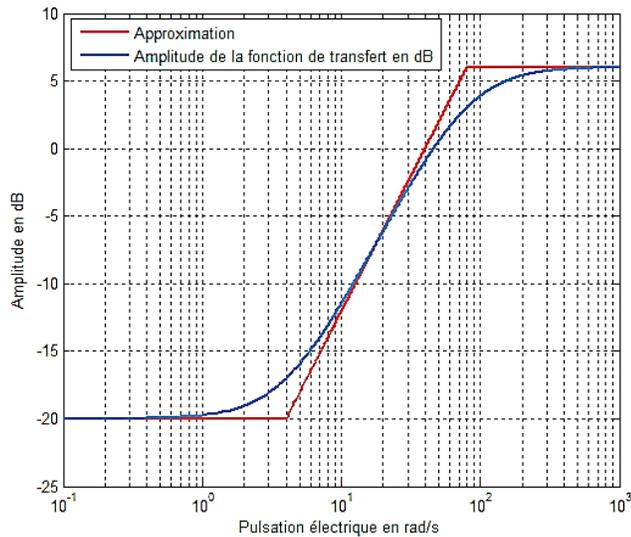
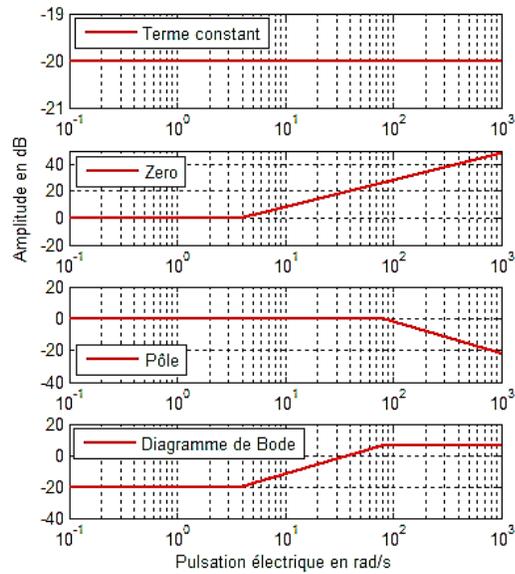


Figure 16: (a) Décomposition de l'amplitude de $H(s)$ (b) Comparaison entre approximation et valeur exacte de l'amplitude de $H(s)$

4.2. Fonctions de transfert représentant un générateur synchrone

4.2.1. Généralités

Le circuit d'axe d d'un générateur synchrone peut être représenté par un quadripôle composé de quatre variables dans le domaine de Laplace : le courant $i'_{fd}(s)$ et la tension d'inducteur $v'_{fd}(s)$ d'une part et le courant $i_d(s)$ et la tension d'armature $v_d(s)$ d'autre part. Selon le choix de variables d'entrée et de sortie, les fonctions de transfert obtenues sont différentes. Par conséquent, la combinaison de ces 4 variables permet théoriquement d'obtenir 6 différentes matrices de fonctions de transfert qui sont équivalentes.

Par exemple, si on prend comme variables d'entrée les courants $i_d(s)$ et $i'_{fd}(s)$, et comme variables de sortie les tensions $v_d(s)$ et $v'_{fd}(s)$, on obtient la matrice des fonctions de transfert ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{do}(s) & Z_{afo}(s) \\ Z_{afo}(s) & Z_{fo}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Telle que : $Z_{do}(s)$ est l'impédance d'entrée de l'armature

$Z_{afo}(s)$ est l'impédance de transfert avec inducteur ouvert

$Z_{fo}(s)$ est l'impédance d'entrée de l'inducteur

Les éléments m_{12} et m_{21} de la matrice (4.3) sont toujours égaux. Par conséquent, trois fonctions de transfert sont nécessaires pour déterminer complètement le quadripôle représentant l'axe d, peu importe le choix de variables d'entrée et de sortie [88]. L'intérêt de représenter le générateur sous cette forme est de pouvoir faire des mesures aux bornes de la machine pour déterminer les paramètres du modèle. Ainsi, le choix qui a été retenu dans la norme IEEE [42] est celui de $\{i_d, v'_{fd}\}$ comme variables d'entrée et $\{v_d, i'_{fd}\}$ comme variables de sortie.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ i'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_d(s) & sG(s) \\ -sG(s) & Y_{fo}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ v'_{fd} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.2.2. Impédance opérationnelle d'axe d : $Z_d(s)$

$Z_d(s)$ est l'impédance opérationnelle d'axe d, obtenue lorsque l'inducteur est court-circuité ($v'_{fd}=0$).

$$Z_d(s) = - \left. \frac{v_d}{i_d} \right|_{v'_{fd}=0}$$

L'impédance opérationnelle $Z_d(s) = R_a + sL_d(s)$ dans le domaine de Laplace est constituée de deux parties. La partie réelle correspond à la résistance de l'armature et ne dépend pas de la fréquence. La partie imaginaire correspond à l'inductance opérationnelle de la machine.

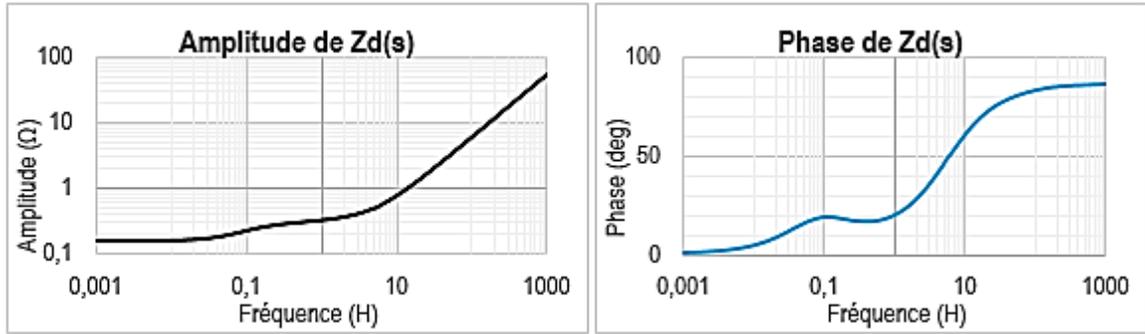


Figure 17: Allure typique de l'impédance opérationnelle

Sur la Figure 17, on peut voir l'allure typique de l'amplitude et de la phase de l'impédance opérationnelle. Dans la zone de très basse fréquence (< 0.002 Hz), l'impédance est essentiellement résistive (son amplitude est constante et son déphasage est quasiment nul), tandis qu'à haute fréquence, elle est principalement réactive (le déphasage est approximativement égal à $\pi/2$).

Le signe « - » dans la fonction de transfert $Z_d(s)$ vient du sens choisi pour le courant i_d (voir Figure 10).

4.2.1. Fonction de transfert armature-inducteur: $sG(s)$

$sG(s)$ est la fonction de transfert armature-inducteur, obtenue également lorsque l'inducteur est court-circuité ($v'_{fd}=0$) :

$$sG(s) = \left. \frac{i'_{fd}}{i_d} \right|_{v'_{fd}=0}$$

L'allure typique de $sG(s)$ est montrée dans la Figure 18 ci-dessous.

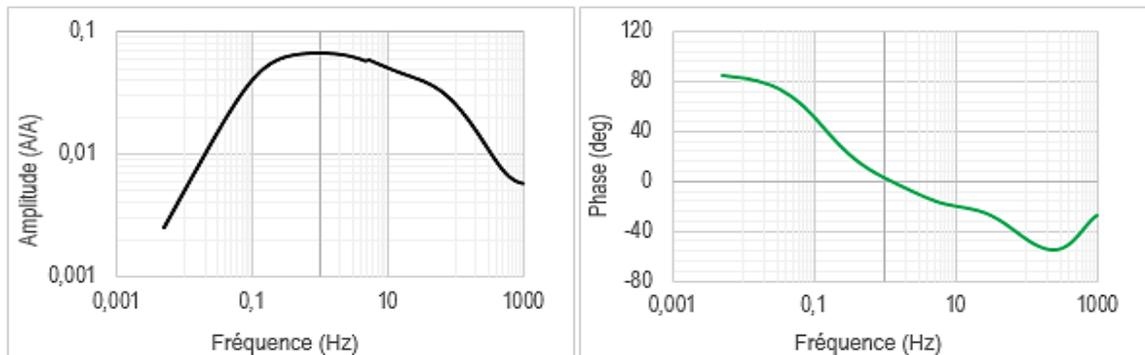


Figure 18: Allure typique de $sG(s)$

4.2.2. Impédance de transfert avec inducteur ouvert : $Z_{afo}(s)$

$Z_{afo}(s)$ est l'impédance de transfert avec inducteur ouvert

$$Z_{afo}(s) = \left. \frac{v'_{fd}}{i_d} \right|_{i'_{fd}=0}$$

L'allure typique de $Z_{afo}(s)$ est montrée sur la Figure 19 ci-dessous.

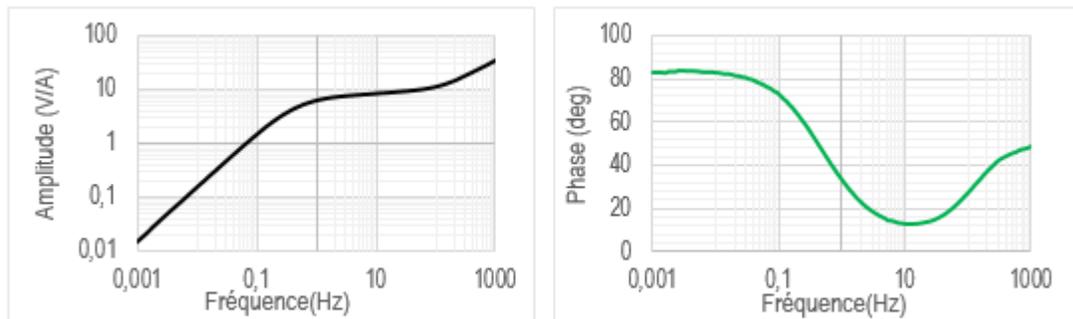


Figure 19: Allure typique de $Z_{afo}(s)$

4.2.3. Impédance opérationnelle d'axe q: $Z_q(s)$

Pour le circuit d'axe q, une seule fonction de transfert suffit pour le décrire, car c'est un dipôle, soit sous la forme d'une impédance $Z_q(s)$ ou d'une admittance $Y_q(s)$. C'est l'impédance qui sera utilisée, car elle permet de relier directement les mesures à des paramètres du circuit équivalent.

$$Z_q(s) = - \left. \frac{v_q}{i_q} \right|_{v'_{fd}=0} \quad (4.5)$$

Remarquons que court-circuiter l'inducteur n'est pas nécessaire dans cet axe puisqu'on suppose que le courant qui circule dans l'inducteur ne crée pas de flux dans l'axe q. Cependant, cela peut servir à vérifier qu'il n'y a effectivement pas de courant qui circule dans l'inducteur et que le rotor est réellement aligné dans l'axe q.

L'allure typique de $Z_q(s)$ est montrée dans la Figure 20 ci-après.

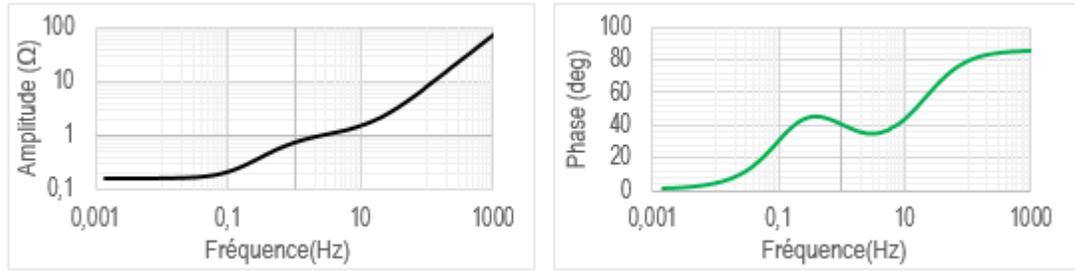


Figure 20: Allure typique de $Z_q(s)$

4.2.4. Inductance opérationnelle d'axe d : $L_d(s)$

À partir de $Z_d(s)$, on peut calculer l'inductance opérationnelle $L_d(s)$ comme suit :

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (4.6)$$

Sous forme factorisée, cette fonction de transfert permet de retrouver les réactances dynamiques et constantes de temps de la machine. Le nombre de pôles/zéros de $L_d(s)$ dépend de l'ordre du modèle considéré. Par exemple, pour un ordre 2 standard, on a 2 pôles et 2 zéros (équation(4.7)).

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + sT'_d)(1 + sT''_d)}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})} \quad (4.7)$$

A l'aide de la méthode des asymptotes, il est possible de visualiser approximativement les paramètres standards de la machine (Figure 21).

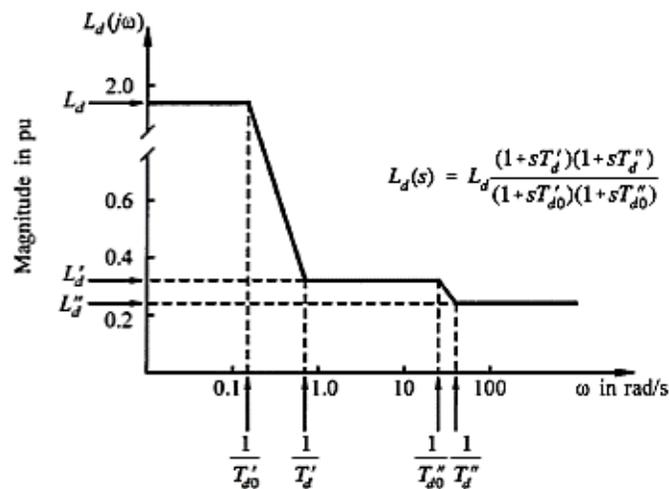


Figure 21: Diagramme de Bode de $L_d(s)$ [34]

Nous pouvons observer que l'inductance synchrone L_d correspond à la valeur de $L_d(s)$ lorsque la fréquence tend vers 0, soit en régime permanent si on revient dans le domaine du temps. L'inductance transitoire L'_d correspond au prochain palier de $L_d(s)$ dans la zone des fréquences moyennes. L'inductance subtransitoire L''_d correspond au troisième palier à haute fréquence de $L_d(s)$.

4.3. Expression des fonctions de transfert en fonction des éléments R-L du circuit équivalent d-q

Dans cette section, nous allons développer l'expression de chacune des fonctions de transfert précédentes ($Z_d(s)$, $sG(s)$, $Z_{af0}(s)$ et $Z_q(s)$) en fonction des paramètres du circuit équivalent d-q en utilisant simplement la théorie des circuits (loi d'Ohm, loi des mailles et loi des nœuds). Nous considérons un modèle standard d'ordre 2, mais la méthode est aussi applicable pour des modèles d'ordre supérieur. Afin de faciliter l'analyse, la machine est supposée à l'arrêt pour que les termes $-\Psi_q d\theta/dt$ et $\Psi_d d\theta/dt$ soient nuls.

4.3.1. Impédance opérationnelle d'axe d $Z_d(s)$

Lorsque l'inducteur est court-circuité, le circuit dans l'axe d est composé de trois branches en parallèle ayant une impédance équivalente Z_p et d'une impédance Z_s en série (voir Figure 22a). Par conséquent, la loi d'Ohm permet d'écrire :

$$Z_d(s) = -\frac{V_d}{i_d} \Big|_{V'_{fd}=0} = Z_s + Z_p = (R_a + sL_a) + \frac{1}{\frac{1}{sL_{ad}} + \frac{1}{R_{1d} + sL_{1d}} + \frac{1}{R'_{fd} + sL_{fd}}}$$

(4.8)

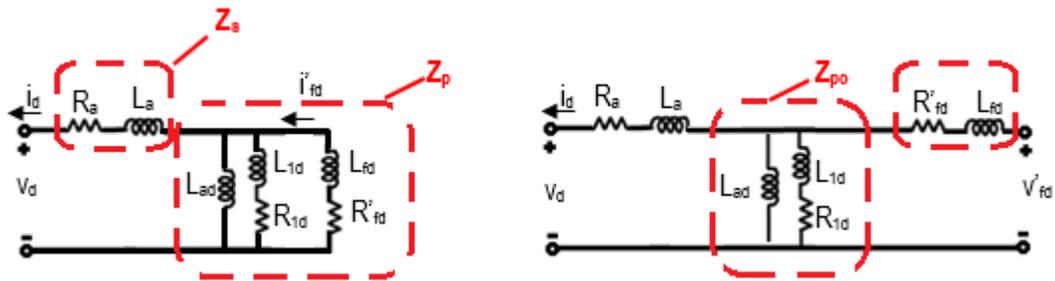


Figure 22: (a) Circuit équivalent avec inducteur court-circuité (b) Circuit équivalent avec inducteur ouvert

4.3.2. Fonction de transfert armature-inducteur $sG(s)$

$sG(s)$ est obtenue également lorsque l'inducteur est court-circuité, sauf qu'on considère cette fois-ci, le rapport entre le courant dans l'inducteur i'_{fd} et le courant dans l'armature i_d . Sur la Figure 22a, i'_{fd} est le courant qui circule dans la branche (L_{fd} , R'_{fd}). La tension aux bornes de cette branche est la même que

celle aux bornes de l'impédance équivalente, soit $Z_p|_d$. Par conséquent, on peut exprimer $sG(s)$ comme suit :

$$sG(s) = -\frac{i'_{fd}}{i_d} \Big|_{v'_{fd}=0} = \frac{Z_p}{(R'_{fd} + sL_{fd})} = \frac{1}{\frac{1}{sL_{ad}} + \frac{1}{R_{1d} + sL_{1d}} + \frac{1}{R'_{fd} + sL_{fd}}} \times \frac{1}{R'_{fd} + sL_{fd}} \quad (4.9)$$

4.3.3. Impédance de transfert à circuit ouvert $Z_{afo}(s)$

Pour la détermination de cette fonction de transfert, l'inducteur est ouvert (voir Figure 22b). Par conséquent, étant donné que l'impédance de la branche (L_{fd} , R'_{fd}) ne crée pas de chute de tension, la tension v'_{fd} est égale à la tension aux bornes de l'impédance équivalente Z_{po} . D'où l'expression de $Z_{afo}(s)$ en fonction des éléments du circuit :

$$Z_{afo}(s) = \frac{v'_{fd}}{i_d} \Big|_{i'_{fd}=0} = Z_{po} = \frac{1}{\frac{1}{sL_{ad}} + \frac{1}{R_{1d} + sL_{1d}}} \quad (4.10)$$

4.3.4. Impédance opérationnelle d'axe q $Z_q(s)$

L'expression de $Z_q(s)$ est la même que celle de $Z_d(s)$ en remplaçant la branche (R'_{fd} , L_{fd}) par un deuxième barreau amortisseur (R_{2q} , L_{2q}) dans l'équation de $Z_d(s)$ précédente.

$$Z_q(s) = -\frac{v_q}{i_q} \Big|_{v'_{fd}=0} = Z_s + Z_p = (R_a + sL_a) + \frac{1}{\frac{1}{sL_{aq}} + \frac{1}{R_{1q} + sL_{1q}} + \frac{1}{R_{2q} + sL_{2q}}} \quad (4.11)$$

4.4. Prise en compte de la saturation

Comme on l'a énoncé dans les hypothèses de cette modélisation (paragraphe 2.2), le modèle dq est linéaire, c'est-à-dire que la saturation magnétique est négligée. Cette hypothèse s'applique aussi au fonctionnement à vide et cela suppose que le flux à vide est directement proportionnel au courant d'excitation. Cependant, il est bien connu qu'au-delà d'un certain niveau de courant d'excitation, cette hypothèse n'est plus valable et que le flux n'augmente plus linéairement avec le courant. La saturation magnétique est clairement illustrée par la courbe caractéristique à vide de la machine synchrone.

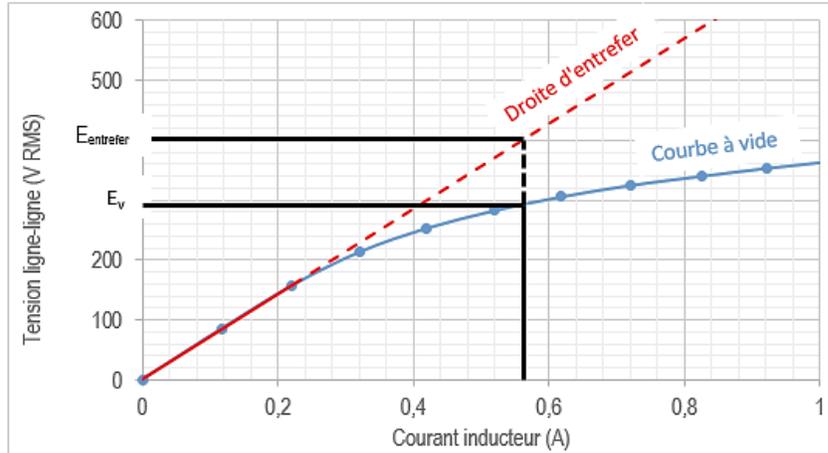


Figure 23: Saturation magnétique sur une courbe caractéristique à vide

Sur la Figure 23, on voit que la tension à vide (E_v) est directement proportionnelle au courant inducteur jusqu'à environ 0,28 A. Au-delà de cette valeur, la tension n'augmente plus aussi rapidement que le courant à cause de la saturation magnétique.

Dans ce travail, on considère que seules les inductances de magnétisation L_{ad} et L_{aq} sont affectées par le phénomène de saturation. On suppose de plus que la fmm de réaction d'induit n'affecte pas la saturation. La procédure adoptée est celle suggérée dans l'annexe D de la norme IEEE 115-2009 qui consiste à ajuster les valeurs non saturées de L_{ad} et L_{aq} par leur coefficient de saturation respectif k_{sd} et k_{sq} , telle que :

$$\begin{cases} L_{ad\,sat} = k_{sd}(i_{fd}) \cdot L_{ad} \\ L_{aq\,sat} = k_{sq}(i_{fd}) \cdot L_{aq} \end{cases} \quad (4.12)$$

Le coefficient de saturation k_{sd} est calculé directement à partir de la caractéristique à vide d'axe d tel que pour un courant d'excitation i_{fd} donné, k_{sd} est le ratio entre la tension à vide E_v et la tension correspondante sur la droite d'entrefer $E_{entrefer}$ (voir Figure 23) :

$$k_{sd}(if) = \frac{E_v(i_{fd})}{E_{entrefer}(i_{fd})} \quad (4.13)$$

Puisque la caractéristique de saturation dans l'axe q est plus difficile à obtenir, on suppose que $k_{sq} = k_{sd}$ pour les machines à pôles lisses. Pour les machines à pôles saillants, on néglige la saturation magnétique dans l'axe q. On suppose que $k_{sq} = 1$ puisque le trajet de flux dans cet axe se situe principalement dans l'air et non dans le matériau magnétique [34].

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons déterminé les fonctions de transfert qui caractérisent le modèle dq à partir d'une représentation en quadripôle (axe d) et dipôle (axe q) de la machine. Nous avons également exprimé ces fonctions de transfert en fonction des paramètres inconnus du modèle circuit équivalent pour un circuit d'ordre 2. Cette méthode est valide, quel que soit l'ordre du circuit.

La saturation magnétique est considérée seulement au moment de la simulation en ajustant la valeur des inductances de magnétisation (linéaire) du modèle dq dans chaque axe par leur coefficient de saturation respectif. Nous verrons dans les chapitres suivants que cette méthode simplifiée donne des résultats satisfaisants pour les trois machines étudiées.

:

Chapitre 5 : Protocole expérimental et procédure d'identification de la méthode SSFR

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que trois fonctions de transfert dans l'axe d : $Z_d(s)$, $sG(s)$ et $Z_{af0}(s)$ et une fonction de transfert dans l'axe q : $Z_q(s)$, permettent de représenter un générateur synchrone dans le domaine de Laplace. Une fois mesurées, ces fonctions de transfert permettent à leur tour de déterminer les résistances et inductances qui composent le circuit équivalent du modèle d-q d'un alternateur synchrone. Cette méthode est le résultat des travaux d'un groupe de travail de l'IEEE *Transactions on Power Apparatus and Systems* en Juillet/Août 1980 conduit par P. L. Dandeno qui a publié "Supplementary Definitions and Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations" [89]. Elle a été introduite à l'essai dans la norme IEEE 115-1983 sous le nom de *Réponses en fréquence avec la machine à l'arrêt* ou *Standstill Frequency Response (SSFR)*, avant d'être intégrée dans la révision IEEE 115-1987.

Dans ce chapitre, nous allons détailler la procédure expérimentale pour conduire ce genre de tests. Ensuite, nous allons présenter les procédures spécifiques pour l'analyse des données obtenues afin de déterminer les paramètres du modèle équivalent. À la fin, nous discuterons des avantages du SSFR par rapport aux tests classiques de court-circuit triphasé ainsi que les limitations de la méthode.

5.1. Protocole expérimental

5.1.1. Conditions de test

Pour le test SSFR, la machine doit être à l'arrêt et électriquement isolée. Les phases de l'armature doivent être déconnectées ainsi tout circuit de mise à la terre, par exemple pour le neutre de l'armature.

La température des enroulements de phase doit être maintenue constante durant les essais, car la détermination de l'inductance opérationnelle dans la partie très basses fréquences peut être faussée par des variations légères de la résistance d'armature. Pour cela, il est nécessaire de prévoir un arrêt prolongé de la machine pour que la température puisse se stabiliser à une valeur proche de la température ambiante.

5.1.2. Tests et mesures à réaliser

La Figure 24 illustre les trois séries de tests à effectuer et le branchement des appareils pour la réalisation du SSFR. Notons que la relation entre les grandeurs mesurées au stator i_{arm} et v_{arm} avec les grandeurs du modèle i_d et v_d est obtenue par la transformation de Park (voir Annexe B).

1. **Test avec rotor en court-circuit dans l'axe d** : permet de déterminer les fonctions de transfert $Z_d(s)$ et $sG(s)$. Les mesures du courant i_{arm} dans l'armature, de la tension v_{arm} aux bornes de l'armature et du courant i_{fd} dans l'inducteur permettent de calculer les fonctions désirées :

$$\begin{aligned} Z_d(s) &= \frac{1}{2} \frac{v_{arm}}{i_{arm}} \\ sG(s) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{i_{fd}}{i_{arm}} \end{aligned} \quad (5.1)$$

2. **Test avec rotor en circuit ouvert dans l'axe d** : permet de déterminer l'impédance de transfert à inducteur ouvert $Z_{afo}(s)$. Pour cela, il est nécessaire de mesurer la tension v_{fd} aux bornes de l'inducteur et le courant i_{arm} dans l'armature.

$$Z_{afo}(s) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{v_{fd}}{i_{arm}} \quad (5.2)$$

3. **Test avec rotor en court-circuit dans l'axe q** : permet de déterminer $Z_q(s)$. Il faut mesurer le courant i_{arm} et la tension v_{arm} aux bornes de l'armature.

$$Z_q(s) = \frac{1}{2} \frac{v_{arm}}{i_{arm}} \quad (5.3)$$

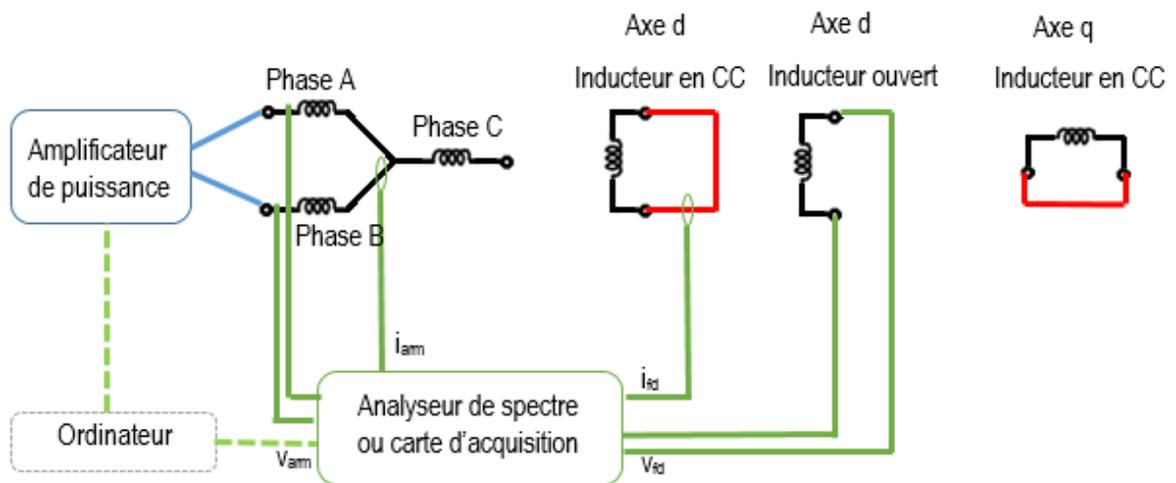


Figure 24: Montage pour les trois séries de test du SSFR

5.1.3. Points de mesure

La fréquence minimale f_{min} correspond généralement à une décade plus basse que la fréquence de coupure en circuit ouvert. Cette fréquence se déduit de la constante de temps transitoire à circuit ouvert

(T'_{do}) par : $f_{\min} = \frac{10^{-1}}{2\pi T'_{do}} = \frac{0.016}{T'_{do}}$. Le Tableau 3 ci-dessous, tiré de Kundur [34], donne à titre d'information l'ordre de grandeurs de T'_{do} pour les machines synchrones.

Paramètre	Générateur hydroélectrique	Turbogénérateur
Constante de temps transitoire à circuit ouvert (T'_{do})	1.5 à 9.0 sec	3.0 à 10.0 sec

Tableau 3: Valeurs typiques de T'_{do}

La fréquence minimale de test varie donc de 1.6 mHz à 10 mHz selon la machine considérée.

La fréquence maximale f_{max} correspond à deux à trois fois la fréquence nominale de la machine, soit $f_{max} \approx 200$ Hz pour une fréquence nominale de 60 Hz. Cependant, comme le test à haute fréquence est très rapide à réaliser, la recommandation est d'aller jusqu'à 1000 Hz, particulièrement pour une modélisation d'ordre 3 et plus.

Concernant le nombre de points de mesure, la norme IEEE 115 recommande 10 points de mesure par décade espacés de façon logarithmique entre 0.01 Hz à 1000 Hz et 40 points de mesure entre 0.001 Hz à 0.01 Hz pour une meilleure résolution à basse fréquence. Pour chaque fréquence, les mesures sont enregistrées pendant une durée équivalente à **5 cycles de fréquence**. Cependant, étant donné que chaque mesure dans la plage [0.001 Hz; 0.01 Hz] prend en moyenne 33 minutes, l'auteure juge que 10 points de mesure sont suffisants dans cet intervalle pour l'analyse.

Les mesures à très basse fréquence servent principalement à déterminer la valeur expérimentale de la résistance du stator R_a afin de tracer les inductances opérationnelles $L_d(s)$ et $L_q(s)$ par l'équation

$$L_{d/q}(s) = \frac{Z_{d/q}(s) - R_a}{s} .$$

En effet, la partie basse fréquence de l'inductance opérationnelle est très

sensible aux variations de R_a . La Figure 25 illustre la sensibilité de ce paramètre par rapport à la valeur de R_a qui est fixée arbitrairement. Ce résultat est déduit de réponse d'une machine de 5.4 kVA. Une variation de $\pm 5\%$ de R_a altère les tracés de $L_d(s)$ dont l'amplitude doit rester constante dans la zone basse fréquence (plateau constant).

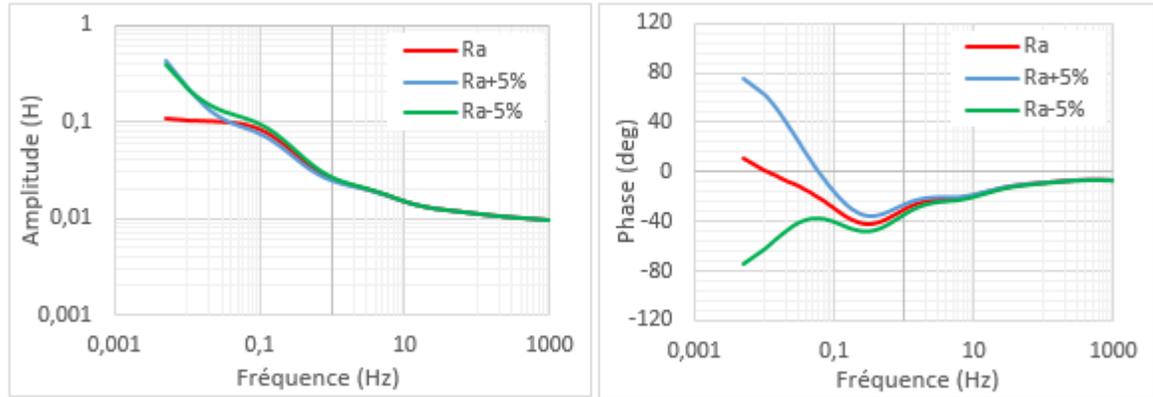


Figure 25: Variation de $L_d(s)$ pour des valeurs de R_a différentes

5.1.4. Positionnement du rotor dans l'axe d et dans l'axe q

Dans le montage montré sur la Figure 24, les phases A et B sont alimentées en série et la phase C est déconnectée. Dans cette configuration, le rotor est positionné dans l'axe d lorsque l'axe d'un pôle du rotor est aligné dans l'axe magnétique des phases A+B. Ceci correspond également à 90 degrés électriques de l'axe magnétique de la phase C. Par conséquent, lorsqu'on parle d'axe d du test SSFR (pour cette configuration), cela correspond à l'axe q de la phase C et vice-versa.

Pour déterminer la position d'axe d, la norme IEEE [42] recommande le test suivant : on alimente les phases A/B en série avec la phase C (voir Figure 26) à l'aide d'une tension sinusoïdale à une fréquence moyenne (60 à 200 Hz) de façon à créer dans l'entrefer un champ magnétique de direction fixe (aligné dans l'axe magnétique de la phase C), mais d'amplitude variable. On mesure la tension induite aux bornes de l'inducteur à l'aide d'un oscilloscope ou d'un voltmètre tout en faisant tourner le rotor. Lorsque cette tension est nulle ou minimale, le rotor a atteint l'axe q de la phase C, c'est-à-dire l'axe direct des phases A+B.

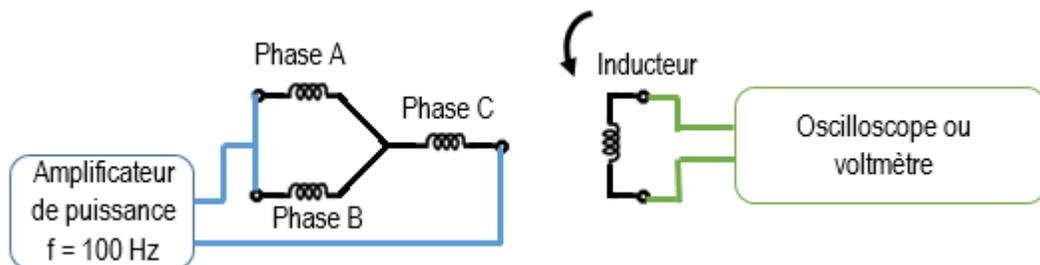


Figure 26: Montage pour la détermination expérimentale de l'axe d

L'axe q se trouve par définition à 90° électriques de l'axe d. On peut donc calculer théoriquement la position d'axe q en ajoutant un angle mécanique de $\frac{90^\circ}{p}$ (où p est le nombre de paires de pôles) à la

position d'axe d. Pour déterminer expérimentalement la position de l'axe q, on refait le même test que pour l'axe d, mais cette fois-ci en alimentant les phases A et B en série (Figure 27). L'axe q est obtenu lorsque la tension induite dans l'enroulement inducteur est nulle ou minimale.

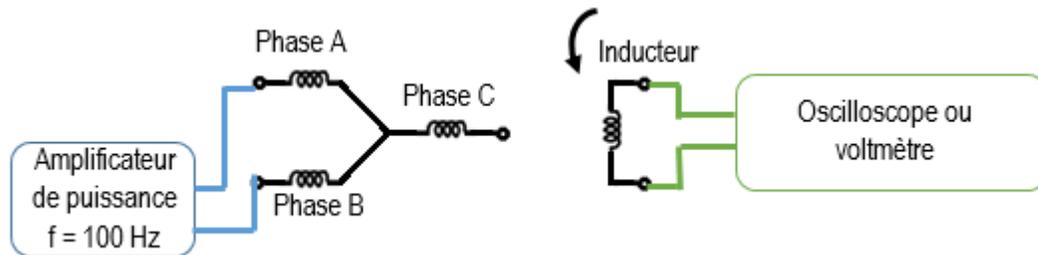


Figure 27: Montage pour la détermination expérimentale de l'axe q

5.1.5. Instrumentation

Pour réaliser le SSFR, il faut avoir :

- une source de tension sinusoïdale variable en amplitude et en fréquence. Sa puissance doit être suffisante pour fournir le niveau de tension et de courant nécessaire sur tout le domaine de fréquences
- des capteurs de courant et de tension;
- un appareil capable de déterminer l'amplitude et la phase de chaque signal mesuré;
- un système d'acquisition des signaux mesurés;
- idéalement, un système intelligent capable de commander toute l'instrumentation afin d'automatiser le SSFR.

5.1.5.1. Source

Généralement, la source consiste en un amplificateur de puissance permettant d'alimenter les phases du stator avec un signal sinusoïdal à fréquence et amplitude variables. Il doit pouvoir fournir le niveau de tension et de courant nécessaire pour la plage de fréquence considérée. L'amplitude de la tension d'alimentation doit être ajustée selon le branchement du rotor (en court-circuit ou en circuit ouvert) et en fonction de la fréquence de test afin que les signaux mesurés soient toujours dans la gamme de précision des capteurs, de l'analyseur de spectre ou de la carte d'acquisition. En effet, la réactance devient négligeable à basse fréquence et l'impédance se réduit à la résistance du bobinage. Sans ajustement adéquat de la tension de source, le courant dans l'armature pourrait augmenter au-delà des spécifications des capteurs et de la source.

La norme IEEE [42] recommande d'ajuster la tension d'alimentation pour ne pas dépasser 1% du courant nominal d'armature afin d'éviter tout changement de température des enroulements de l'armature, de l'inducteur ou des amortisseurs durant les tests.

La norme IEEE ne mentionne pas la nécessité d'imposer un courant constant dans l'armature durant les tests. Pour ce travail, l'auteure a essayé de maintenir le courant dans l'armature plus ou moins constant pour toute la plage de fréquence, car ceci permet de garder le même niveau de magnétisation dans la machine durant le SSFR.

5.1.5.2. Capteurs

Les caractéristiques les plus importantes pour les capteurs de courant et de tension sont : le courant ou la tension d'entrée maximale qu'il ne faut pas dépasser, la plage de mesure (valeurs minimale et maximale) et la précision c'est-à-dire l'erreur maximale sur la sortie. Il existe plusieurs types de capteurs de courant tels que le shunt, le transformateur de courant ou TC, la bobine de Rogowski, le capteur à effet Hall, etc... Il faut faire attention aux problèmes de saturation magnétique pour les capteurs à effet Hall et les TC. Pour la tension, la mesure est généralement directe puisque l'entrée de l'analyseur de fréquence ou de la carte d'acquisition est déjà en tension. Cependant, il faut s'assurer de ne pas sortir de la plage de valeurs d'entrée de ces dernières et éventuellement rajouter un diviseur de tension résistif pour les mesures à haute fréquence.

5.1.5.3. Analyseur de réponse fréquentielle et/ou système d'acquisition

L'analyseur de réponse fréquentielle ou analyseur de spectre permet de mesurer les amplitudes (de la fondamentale) et le déphasage relatif entre deux signaux. L'inconvénient majeur de cet appareil est que les signaux d'entrée sont justement limités à deux alors que trois signaux de mesure sont requis dans l'axe d avec rotor en court-circuit pour obtenir $Z_d(s)$ et $sG(s)$. Par conséquent, l'utilisateur est obligé de faire la même expérience deux fois, ou bien d'utiliser deux analyseurs de spectre. Une des solutions possibles est d'enregistrer les signaux bruts en utilisant une carte d'acquisition capable d'enregistrer au moins trois signaux simultanément. L'amplitude et la phase de chaque signal sont déterminées a posteriori en reconstruisant un signal sinusoïdal pour chaque fréquence considérée.

5.1.5.4. Pilotage automatique des équipements

Il est possible d'automatiser le SSFR en pilotant l'amplificateur de puissance et la carte d'acquisition à l'aide d'un ordinateur. Pour cela, il faut que ces appareils puissent être programmés ou pilotés à l'aide d'un autre équipement commandable. De plus, il faut veiller à ce que l'enregistrement des signaux soit

d'une durée minimale de 5 cycles par fréquence. Il faut également donner un temps suffisant pour atteindre le régime permanent entre chaque fréquence avant d'enregistrer les signaux afin d'éviter tout phénomène transitoire. Le pilotage automatique est une option intéressante pour le SSFR étant donné que le test prend beaucoup de temps (Voir Tableau 4).

5.1.6. Résumé

	Étape	Montage	Mesures à faire	Durée
1	Détermination axe direct	Phases A/B en série avec C Inducteur en circuit ouvert $f = 100 \text{ Hz}$	Position où $V_{\text{inducteur}}$ est minimale	Selon la difficulté à tourner le rotor
2	$Z_d(s)$, $sG(s)$	Phases A et B en série, C déconnecté Inducteur dans l'axe d, en court-circuit $f = \left[\frac{0.016}{T'_{do}}; 1000 \right] \text{ Hz}$, logarithmique	10 points/décade, 5 cycles/fréquence $V_{\text{armature}}, I_{\text{armature}}, I_{\text{inducteur}}$	$\approx 10\text{-}12$ heures (x2 si analyseur de fréquence à 2 voies)
3	$Z_{af0}(s)$	Phases A et B en série, C déconnecté Inducteur dans l'axe d, en circuit ouvert	10 points/décade, 5 cycles/fréquence $I_{\text{armature}}, V_{\text{inducteur}}$	$\approx 10\text{-}12$ heures
4	Détermination axe quadrature	Phases A et B en série, C déconnecté Inducteur en circuit ouvert $f = 100 \text{ Hz}$	Position où $V_{\text{inducteur}}$ est minimale	Selon la difficulté à tourner le rotor
5	$Z_q(s)$	Phases A et B en série, C déconnecté Inducteur dans l'axe q, en court-circuit $f = \left[\frac{0.016}{T'_{do}}; 1000 \right] \text{ Hz}$, logarithmique	10 points/décade, 5 cycles/fréquence $V_{\text{armature}}, I_{\text{armature}}$	$\approx 10\text{-}12$ heures
Durée totale				≈ 36 heures

Tableau 4: Résumé du protocole expérimental

5.2. Analyse des données

La détermination des paramètres du modèle d-q à partir des données expérimentales du SSFR est basée sur un processus d'ajustement de courbes (*curve-fitting*) par optimisation des paramètres inconnus. L'ordre du modèle est choisi préalablement. Le vecteur d'inconnues est défini selon l'expression des fonctions de transfert. L'optimisation consiste à modifier la valeur de chaque variable inconnue itérativement jusqu'à ce que la somme des erreurs soit minimale entre les fonctions de transfert mesurées expérimentalement et celles reconstruites à partir du vecteur d'inconnues.

Il existe deux approches distinctes dans le traitement et l'analyse des données expérimentales du SSFR liées au choix de paramètres inconnus. En effet, les fonctions de transfert caractérisant le modèle d-q peuvent être exprimées soit en fonction des éléments des circuits R-L soit en fonction des réactances et constantes de temps standards.

Ainsi, la première approche, adoptée par Canay [90] et EPRI [91], consiste à choisir les réactances et constantes de temps comme variables dans le processus d'optimisation. Ainsi, les fonctions de transfert sont exprimées sous forme factorisées (exemple ci-après pour un modèle d'ordre 3):

$$\begin{aligned}
 L_d(s) &= (L_{ad} + L_l) \frac{(1 + sT_{1d})(1 + sT_{2d})(1 + sT_{3d})}{(1 + sT_{4d})(1 + sT_{5d})(1 + sT_{6d})} \\
 L_d(s) &= \frac{L_{ad}}{\omega_n R_{fd}} \frac{(1 + sT_{7d})(1 + sT_{8d})}{(1 + sT_{4d})(1 + sT_{5d})(1 + sT_{6d})} \\
 Z_{af0}(s) &= L_{ad} \frac{s(1 + sT_{7d})(1 + sT_{8d})}{(1 + sT_{11d})(1 + sT_{12d})} \\
 L_q(s) &= (L_{aq} + L_l) \frac{(1 + sT_{1q})(1 + sT_{2q})(1 + sT_{3q})}{(1 + sT_{4q})(1 + sT_{5q})(1 + sT_{6q})}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Les paramètres R-L du circuit sont par la suite calculés à partir du résultat en utilisant des formules analytiques (Voir Annexe E de IEEE 1110-2002 [43]).

La deuxième approche, adoptée par Kamwa et al. [87], Tsai et al [92] et recommandée par la norme IEEE [42], consiste à définir les fonctions de transfert en fonction des éléments R-L du circuit équivalent. Les paramètres standards (constantes de temps et réactances dynamiques) sont déterminés par la suite en utilisant des formules analytiques (Voir paragraphe 3.5).

Dans ce travail, l'auteure a choisi de procéder suivant la deuxième approche. En exprimant les fonctions de transfert en fonction des éléments R-L du circuit équivalent, l'interprétation physique des résultats est plus directe et plus instinctive. Le processus commence par le choix de la structure et de l'ordre du modèle. Ensuite, il faut définir parmi les paramètres du circuit équivalent les *variables indépendantes* qui sont identifiées lors du processus de *curve-fitting*, et les *variables dépendantes* qui ne sont pas directement impliquées dans le processus d'optimisation. L'étape finale est l'optimisation en tant que telle. La section suivante détaille chaque étape de l'analyse des données.

5.2.1. Structure et ordre du modèle

Pour les trois machines étudiées, l'auteure a choisi d'utiliser le modèle standard, soit un modèle d'ordre 2 sans inductance de fuite différentielle. Il s'agit d'un modèle simplifié, cependant les résultats de simulation montrent qu'il est capable de bien représenter une machine à pôles lisses aussi bien qu'une machine à pôles saillants. Le choix d'un ordre 3 ou plus dépend principalement de la construction du rotor. Le modèle choisi est illustré ci-dessous sans les fem de vitesse $-\Psi_q d\theta/dt$ et $\Psi_d d\theta/dt$ puisque la machine est à l'arrêt pour le SSFR.

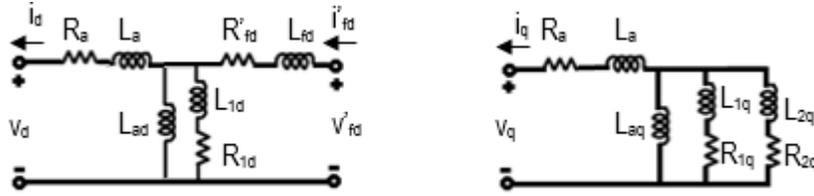


Figure 28: Modèle d'ordre 2

Le choix de la structure sans inductance de fuite différentielle est motivé par l'unicité de la solution contrairement à la structure avec L_{fd} et ce, peu importe l'ordre du modèle choisi. La difficulté principale liée à ce choix est la nécessité de connaître préalablement la valeur d'une des variables. Cette condition est satisfaite avec l'utilisation des caractéristiques de régime permanent pour calculer le rapport de transformation N_{afd} .

5.2.2. Définition des variables

Les paramètres du circuit équivalent à déterminer sont composés de 13 éléments :

$$P_{(C.E)} = \{R_a, L_a, L_{ad}, R'_{fd}, L_{fd}, R_{1d}, L_{1d}, L_{aq}, R_{1q}, L_{1q}, R_{2q}, L_{2q}, N_{afd}\} \quad (5.5)$$

Parmi ces paramètres, **les variables indépendantes** qui sont déterminées dans le processus de *curve-fitting* sont :

$$\Gamma = \{L_a, L_{fd}, R_{1d}, L_{1d}, L_{aq}, R_{1q}, L_{1q}, R_{2q}, L_{2q}\} \quad (5.6)$$

La résistance de l'armature R_a est fixe et s'obtient à partir de la partie réelle de $Z_d(s)$ telle que :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} \Re(Z_d(s)) \quad (5.7)$$

Sur la Figure 29a on peut voir la partie réelle de $Z_d(s)$ pour la machine hydro de 5 kVA, et sur la Figure 29b un zoom sur la partie très basse fréquence. On peut en déduire $R_a = 0.252\Omega$.

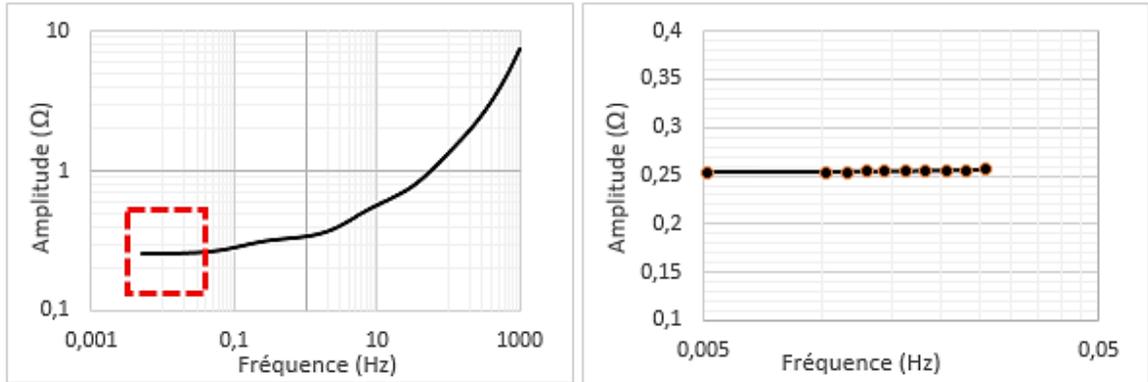


Figure 29: (a) Partie réelle de $Z_d(s)$ (b) Zoom sur la zone basse fréquence

Les trois variables restantes $\{L_{ad}, R'_{fd}, N_{afd}\}$ sont dépendantes et sont déterminées comme suit.

- **L'inductance de magnétisation L_{ad}** dépend de l'inductance de fuite telle que : $L_{ad} = L_d - L_a$. L'inductance synchrone L_d est calculée à partir de valeurs spécifiques sur les courbes caractéristiques en régime permanent de la machine comme suit :

$$L_d = \frac{U_{ll}}{\sqrt{3} \times \omega_n \times I_{ccn} \times \frac{I_{fg}}{I_{fn}}} \quad (5.8)$$

Où : U_{ll} est la tension de ligne nominale (en V RMS)

ω_n est la pulsation nominale = 120π (rad/s)

I_{fn} est le courant d'excitation correspondant à U_{ll} sur la caractéristique à vide (en A)

I_{fg} est le courant d'excitation correspondant à U_{ll} sur la droite d'entrefer (en A)

I_{ccn} est le courant d'armature correspondant à I_{fn} sur la caractéristique en court-circuit (en A RMS)

- **Le rapport de transformation N_{afd}** est défini par l'équation suivante :

$$N_{afd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{U_{ll}}{\omega_n L_{ad} I_{fg}} \quad (5.9)$$

- **La résistance de l'inducteur vu du stator R'_{fd}** est calculée à partir de la résistance R_{fd} mesurée en DC et ramenée au stator comme suit :

$$R'_{fd} = \frac{3}{2} \times \frac{R_{fdmes_DC}}{N_{afd}^2} \quad (5.10)$$

5.2.3. Procédure d'identification par optimisation

Une fois que les variables indépendantes et dépendantes ont été définies, il faut reconstruire les fonctions de transfert : $Z_d(s)$, $L_d(s)$, $Z_q(s)$, $L_q(s)$, $sG(s)$ et $Z_{afd}(s)$ à partir de ces variables en utilisant les équations présentées dans la section 4.3. Il faut remarquer que la sensibilité aux variations des paramètres est plus marquée sur les inductances que sur les impédances opérationnelles.

Une fois que les variables indépendantes et dépendantes ont été définies, il faut maintenant définir le problème d'optimisation, c'est-à-dire : la fonction-objectif à minimiser, l'algorithme d'optimisation et les valeurs initiales.

5.2.3.1. Fonction-objectif

Dans cette étude, six fonctions de transfert ont été utilisées pour la détermination des paramètres du circuit équivalent, soient : $TF_i = \{Z_d(s), L_d(s), sG(s), Z_{afd}(s), Z_q(s), L_q(s)\}$.

A chaque fonction de transfert TF_i est assigné un coefficient de pondération ω_i . Ceci est dû au fait que la sensibilité aux variations des paramètres n'est pas la même pour toutes les fonctions. A chaque fréquence f_j est associé un coefficient de pondération ω_j pour donner plus ou moins de poids à une certaine plage de fréquences.

Étant donné un vecteur d'inconnues Γ , on calcule l'erreur e_{ij} comme le carré pondéré de la différence entre les données expérimentales du SSFR et les réponses des fonctions de transfert calculées à partir de Γ (en utilisant les équations présentées dans la section 4.3) :

$$e_{ij} = \omega_i \omega_j \left[TF_{i,exp.}(f_j) - TF_{i,calc.}\{f_j, \Gamma\} \right]^2 \quad (5.11)$$

Cependant, lors de cette étude, on a remarqué que l'amplitude des erreurs n'était pas uniforme sur toute la plage de fréquence étudiée. Ainsi pour normaliser l'erreur, on a utilisé le logarithme à base 10 avant de faire la différence entre les fonctions de transfert :

$$e_{ij} = \omega_i \omega_j \left[\log_{10}(TF_{i,exp.}(f_j)) - \log_{10}(TF_{i,calc.}\{f_j, \Gamma\}) \right]^2 \quad (5.12)$$

Finalement, la fonction-objectif ξ est définie comme la somme des erreurs e_{ij} , pour les 6 fonctions de transfert et sur la plage de fréquences de test $[f_{\min}; f_{\max}] = \{f_1, f_2, f_3, \dots, f_{n-1}, f_n\}$:

$$\xi = \sum_{i=1}^6 \sum_{j=1}^n e_{ij} \quad (5.13)$$

5.2.3.2. Algorithme d'optimisation

Étant donné que c'est l'application « Solver » d'Excel qui a été utilisée pour implémenter le problème d'optimisation, on a utilisé l'algorithme GRG non-linéaire ou *Generalized Reduced Gradient* qui est disponible dans le pack, développé par Leon Lasdon (Université du Texas) et Allan Waren (Cleveland State University).

5.2.3.3. Valeurs initiales

Étant donné la robustesse de l'algorithme GRG non-linéaire, il n'est pas nécessaire d'avoir un vecteur initial Γ_0 assez proche de la solution. Il suffit de mettre des valeurs non nulles et de se baser sur les paramètres L_d et R_a dont les valeurs sont connues pour avoir un ordre de grandeur.

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= \{L_a(0), L_{fd}(0), R_{1d}(0), L_{1d}(0), L_{aq}(0), R_{1q}(0), L_{1q}(0), R_{2q}(0), L_{2q}(0)\} \\ &= \{0.01L_d, 0.1L_d, R_a, 0.1L_d, L_d, R_a, 0.1L_d, R_a, 0.1L_d\} \end{aligned} \quad (5.14)$$

De plus, il n'est pas nécessaire de donner des valeurs limites aux variables du vecteur Γ .

5.2.4. Résolution

Il s'agit de **minimiser** la fonction-objectif ξ étant donné le vecteur de variables Γ . Cependant, la résolution se fait en plusieurs étapes de minimisation où différentes fonctions de transfert sont prises en compte. Pour cela, on modifie les coefficients de pondération ω_i de sorte que seuls les coefficients des fonctions de transfert considérées soient non-nuls. Le Tableau 5 illustre les étapes de l'optimisation et un exemple des coefficients de pondération correspondants à chaque étape.

Étape	Fonctions de transfert	$\omega_i = \{\omega[Z_d], \omega[L_d], \omega[sG], \omega[Z_{afo}], \omega[Z_q], \omega[L_q]\}$
1	$Z_d(s)$ et $L_d(s)$	$\omega_i = \{1, 100, 0, 0, 0, 0\}$

2	$Z_d(s), L_d(s)$ et $sG(s)$	$\omega_j = \{1, 100, 2, 0, 0, 0\}$
3	$Z_d(s), L_d(s), sG(s)$ et $Z_{af0}(s)$	$\omega_j = \{1, 100, 2, 0.5, 0, 0\}$
4	$Z_d(s), L_d(s), sG(s), Z_{af0}(s), Z_q(s)$ et $L_q(s)$	$\omega_j = \{1, 100, 2, 0.5, 1, 10\}$

Tableau 5: Coefficients de pondération des fonctions de transfert

5.3. Avantages et limitations du SSFR

5.3.1. Avantages

L'avantage principal du SSFR par rapport à l'analyse graphique du court-circuit triphasé classique est la prise en compte de la réponse de l'inducteur. En effet, le modèle d-q sur lequel est basé le SSFR est une représentation en quadripôle, ce qui implique que la dynamique de l'inducteur est aussi représentée.

Le deuxième avantage est la possibilité d'identifier les paramètres de la machine dans les deux axes (direct et en quadrature). En effet, il y a seulement les réactances d'axe d qui peuvent être déterminées à partir des essais de court-circuit classique.

Enfin, le test SSFR est facile à implémenter et peut être conduit de façon totalement automatisé. Le risque d'endommager la machine est très faible.

5.3.2. Limitations

Le principal problème du test SSFR peut venir du fait les conditions dans lesquelles il est réalisé, ne sont pas représentatives des conditions normales d'opération de la machine, notamment en ce qui concerne le niveau de magnétisation et les effets de la rotation.

En effet, le courant utilisé pour exciter le circuit magnétique de la machine durant le SSFR est faible (< 1% du courant nominal d'armature), ce qui situe le point d'opération au début de la courbe de magnétisation B(H). Ceci affecte principalement la valeur d'inductance obtenue à partir du SSFR. Cependant, étant donné que la méthode particulière adoptée dans ce travail allie le test SSFR avec les courbes caractéristiques en régime permanent, l'inductance synchrone obtenue correspond à l'inductance non-saturée de la machine. Ce résultat ne dépend pas du niveau de magnétisation lors du SSFR.

En ce qui concerne les effets de la rotation, des études comparatives entre SSFR et OLFR (*Online Frequency Response* ou Réponses en Fréquence avec machine en rotation) [22] ont montré que les forces centrifuges dues à la rotation peuvent influencer la résistance de contact entre les différents

éléments du rotor tels que les barreaux amortisseurs, l'anneau de court-circuit, les cales d'encoches et la carcasse du rotor. On peut se demander à quel point les effets de la rotation affectent les paramètres identifiés avec des tests où la machine est à l'arrêt comme dans le cas du SSFR.

Enfin, sur le plan opérationnel, la durée d'un test SSFR est très importante (voir Tableau 4). Il nécessite donc un temps d'arrêt important pour la machine testée même s'il requiert peu de mains-d'œuvre lorsqu'il est automatisé.

5.4. Conclusion

Le protocole expérimental et l'analyse des données ont été présentés dans ce chapitre. La principale différence par rapport à la méthode de la norme IEEE 115-2009 réside dans le choix et la détermination des variables dépendantes telles que le rapport de transformation N_{afd} , la résistance de l'inducteur R_{fd} et l'inductance synchrone non-saturée L_d . Celles-ci sont déterminées à partir des caractéristiques en régime permanent de la machine. L'inductance de fuite d'armature L_a n'est plus choisie arbitrairement, mais fait partie des variables à optimiser. Dans les chapitres suivants, nous allons appliquer la procédure décrite dans ce chapitre sur trois machines distinctes : un générateur à pôles saillants et un générateur à pôles lisses de 5.4 kVA chacun, testés en laboratoire et un générateur hydroélectrique de 95 MVA testé en centrale.

Chapitre 6 : SSFR sur un générateur à pôles saillants de 5.4 kVA

Afin d'alléger le texte, cette machine sera référée sous la notation *MH5.4* (machine hydro de 5.4 kVA) dans le reste du document.

6.1. Description de la machine

La machine étudiée est un générateur synchrone à pôles saillants ayant $p = 2$ paires de pôles. Sur la face de chaque pôle il y a six barreaux amortisseurs. Un septième barreau amortisseur est situé entre deux pôles adjacents. La Figure 30a est une reconstruction issue de Flux 2D d'un demi-rotor de la machine sur laquelle on peut voir la forme de l'épanouissement polaire de la machine (en noir) et la localisation des barreaux amortisseurs (en jaune). Un anneau de court-circuit vient fermer les barreaux pour former une cage complète.

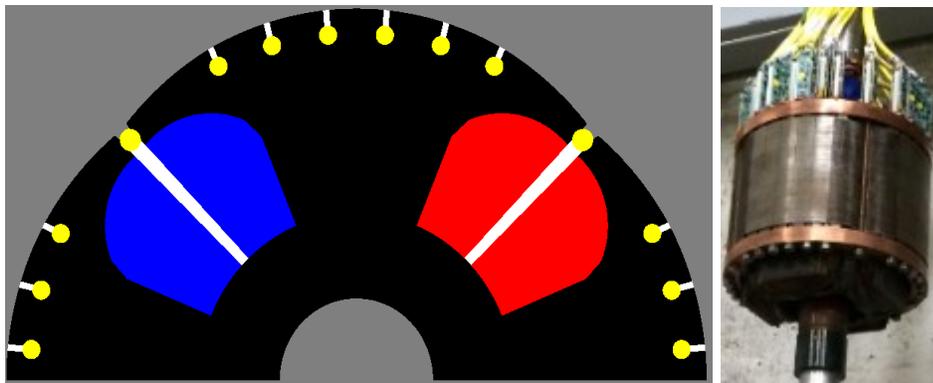


Figure 30: (a) Géométrie (b) Photo du rotor de MH5.4

Dans le cadre d'autres études menées par le LEEPCI, les barreaux de cette machine ont été instrumentés à l'aide de capteurs de courant shunt (Figure 30b). De plus, la structure de la machine a été inversée de telle sorte que c'est le stator qui tourne et le rotor qui est fixe. Les trois phases de l'armature sont alimentées à l'aide d'un ensemble de balais et de bagues.

6.2. Caractéristiques électriques

Les principales caractéristiques électriques de la machine sont résumées dans le tableau suivant.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension nominale ligne-ligne	U_{ll}	280	V_RMS
Puissance nominale	S	5400	VA

Pulsation nominale	ω_n	377	Rad/s
Résistance de l'inducteur mesurée en DC	R_{fd}	21.8	Ω

Tableau 6: Caractéristiques électriques de MH5.4

Des essais à vide et en court-circuit permanent ont permis d'établir les courbes caractéristiques en régime permanent de la machine (Figure 31).

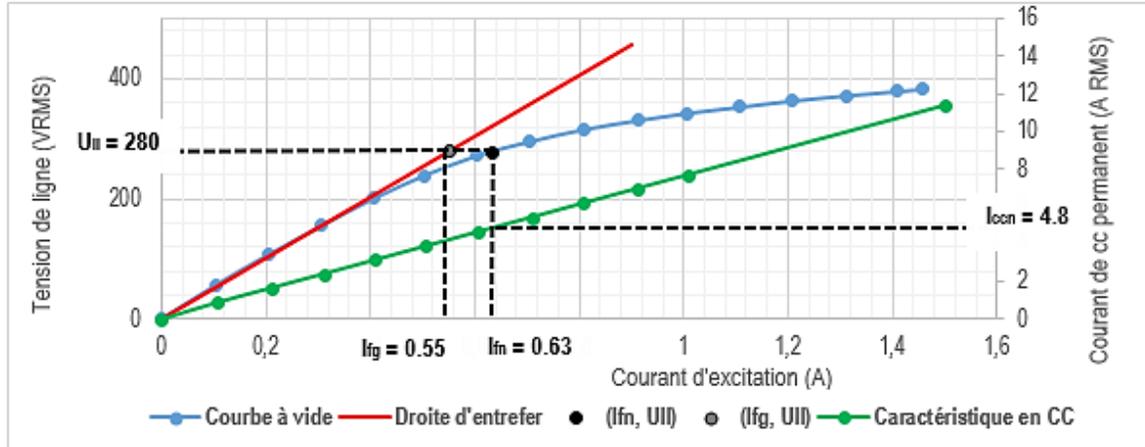


Figure 31: Courbes caractéristiques de MH5.4

À partir des courbes caractéristiques, on peut déterminer les informations utiles pour l'analyse des données.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Courant d'excitation pour la tension nominale sur la courbe à vide	I_{fn}	0.63	A_DC
Courant de court-circuit correspondant à I_{fn}	I_{ccn}	4.8	A_RMS
Courant d'excitation correspondant à la tension nominale sur la droite d'entrefer	I_{fg}	0.55	A_DC

6.3. Procédure expérimentale

6.3.1. Détermination des axes d et q

Pour le positionnement d'axe d, on a utilisé une tension de source de $5 V_{RMS}$ à une fréquence de 200 Hz avec le montage montré à la Figure 26. On n'a pas réussi à obtenir une tension nulle complète. Cependant, la tension minimale aux bornes de l'inducteur a été de 0.032 V.

Pour le positionnement d'axe q, on a utilisé une tension de source de $5 V_{RMS}$ à une fréquence de 60 Hz avec le montage montré à la Figure 27. La tension minimale obtenue aux bornes de l'inducteur a été de 0.043 V.

Le capteur de position utilisé donne une sortie de -5 V à +5 V pour un angle variant de 0° à 360°. Ceci correspond à un facteur de conversion de $10 \text{ V} / 360^\circ = 0.0278 \text{ V}/^\circ$. On peut ainsi confirmer à l'aide des valeurs du capteur de position que les deux positions (axe d et axe q) sont bien à 90° électriques. Pour l'axe d, on a noté une valeur de $V_{xd} = 4.878 \text{ V}$, tandis que pour l'axe q on a obtenu $V_{xq} = -3.845 \text{ V}$.

Le Tableau 7 ci-dessous montre les quatre positions d'axe d et les quatre positions d'axe q (en degré mécanique) et la tension théorique (en V) correspondante lue sur le capteur en supposant que V_{xd} correspond à l'origine. L'écart ΔV est donné par le produit du facteur de conversion ($0.0278 \text{ V}/^\circ$) par la position considérée. On voit bien qu'une des positions d'axe q (-3.879 V) est approximativement égale à V_{xq} .

Axe D			Axe Q		
Position (°)	ΔV	Tension théorique (V) $= V_{xd} - \Delta V$	Position (°)	ΔV	Tension théorique (V) $= V_{xd} - \Delta V$
0	0	$V_{xd} = 4.878$	45	1.251	3.627
90	2.502	2.376	135	3.753	1.125
180	5.004	-0.126	225	6.255	-1.377
270	7.506	-2.628	315	8.757	-3.879

Tableau 7: Positions d'axe d et q théoriques pour MH5.4

6.3.2. Instrumentation

Comme source de tension, on a utilisé l'amplificateur de puissance ELGAR SW 5250A commandé par le générateur de formes d'onde TGA 1244 à travers une interface GPIB. Ce dernier est lui-même contrôlé par un programme LABVIEW installé sur un ordinateur portable. Ceci a permis non seulement d'automatiser le SSFR, mais aussi d'adapter l'amplitude de la tension de source pour chaque fréquence testée. Cependant, nous avons dû séparer chaque série de tests en deux séquences : hautes fréquences (1 Hz à 1000 Hz) et basses fréquences (10 mHz à 1 Hz) pour ajuster le gain des capteurs en fonction de la fréquence.

Au lieu d'utiliser un analyseur de fréquence, nous avons opté pour l'enregistrement direct des signaux bruts sur un système d'acquisition reconfigurable *Compact RIO (cRIO)* de *National Instruments* composé :

- d'un contrôleur embarqué pour la communication, le traitement et l'enregistrement des signaux : le cRIO-9024 ;

- d'un châssis reconfigurable de 8 emplacements (slots) dans lequel se trouve un FPGA pour l'acquisition de signaux à haute fréquence : le cRIO-9114;
- de modules d'acquisition analogique NI9239.

L'entrée de ces modules étant limitée à ± 10 V, on a utilisé un diviseur de tension résistif lorsque la tension de source était trop élevée. Le diviseur est composé de deux résistances de 272 k Ω et 1263 k Ω respectivement, soit un gain de 5.65.

L'amplitude et la phase de chaque signal pour chaque fréquence testée ont été reconstruites à postériori à l'aide de l'outil « *curve-fitting tool* » de Matlab. La Figure 32 ci-dessous illustre les signaux reconstruits pour la fréquence $f = 1.1902$ Hz dans l'axe d avec l'inducteur court-circuité (série HF). Nous voyons que l'ajustement des courbes est très précis, et permet l'identification de l'amplitude et de la phase.

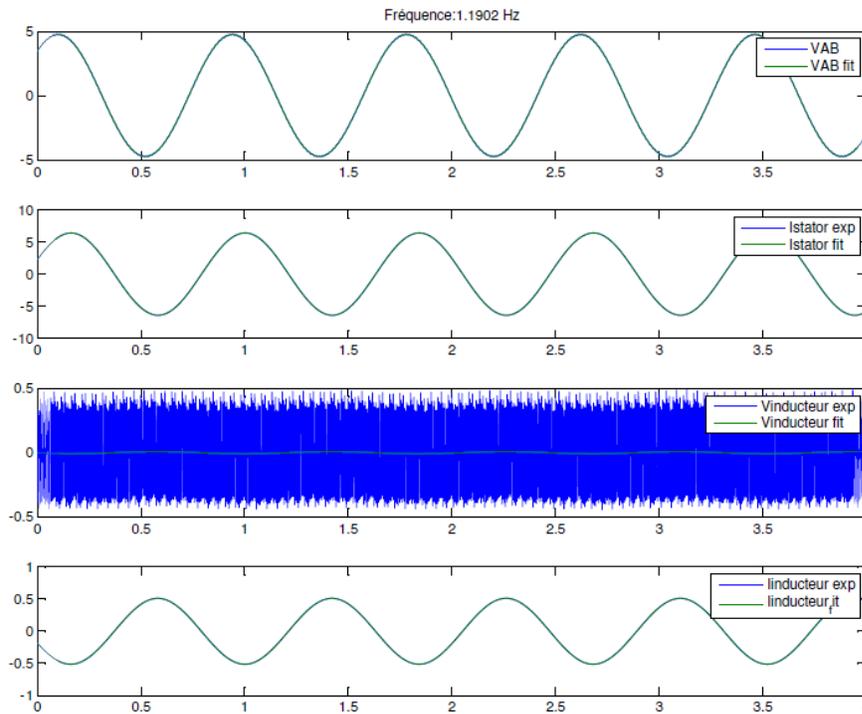


Figure 32: Ajustement des courbes pour l'identification de l'amplitude et la phase des signaux

Comme capteurs de courant, nous avons utilisé les pinces ampèremétriques A6303 de Tektronix avec leurs modules d'amplification AM5030. Ces derniers sont alimentés par le module de puissance TM5003. Le diagramme ci-dessous illustre l'instrumentation utilisée lors des tests SSFR. Ces sondes délivrent un signal analogique qui est faiblement bruité et le gain du module d'amplification est ajustable. Cela permet d'adapter facilement le signal en fonction des caractéristiques des cartes d'acquisition.

		Amplificateur avec sortie en courant et résistance de charge 50 Ω Gain variable de l'amplificateur : 5 mA/div à 50 A/div Signal de sortie maintenu à ± 100 mV
cRIO + NI9239	Système d'acquisition	Précision : $\pm 0.13\%$ gain, $\pm 0.05\%$ offset Résolution convertisseur A/D : 24 bits fréquence d'acquisition: 50 kHz par canal

Tableau 8: Caractéristiques des appareils

6.3.3. Programme LabVIEW

Un programme LabVIEW a été créé pour piloter la carte d'acquisition des signaux ainsi que la source via le générateur de formes d'onde. Le programme consiste en 3 phases : l'initialisation, la boucle SSFR, la sauvegarde des données. Lors de l'initialisation, un fichier texte contenant la liste des fréquences à tester et l'amplitude de la tension à appliquer est lu et stocké comme variable. Les modules NI9239 et la mémoire sont également initialisés à ce stade. Par la suite, le programme exécute la boucle SSFR tant que toutes les fréquences de la liste n'ont pas été exécutées. Durant chaque itération, le programme lit l'amplitude et la fréquence désirées, crée un fichier d'enregistrement, envoie la commande de tension de source au générateur TGA 1244, attend 5 secondes avant de commencer l'enregistrement des signaux, arrête l'enregistrement des signaux après 5 cycles, envoie un signal de tension nulle pendant 5 secondes, et enfin passe à la prochaine fréquence sur la liste. Une fois toute la liste parcourue, le programme s'arrête. L'organigramme des tâches du programme LabVIEW est montré à la Figure 34.

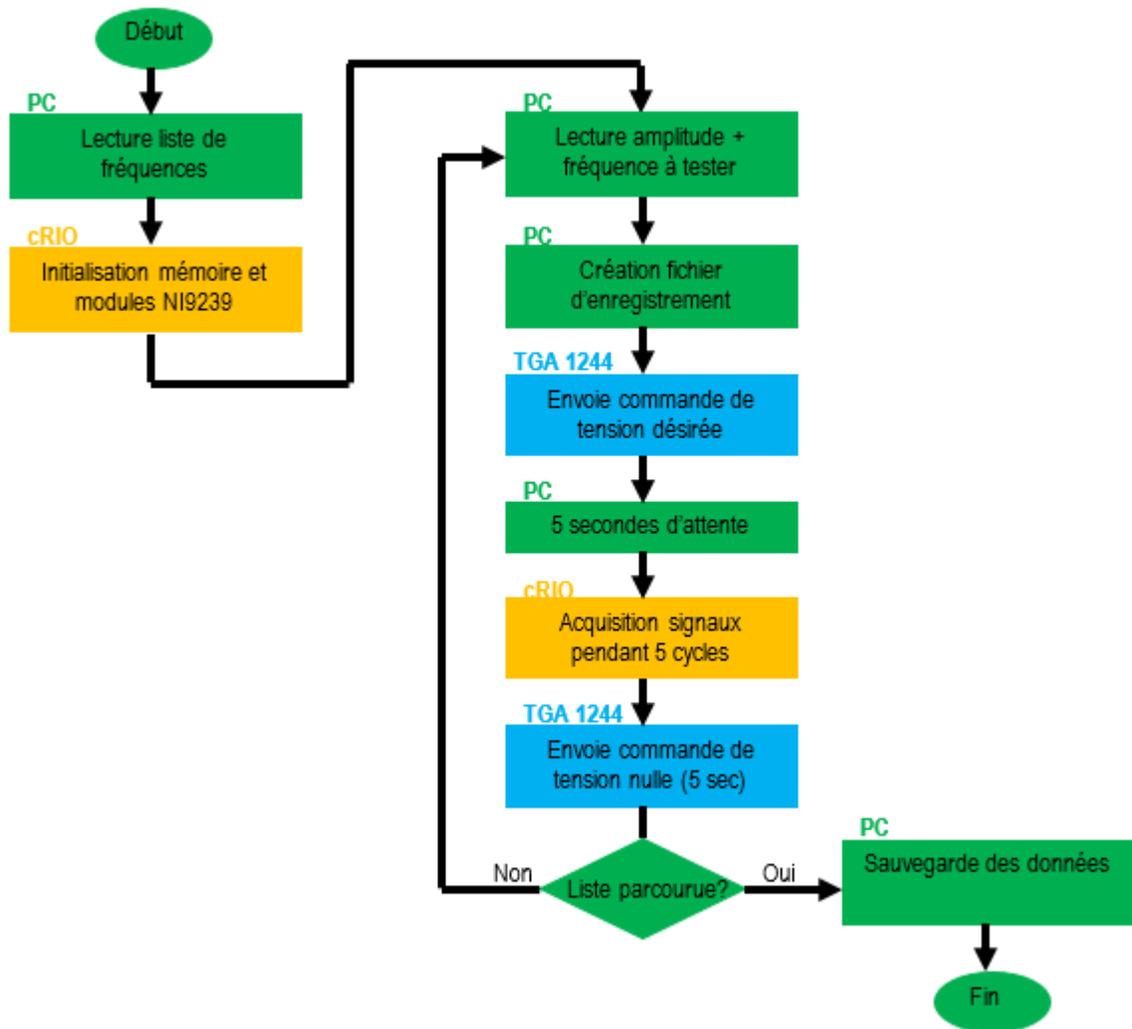


Figure 34: Organigramme des tâches du programme LabVIEW

6.3.4. Conditions particulières du SSFR

Étant donné la structure inversée de cette machine, on a alimenté directement les fils de phase sans passer par les bagues et balais. En effet, ces dernières rajoutent une résistance qui varie en fonction du niveau de courant et de même ordre de grandeur que la résistance de l'armature. Ceci fausse le comportement à basse fréquence des fonctions de transfert de la machine.

Le courant nominal de l'armature de cette machine est de 11.13 A RMS. La source utilisée est capable de fournir ce courant (jusqu'à 13 A par phase). La pince ampèremétrique est aussi capable de mesurer ce courant (jusqu'à 100 A maximum avec plusieurs gammes de gain). Ainsi, le test n'est pas réalisé à 1% du courant nominal mais à plus de 20% pour avoir une meilleure précision. Les résultats des mesures sont présentés dans l'annexe C.

On a essayé de maintenir l'amplitude du courant constante lorsque la fréquence varie. La Figure 35 montre les variations du courant au cours des 3 séries de tests. On voit que le courant est effectivement constant dans le domaine des basses fréquences ($\approx 21.5\%$ de I nominal). Au-delà de 0.1 Hz, on observe beaucoup de variations. Au-delà de 100 Hz, l'amplitude du courant diminue rapidement. On peut donc s'attendre à avoir plus d'erreurs de mesures dans les hautes fréquences à cause d'un mauvais ratio signal sur bruit.

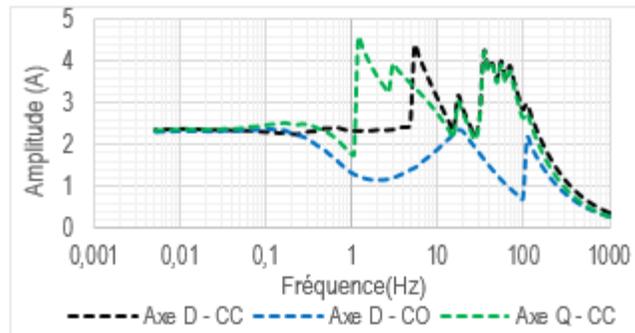


Figure 35: Variation du courant dans l'armature au cours des tests SSFR du MH5.4

Afin de vérifier que la présence du diviseur ne rajoute pas d'erreur expérimentale pour la mesure de V_{arm} , on a créé un chevauchement de la plage de fréquences des séries HF et BF. On voit sur la Figure 36 que les deux séries donnent le même résultat, même si les niveaux de tension de test sont différents.

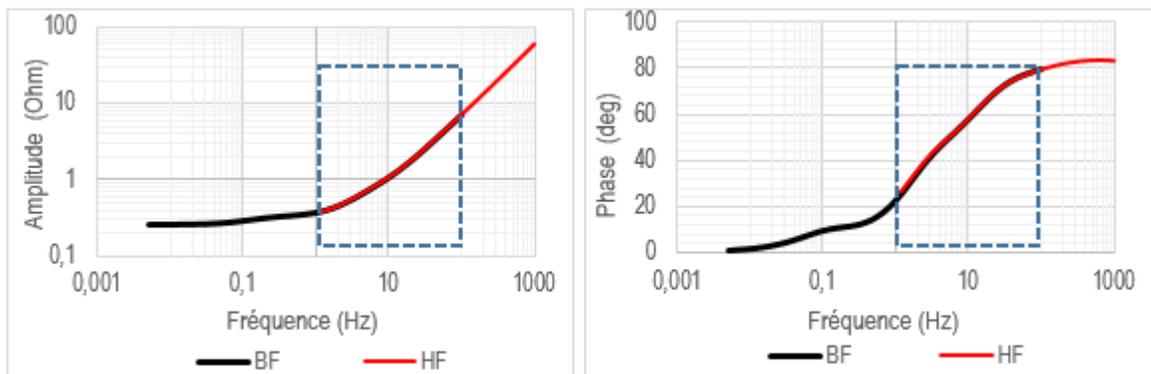


Figure 36: Chevauchement des plages de fréquence HF et BF sur $Z_d(s)$ du MH5.4

6.4. Analyse des données

6.4.1. SSFR simulé

Lorsque la géométrie de la machine à l'étude et les propriétés des matériaux sont disponibles, il est possible d'identifier la valeur des paramètres du circuit équivalent de l'aide de la méthode des éléments finis pour simuler le test SSFR. On reprend le montage expérimental des trois séries de test (inducteur en court-circuit dans l'axe d puis l'axe q, ensuite inducteur en circuit ouvert dans l'axe d). Étant donné qu'on alimente le montage avec un courant sinusoïdal de fréquence variable, la simulation est effectuée en magnéto-harmonique (complexe). Ainsi, la simulation prend le même temps à haute fréquence qu'à basse fréquence.

En général, on peut étudier la plupart des machines avec une approximation 2D. Les résistances et inductances de fuite dues aux têtes de bobine sont prises en compte à l'aide d'éléments de circuit externes rattachés à la géométrie. La simulation par éléments finis prend en compte la courbe B(H) des matériaux magnétiques non-linéaires et les effets de peau dans les conducteurs massifs. Le livre [4] donne plus de détails sur la méthode des éléments finis appliquée aux machines électriques.

On utilise la méthode des éléments finis pour comparer les fonctions de transfert expérimentales de la machine avec les résultats du SSFR simulé.

6.4.2. Données expérimentales et fonctions de transfert

À partir des amplitudes et des phases des signaux qui sont obtenues par le curve fitting de *Matlab*, on obtient les fonctions de transfert $Z_d(s)$, $sG(s)$, $Z_{af0}(s)$ et $Z_q(s)$ expérimentales

$$Z_{d/q}(s) = \frac{1}{2} \frac{v_{arm}}{i_{arm}}; sG(s) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{i_{fd}}{i_{arm}}; Z_{af0}(s) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{v_{fd}}{i_{arm}}$$

Les données expérimentales pour chaque série de tests et les résultats des calculs pour chaque fonction de transfert sont présentés dans l'Annexe C. Les figures suivantes comparent l'allure des fonctions de transfert obtenues expérimentalement avec celles simulées par la méthode des éléments finis.

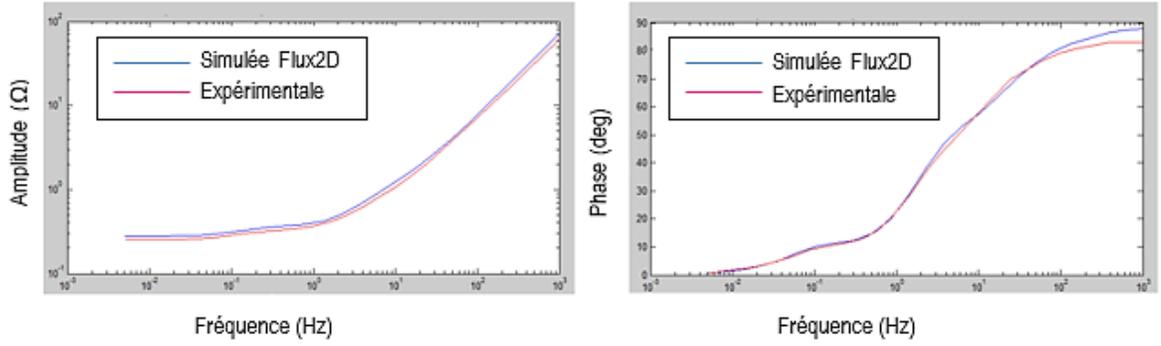


Figure 37 : (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ de MH5.4

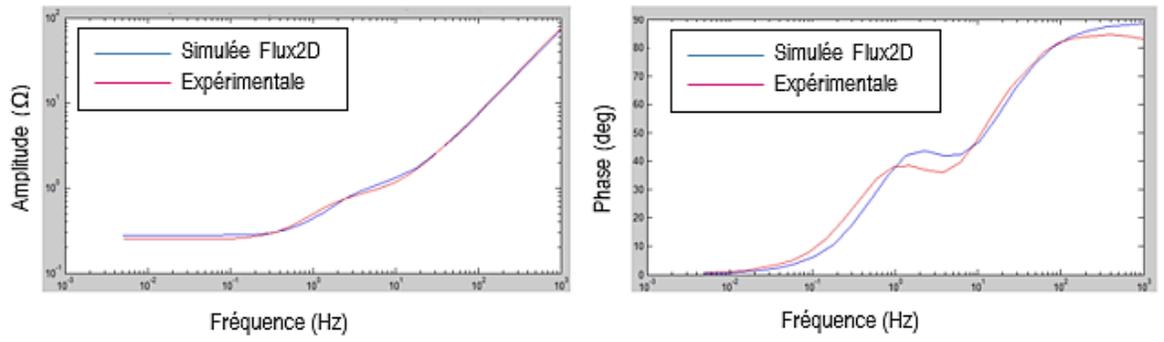


Figure 38: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ de MH5.4

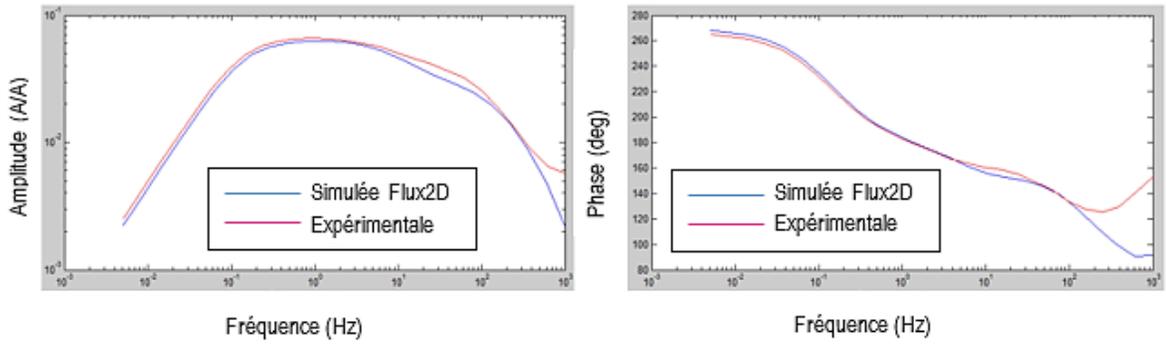


Figure 39: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ de MH5.4

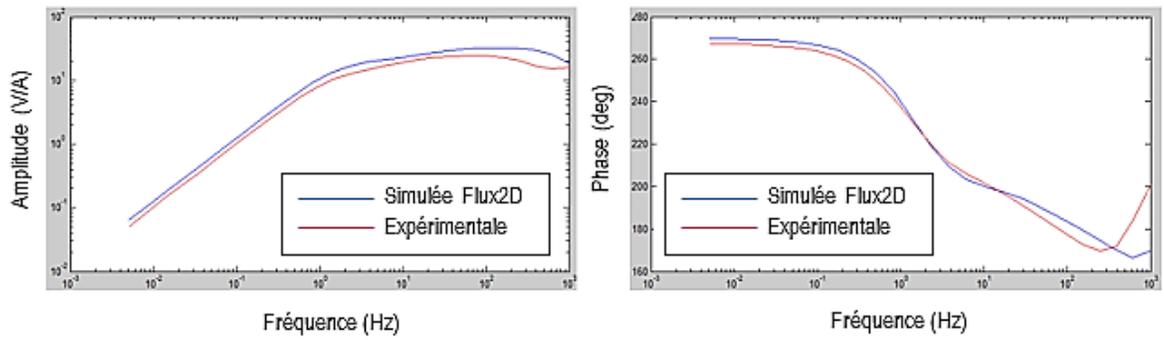


Figure 40: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{afo}(s)$ de MH5.4

De manière générale, on voit que les courbes expérimentales ont la même allure que les courbes simulées. On observe un décalage vertical de la courbe simulée sur l'amplitude de toutes les fonctions de transfert. Ceci peut être dû à une mauvaise précision des paramètres géométriques (profondeur de la machine, ouverture d'encoche, etc...) utilisés lors de la simulation par éléments finis. D'autre part, la longueur du circuit magnétique du stator n'est pas égale à celle du rotor pour cette machine. Dans une simulation 2D, on est obligé d'imposer une même longueur de circuits magnétiques. On remarque également une différence significative dans la partie hautes fréquences ($f > 100$ Hz). La méthode des éléments finis prend en compte le phénomène d'effet de peau dans les barreaux amortisseurs. Par conséquent, cette différence pourrait provenir d'erreurs de mesure et non pas de la simulation. Cependant, il peut s'agir aussi de courants induits à la surface des pôles à haute fréquence qui ne sont pas tenus en compte dans la simulation (pertes magnétiques).

6.4.3. Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$

La résistance de l'armature R_a est déterminée à partir de la partie réelle de $Z_d(s)$ telle que :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} \Re(Z_d(s))$$

En rajoutant une courbe de tendance linéaire à la partie basse fréquence de $\Re(Z_d(s))$, on a $R_a = 0.252\Omega$.

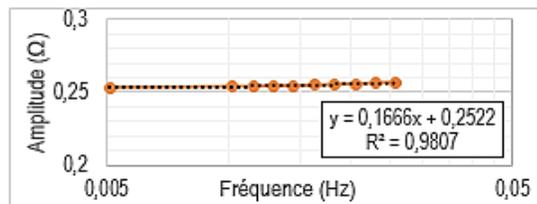


Figure 41: Zoom sur partie réelle de $Z_d(s)$ de MH5.4

Une fois que la résistance de l'armature a été obtenue, on peut calculer les inductances opérationnelles

à l'aide de l'équation (4.6) : $L_{d/q}(s) = \frac{Z_{d/q}(s) - R_a}{s}$. Les calculs sont présentés dans l'Annexe C. Les

figures ci-après montrent les fonctions de transfert obtenues.

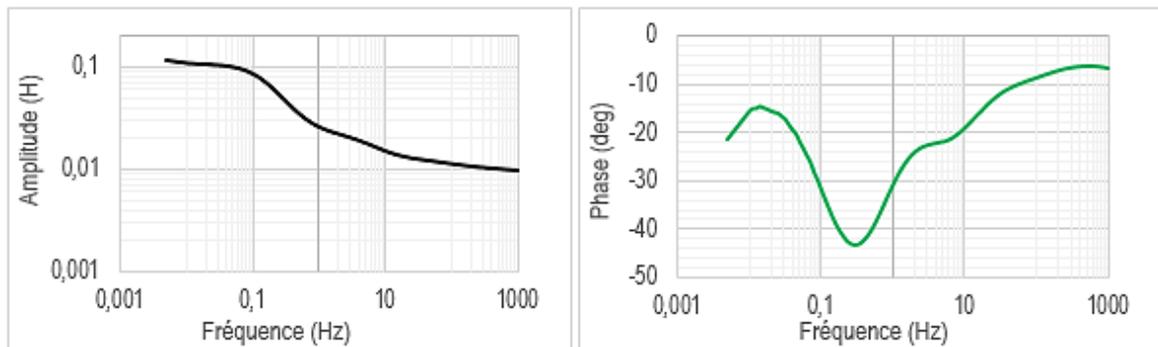


Figure 42: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ de MH5.4

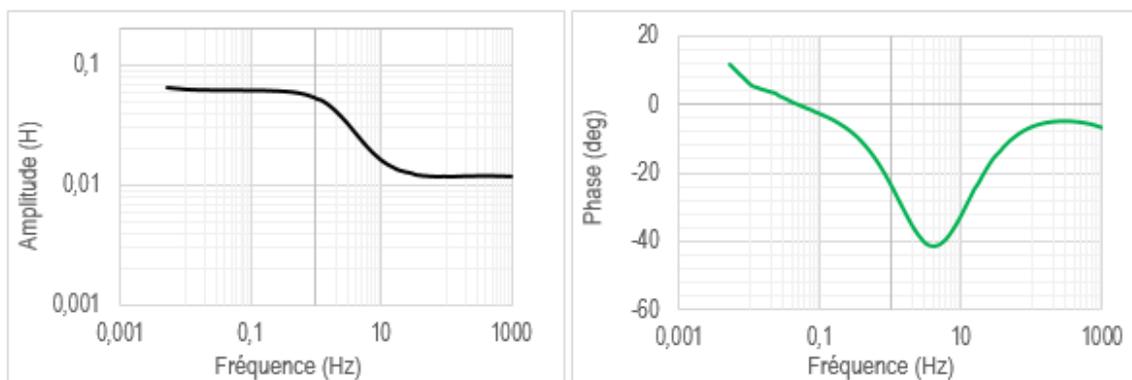


Figure 43: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ de MH5.4

6.4.4. Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}

L'inductance de magnétisation $L_{ad} = L_d - L_a$ telle que :

$$L_d = \frac{U_{II}}{\sqrt{3} \times \omega_n \times I_{ccn} \times \frac{I_{fg}}{I_{fn}}} = \frac{280[V_{rms}]}{\sqrt{3} \times 377[rad / s] \times 4.8[A_{rms}] \times \frac{0.55[A]}{0.63[A]}} = 1.02 \times 10^{-1}[H]$$

$$\text{Le rapport de transformation } N_{afd} \text{ est : } N_{afd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{U_{II}}{\omega_n L_{ad} I_{fg}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{280}{377 L_{ad} 0.55} = \frac{1.65}{L_{ad}}$$

La résistance de l'inducteur vu du stator R'_{fd} est :

$$R'_{fd} = \frac{3}{2} \times \frac{R_{fdmes_DC}}{N_{afd}^2} = \frac{3}{2} \times \frac{21.8[\Omega] \times L_{ad}^2}{1.65^2} = 12.01 L_{ad}^2$$

6.4.5. Valeurs initiales

L'ordre de grandeur du vecteur initial Γ_0 est donné par $R_a = 252 \text{ m}\Omega$ et $L_d = 102 \text{ mH}$ tel que :

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= \{L_a(0), L_{fd}(0), R_{1d}(0), L_{1d}(0), L_{aq}(0), R_{1q}(0), L_{1q}(0), R_{2q}(0), L_{2q}(0)\} \\ &= \{1.02 \times 10^{-3}, 1.02 \times 10^{-2}, 0.252, 1.02 \times 10^{-2}, 1.02 \times 10^{-1}, 0.252, 1.02 \times 10^{-2}, 0.252, 1.02 \times 10^{-2}\} \end{aligned}$$

On n'a pas imposé de bornes pour les variables du vecteur Γ .

6.4.6. Optimisation

L'optimisation a été réalisée en 4 étapes telles que décrites à la section 5.2.4 en utilisant les coefficients de fonctions de transfert $\omega_i = \{Z_d, L_d, sG, Z_{af0}, Z_q, L_q\} = \{1, 100, 2, 0.5, 1, 100\}$. Seules les amplitudes ont été utilisées pour l'évaluation de la fonction-objectif ξ (erreur totale à minimiser). On peut valider visuellement l'ajustement des courbes (Figure 44 à Figure 49) en comparant les fonctions de transfert expérimentales et reconstruites sur un même graphique.

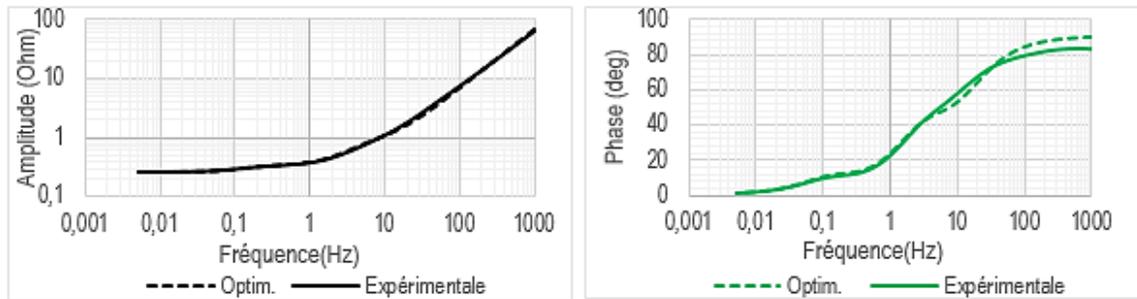


Figure 44: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

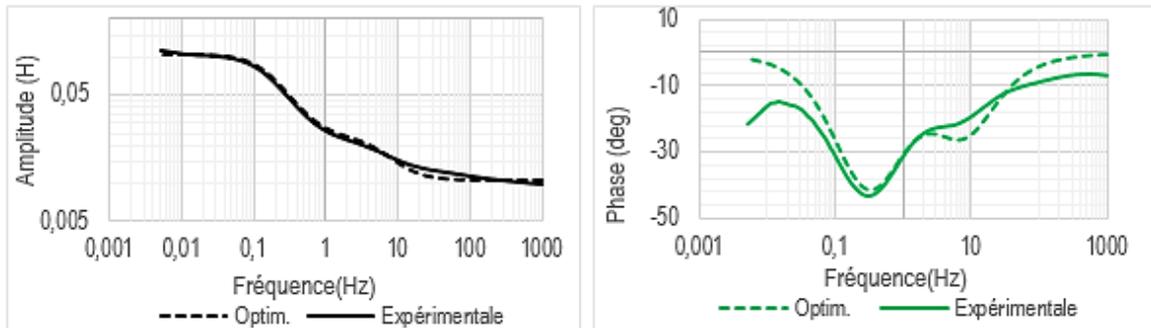


Figure 45: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

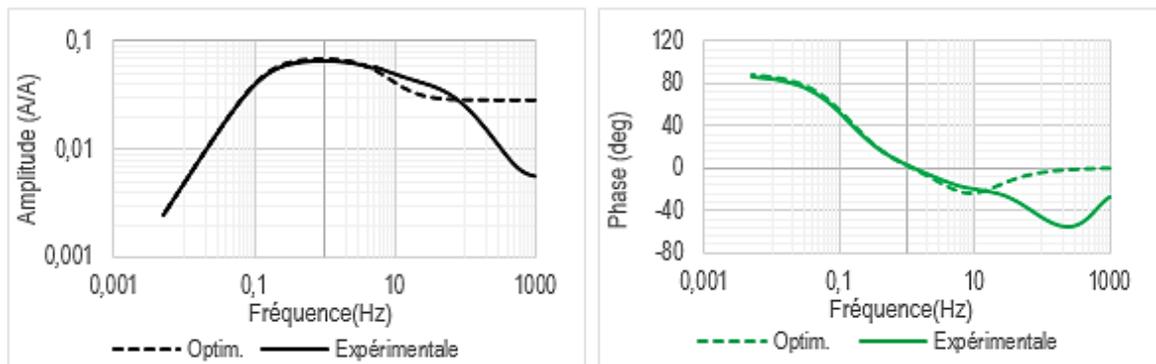


Figure 46: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

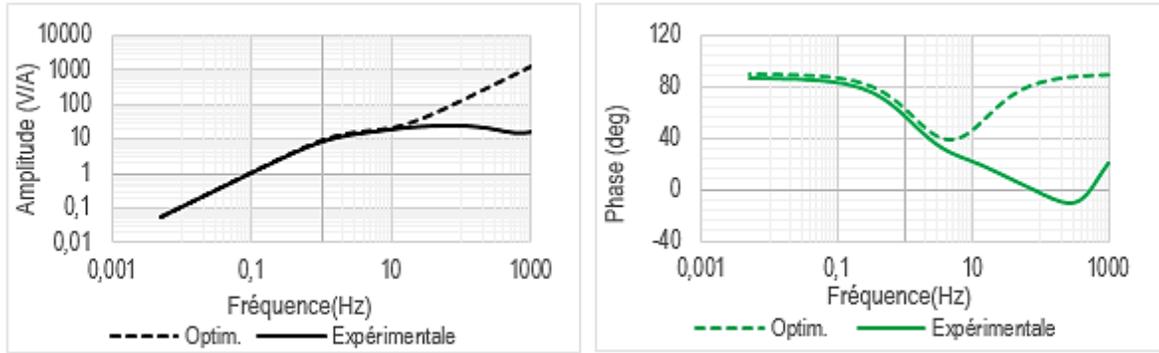


Figure 47: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{afo}(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

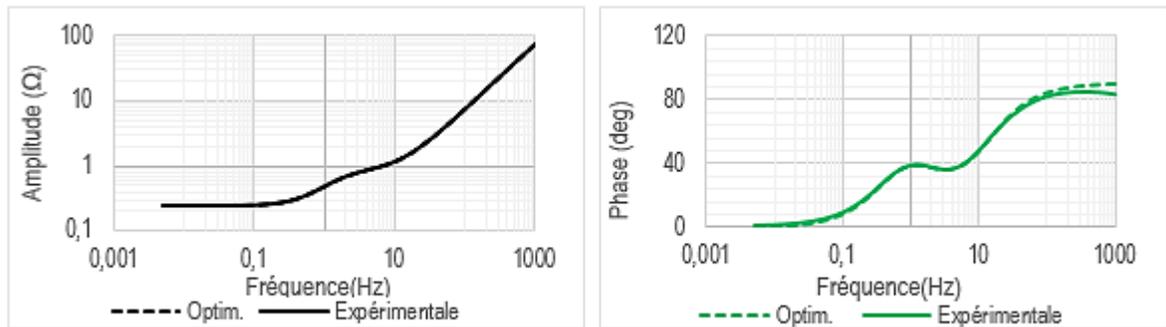


Figure 48: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

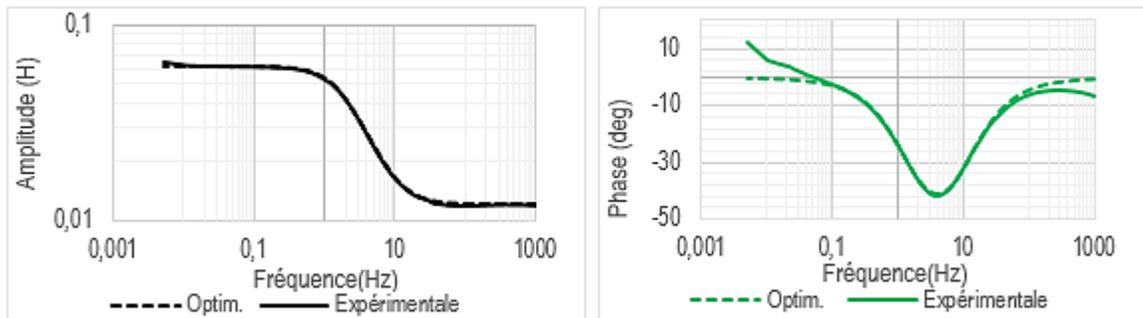


Figure 49: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ optimisée et expérimentale de MH5.4

On remarque que les courbes expérimentales et reconstruites divergent dans la partie hautes fréquences ($f > 100$ Hz) sur toutes les courbes de phase et sur l'amplitude de $sG(s)$ et $Z_{afo}(s)$. On a remarqué le même problème précédemment avec les fonctions de transfert simulées avec la méthode des éléments finis. Cependant les différences n'étaient pas aussi marquées. On peut supposer qu'une partie de l'erreur provient des mesures expérimentales. Cependant, l'ordre du modèle dq choisi pour cette analyse est

probablement aussi en cause puisqu'on l'a limité à un ordre 2, ce qui ne permet pas de reproduire les phénomènes à très hautes fréquences.

L'amplitude des impédances et inductances opérationnelles est très bien ajustées puisqu'on a mis une pondération plus importante sur ces courbes. Cependant, on remarque des écarts sur les courbes de phase de $L_d(s)$ et $L_q(s)$ à basse fréquence. Ceci vient du fait que dans le calcul d'inductance (voir Équation(4.6)), il y a une division par la fréquence. Ainsi, la moindre erreur de mesure lors des tests est amplifiée à basse fréquence.

Les fonctions de transfert $sG(s)$ et $Z_{af0}(s)$ montrent des écarts importants à partir de 10 Hz. Ces fonctions ont été plus difficiles à ajuster. Elles affectent surtout la capacité du modèle à reproduire le comportement de l'inducteur. Cependant, les validations réalisées au paragraphe suivant indiquent que ces résultats sont acceptables.

6.5. Résultats et validations

6.5.1. Paramètres obtenus

Le tableau suivant résume les paramètres du circuit équivalent obtenus.

Paramètre	Valeur obtenue	Unité
R_a	252	mΩ
L_a	1.70	mH
L_{ad}	104	mH
L_{1d}	14.3	mH
R_{1d}	1200	mΩ
L_{fd}	30.1	mH
R'_{fd}	131	mΩ
L_{aq}	60	mH
L_{1q}	255	mH
R_{1q}	5150	mΩ
L_{2q}	13.2	mH
R_{2q}	919	mΩ
N_{afd}	15.81	

Tableau 9: Paramètres obtenus pour la machine hydro de 5.4 kVA

On remarque que la résistance R_{1q} est très élevée par rapport à R_{2q} , ce qui fait que cette branche a un effet négligeable puisque ces deux barreaux équivalents sont en parallèle dans la structure du circuit dans l'axe q. En termes de paramètres standards, on a obtenu les résultats suivants pour cette machine.

Paramètre	Valeur obtenue	Unité	Paramètre	Valeur obtenue	Unité
L_d	105.9	mH	L_q	61.7	mH
	2.75	pu		1.60	pu

L'_d	24.1	mH	L'_q	28.9	mH
	0.625	pu		0.751	pu
L''_d	10.6	mH	L''_q	12.1	mH
	0.274	pu		0.314	pu
T'_d	0.2558	s	T'_q	0.0660	s
T''_d	0.0125	s	T''_q	0.0122	s
T'_{do}	1.1248	s	T'_{qo}	0.1408	s
T''_{do}	0.0286	s	T''_{qo}	0.0292	s

Tableau 10: Paramètres standards obtenus pour la machine hydro de 5.4 kVA

Cependant, aucune donnée du fabricant n'a été retrouvée pour comparer ces valeurs.

6.5.2. Simulations avec le modèle dq de Matlab-SimPowerSystem

Pour valider la capacité du modèle d-q à représenter le comportement de la machine sous des perturbations de grande amplitude, nous avons comparé les réponses de l'armature et de l'inducteur pour quatre essais de court-circuit brusques avec neutre non-connecté. Il s'agit de deux courts-circuits triphasés à 0.1 A (16% du courant d'excitation nominal) et à 0.497 A (79% d' I_{fn}) et de deux courts-circuits biphasés à 0.21 A (33% d' I_{fn}) et à 0.52 A (82% d' I_{fn}). Les réponses expérimentales sont comparées aux résultats des simulations en utilisant les paramètres du circuit équivalent identifiés par la méthode SSFR.

Les réponses transitoires du modèle d-q ont été évaluées à l'aide du logiciel Matlab/SPS. Le bloc « *S/Fundamental Synchronous Machine* » permet de modéliser le générateur selon les axes d et q avec un circuit amortisseur équivalent dans l'axe d et deux dans l'axe q. Il s'agit donc d'un modèle dq d'ordre 2. La vitesse et la tension de l'inducteur sont imposées dans la simulation pour qu'elles aient la même valeur que lors des essais. Ceci est possible grâce à un « look-up table » qui assigne la valeur expérimentale correspondante à chaque pas de simulation. L'instant de court-circuit et la position initiale du rotor sont également imposés de sorte que la simulation ait les mêmes conditions initiales que l'essai réel. Finalement, étant donné qu'il s'agit d'une simulation discrète, une petite charge résistive est rajoutée aux bornes du générateur pour éviter des oscillations numériques. Le schéma-bloc de la simulation est montré à la Figure 50.

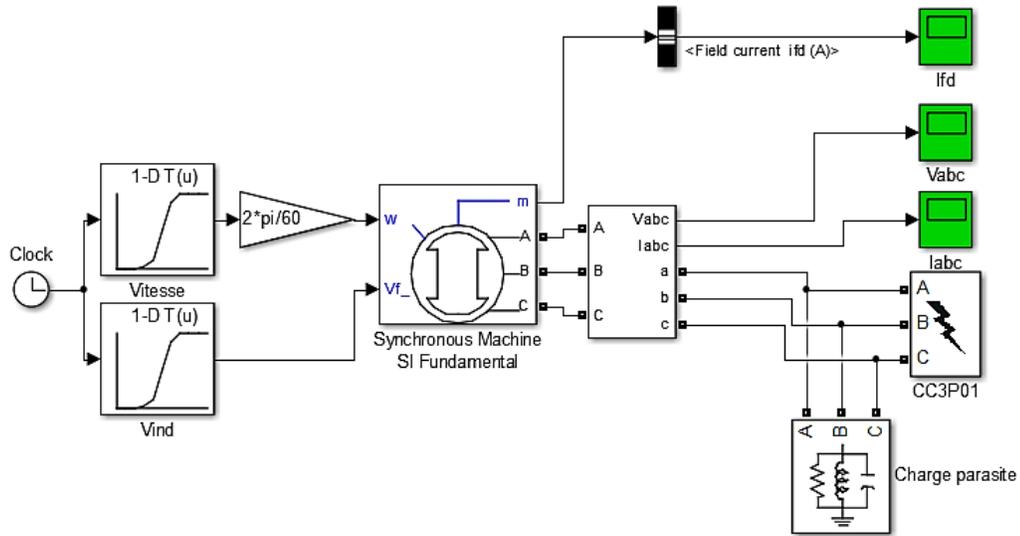


Figure 50: Schéma-bloc pour simuler un court-circuit avec le modèle dq

Dans le bloc « *SI Fundamental Synchronous Machine* », on a remplacé le courant d'excitation nominal I_{fn} par le courant d'excitation correspondant à la tension nominale sur la droite d'entrefer. Cette modification est nécessaire pour être cohérent avec le choix de l'approximation linéaire pour le calcul de L_{ad} et N_{afd} (voir paragraphe 3.3)

Sur les Figure 51 et Figure 52, on compare le courant dans l'inducteur et dans l'armature pour le court-circuit triphasé à 0.1 A. Les formes d'onde sont similaires, malgré le petit décalage observé sur la vue détaillée entre les deux courbes en raison de la variation de la vitesse et de la précision des conditions initiales (instant de court-circuit et position initiale du rotor).

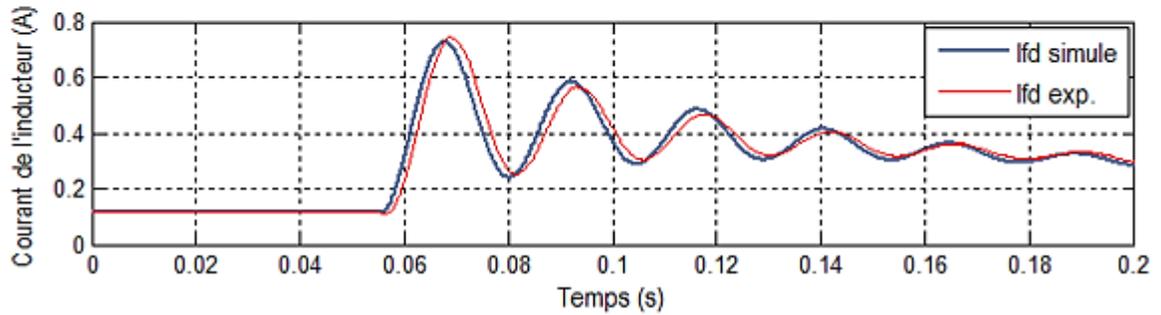
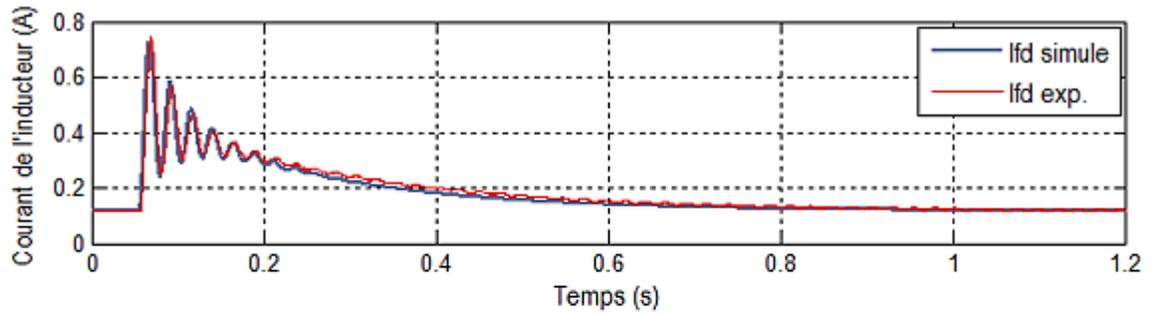


Figure 51: Court-circuit triphasé à 0.1A - Courant inducteur (vues générale et détaillée)

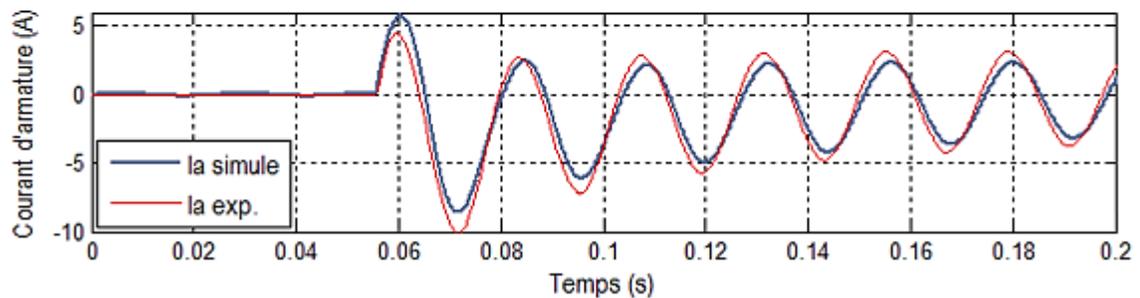
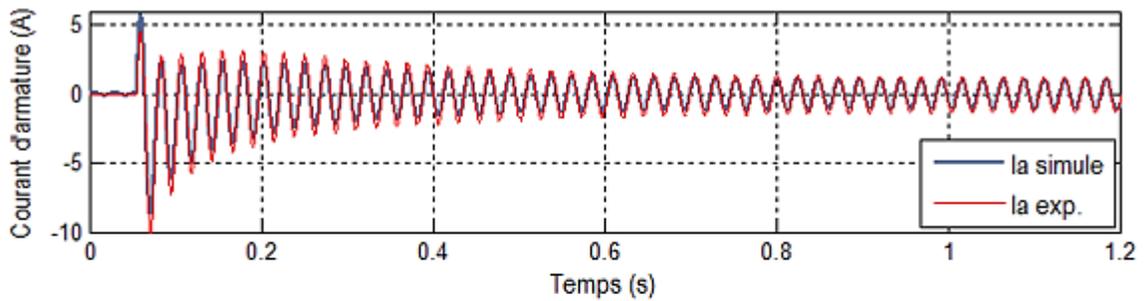


Figure 52: Court-circuit triphasé à 0.1A - Courant d'armature (vues générale et détaillée)

Sur les Figure 53 et Figure 54, on compare le courant dans l'inducteur et dans l'armature pour le court-circuit triphasé à 0.5 A. La simulation est réalisée en tenant compte de la saturation. Cependant il ne semble pas y avoir de différences significatives avec ou sans prise en compte de la saturation (voir Figure 55). Les formes d'ondes expérimentales sont bien reproduites par la simulation. On observe un écart sur

la première oscillation que ce soit sur l'inducteur ou l'armature, ce qui correspond à la période subtransitoire.

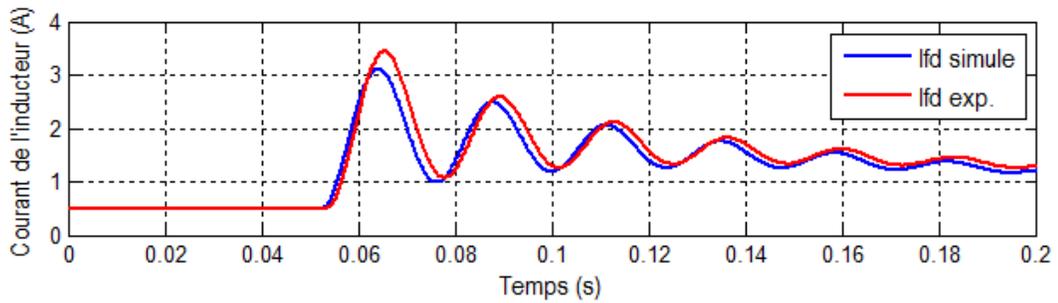
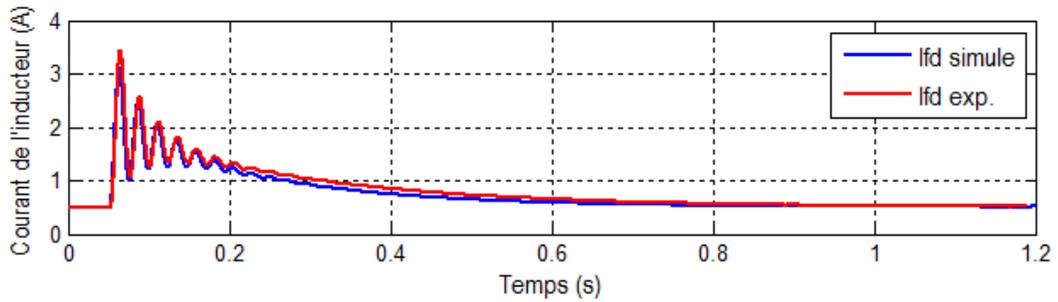


Figure 53: Court-circuit triphasé à 0.5A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée)

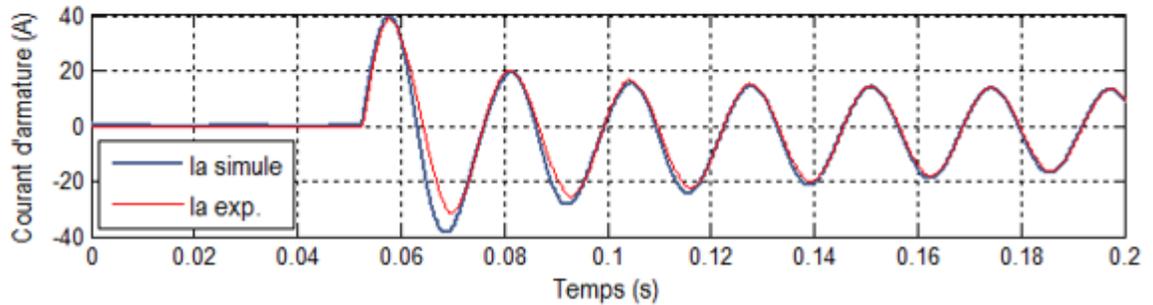
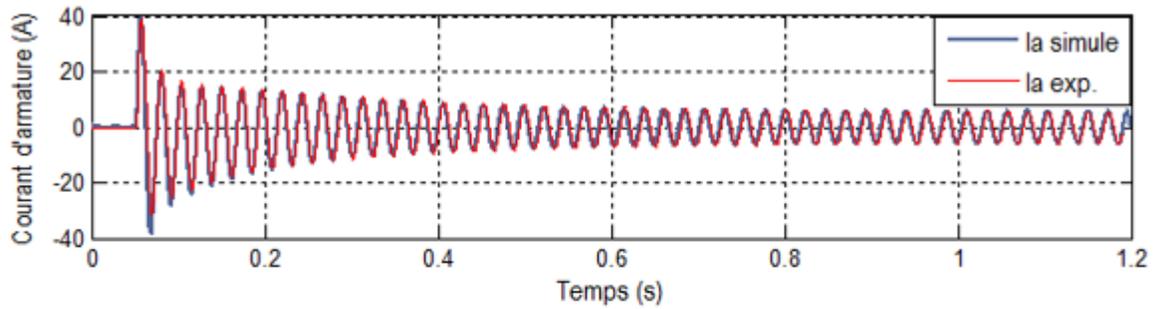


Figure 54: Court-circuit triphasé à 0.5A - Courant d'armature (vues générale et détaillée)

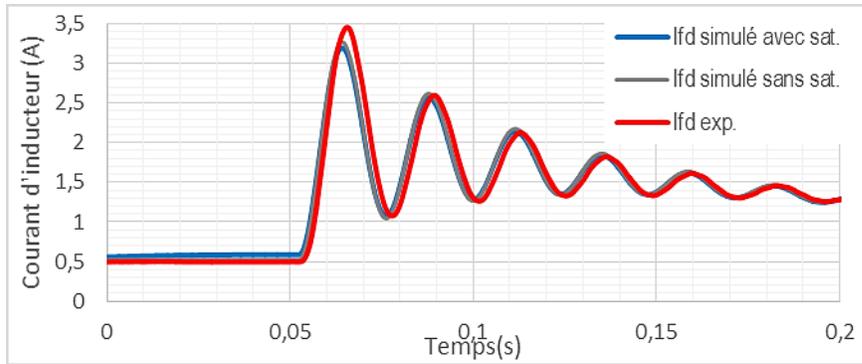


Figure 55: Comparaison du courant inducteur avec et sans saturation pour un court-circuit triphasé à 0.5A

Sur la Figure 56, on compare la réponse de l'inducteur pour un court-circuit biphasé à 0.2 A neutre non-connecté. L'allure générale est bien représentée, en particulier la composante continue du courant. Par contre sur la vue détaillée, on observe un certain écart pour $t < 0.09$ sec, soit toujours la période subtransitoire.

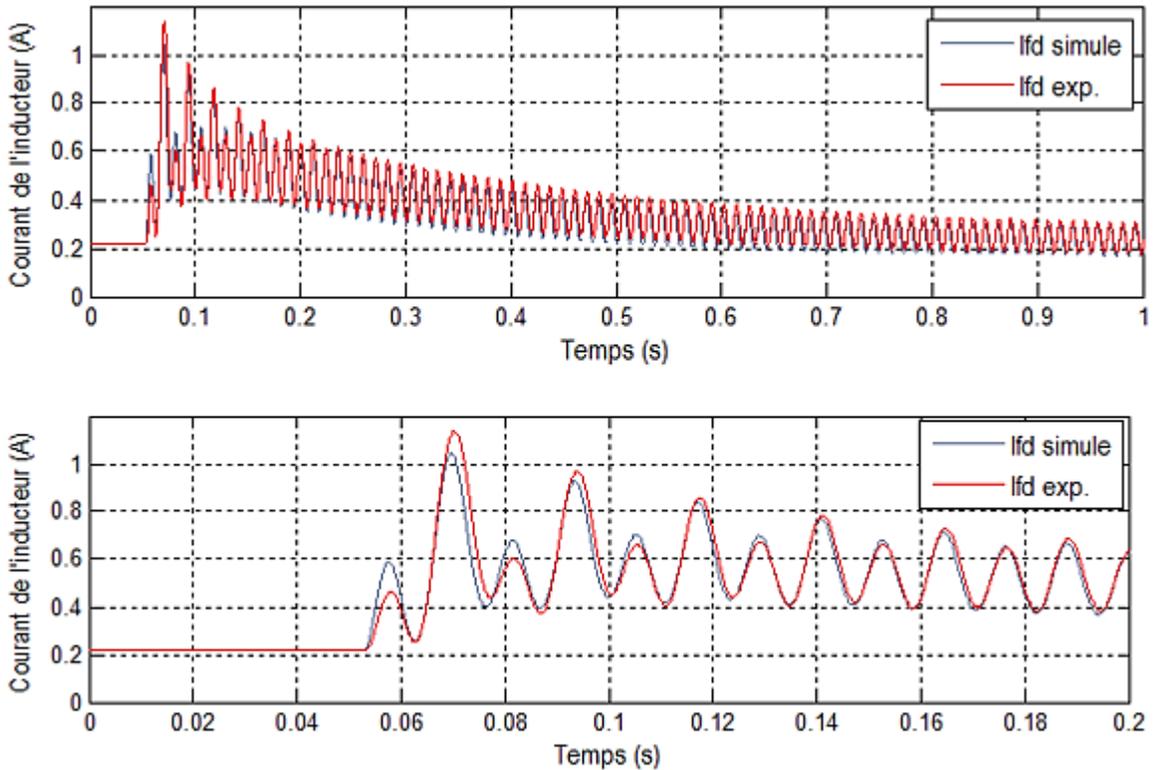


Figure 56: Court-circuit biphasé à 0.2A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée)

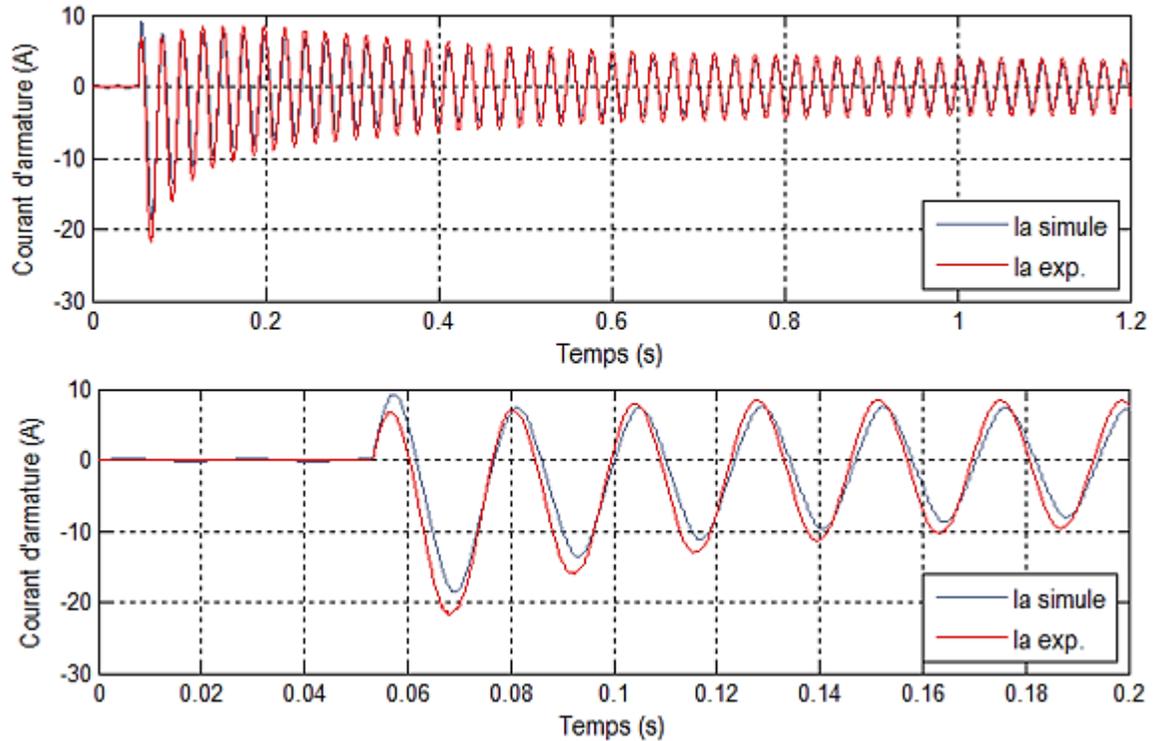


Figure 57: Court-circuit biphasé à 0.2A - Courant d'armature (vues générale et détaillée)

Le courant dans la phase A est présenté sur la Figure 57 pour le court-circuit biphasé à 0.2 A. La vue générale montre que la simulation donne de bons résultats. Cependant, on a toujours une petite différence sur la période subtransitoire.

Les comparaisons pour le dernier essai, soit le court-circuit biphasé avec un courant d'excitation de 0.5 A, sont montrées dans les Figure 58 et Figure 59 . La composante continue du courant inducteur est adéquate sur la vue générale. Cependant on observe des pics de courant plus élevés (+22%) dans la courbe simulée sur la vue détaillée à la Figure 58. Ceci est probablement dû à la saturation de l'inductance de magnétisation durant la période subtransitoire qui n'est pas bien reproduite par la simulation. D'autre part, on a vu que les fonctions de transfert ne sont pas bien reproduites à haute fréquence, en particulier $sG(s)$. Cette dernière affecte la capacité du modèle à reproduire le comportement de l'inducteur. Un ordre du modèle plus élevé que 2 pourrait améliorer la performance du modèle dq.

On observe le même phénomène sur le courant d'armature (Figure 59). Les régimes transitoire et permanent sont bien représentés. Par contre, on voit que la simulation surestime les pics de courant de la période subtransitoire.

En conclusion, malgré des écarts observés principalement sur la partie subtransitoire, tous les résultats de simulation sont suffisamment proches des courbes expérimentales pour affirmer que le modèle dq identifié pour ce générateur est capable de bien représenter la machine pour des perturbations de grande amplitude. La prise en compte de la saturation peut être un peu plus raffinée pour de meilleures performances à des niveaux de courant d'excitation élevés.

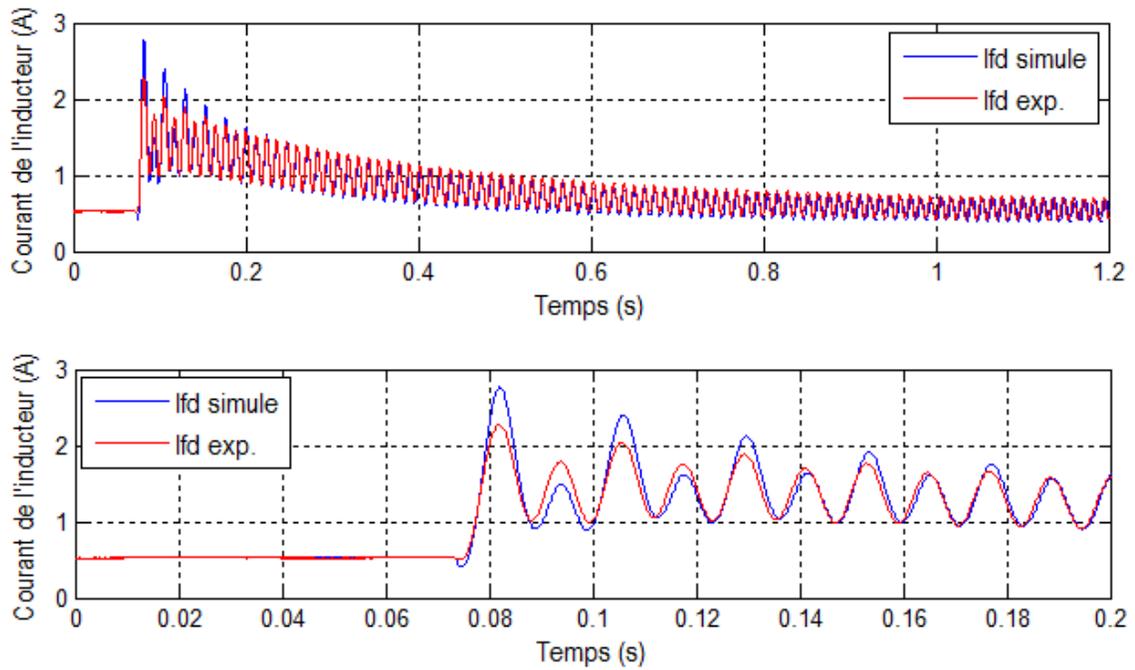


Figure 58: Court-circuit biphasé à 0.5A - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillée)

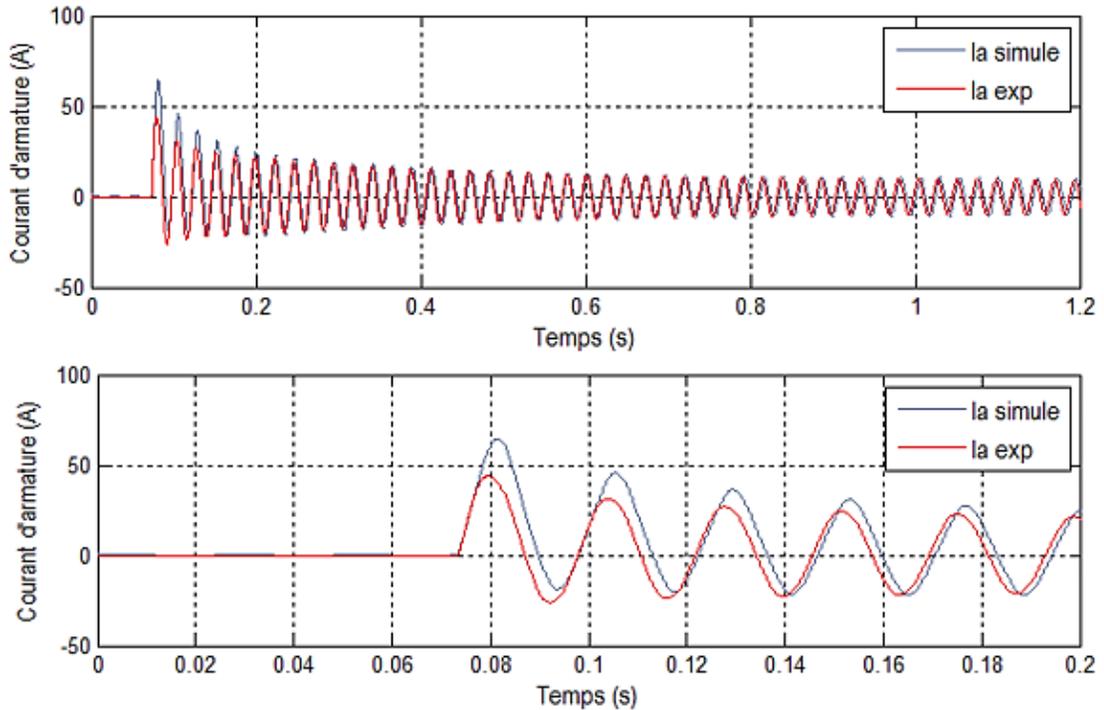


Figure 59: Court-circuit biphasé à 0.5A - Courant d'armature (vues générale et détaillée)

Chapitre 7 : SSFR sur un générateur à pôles lisses de 5.4 kVA

Afin d'alléger le texte, cette machine sera référée sous la notation *MT5.4* (machine turbo de 5.4 kVA) dans le reste du document.

7.1. Description de la machine

La machine étudiée est un générateur synchrone triphasé à pôles lisses de 5.4 kVA. Le rotor est constitué de 3 enroulements concentriques par pôle (Figure 60 A). Il est muni de 24 barreaux amortisseurs en cuivre qui forment une cage complète à travers des anneaux de court-circuit (Figure 60 B-C). Cependant, cette machine ayant été conçue à des fins de recherche et d'enseignement, les barreaux amortisseurs ne sont pas soudés à l'anneau de court-circuit et peuvent être enlevés pour modifier le comportement transitoire de la machine. Le stator possède 54 encoches contenant 4 couches de conducteurs (Figure 60 D-E). Ces encoches sont presque complètement fermées et ce sont les becs d'encoche qui retiennent les enroulements de l'armature. Enfin, il faut remarquer que le stator de la machine hydro étudiée précédemment est le même que celui de ce turbogénérateur.

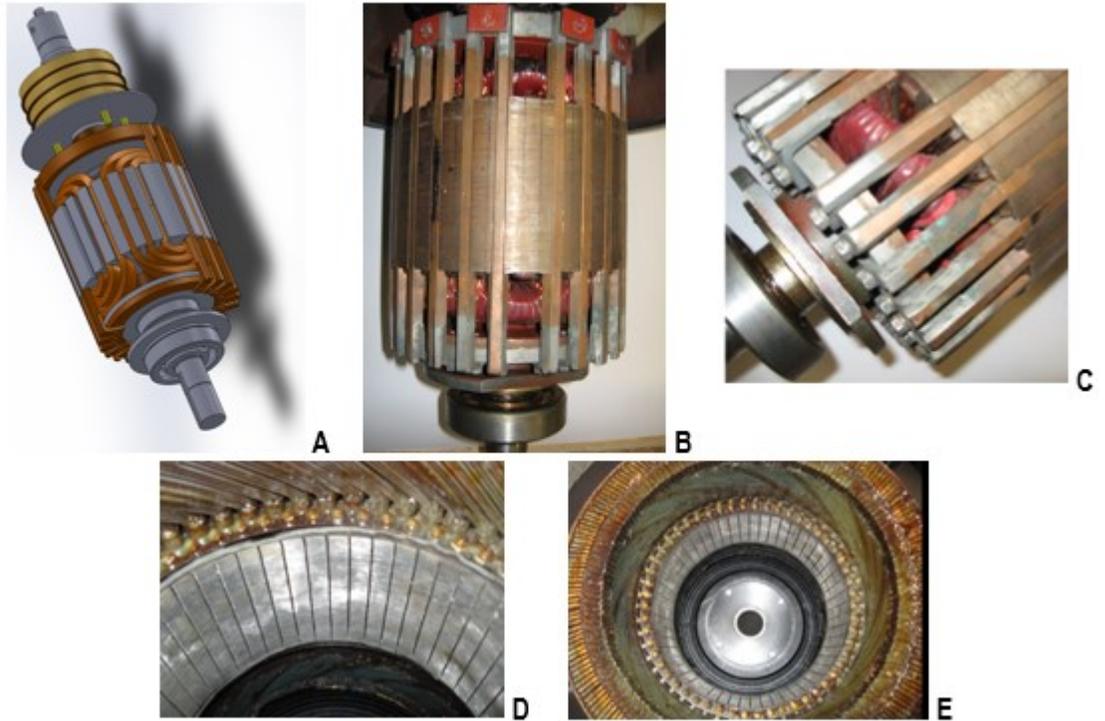


Figure 60: (A) Dessin 3D du rotor et (B, C) photos du rotor, (D, E) photos du stator de MT5.4

7.2. Caractéristiques électriques

Les principales caractéristiques électriques de la machine sont résumées dans le tableau suivant.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension nominale ligne-ligne	U_{ll}	280	V_RMS
Puissance nominale	S	5400	VA
Pulsation nominale	ω_n	377	Rad/s
Résistance de l'inducteur mesurée en DC	R_{fd}	21.5	Ω

Tableau 11: Caractéristiques électriques de MT5.4

Des essais à vide et en court-circuit permanent ont permis d'établir les courbes caractéristiques en régime permanent de la machine (Figure 31).

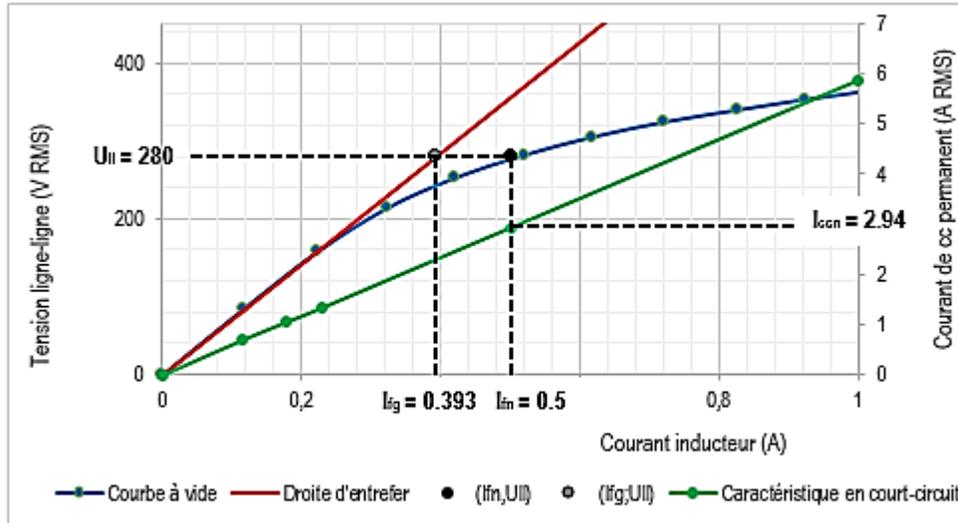


Figure 61: Courbes caractéristiques en régime permanent de MT5.4

À partir des courbes caractéristiques, on peut déterminer les informations utiles à l'analyse des données.

	Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Courant d'excitation pour la tension nominale sur la courbe à vide		I_{fn}	0.50	A_DC
Courant de court-circuit correspondant à I_{fn}		I_{ccn}	2.94	A_RMS
Courant d'excitation correspondant à la tension nominale sur la droite d'entrefer		I_{fg}	0.393	A_DC

7.3. Procédure expérimentale

7.3.1. Détermination des axes d et q

Pour le positionnement d'axe d, on a utilisé une tension de source de $5 V_{RMS}$ à une fréquence de 60 Hz avec le montage montré à la Figure 26. La tension minimale aux bornes de l'inducteur a été de 0.48V.

Pour le positionnement d'axe q, on a utilisé une tension de source de $5 V_{RMS}$ à une fréquence de 60 Hz avec le montage montré à la Figure 27. La tension minimale obtenue aux bornes de l'inducteur a été de 0.55 V.

Comme pour le cas de l'hydrogénérateur précédent, il est possible de valider que les positions d'axe d et q sont situées à 90° électriques l'une de l'autre. Le capteur de position a indiqué respectivement $V_{xd} = -0.275 V$ et $V_{xq} = 0.973 V$ pour les positions d'axe d et d'axe q. Le facteur de conversion étant $10 V / 360^\circ = 0.0278 V/^\circ$. Le tableau ci-dessous résume les quatre positions théoriques de l'axe q, en supposant que

l'origine (0°) correspond à V_{xd} . Une des valeurs théoriques (0.976 V) est approximativement égale à la valeur mesurée (0.973 V) de la position d'axe q. On peut donc confirmer que les axes d et q sont bien situés à 90° électriques l'un de l'autre.

Axe Q		
Position [° mécanique]	$\Delta V = 0.0278 [V/°] \times \text{position } [°]$ compris entre -5V et +5 V	Position [V] = $V_{xd} + \Delta V$
45	1.251	0.976
135	3.753	3.478
225	-3.745	-4.020
315	-1.243	-1.518

7.3.2. Instrumentation et programme labview

L'instrumentation, le montage et le programme Labview pour le SSFR sont les mêmes que pour la machine hydro précédente (voir le paragraphe 6.3.2).

7.4. Analyse des données

7.4.1. Données expérimentales et fonctions de transfert

Une fois que l'amplitude et la phase de chaque signal pour toutes les fréquences testées ont été obtenues grâce à *Matlab*, les fonctions de transfert sont calculées à partir des équations (5.1), (5.2) et (5.3) et montrées dans les Figure 62 à Figure 65. Les données expérimentales et les résultats des calculs pour chaque fonction de transfert sont présentés dans l'Annexe D.

Afin de valider l'allure des fonctions de transfert expérimentales, nous comparons les résultats avec ceux obtenus lors d'un SSFR simulé par la méthode des éléments finis. Ce dernier permet de prendre en compte l'effet de peau et devrait donc bien reproduire le comportement de la machine étudiée.

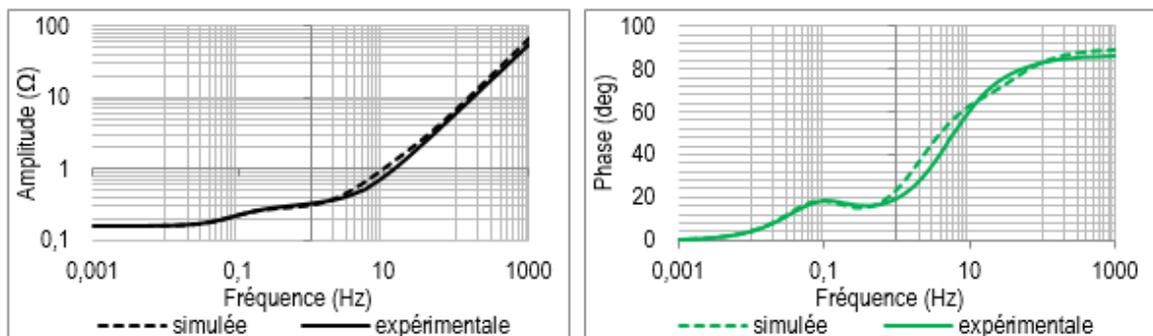


Figure 62: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ de MT5.4

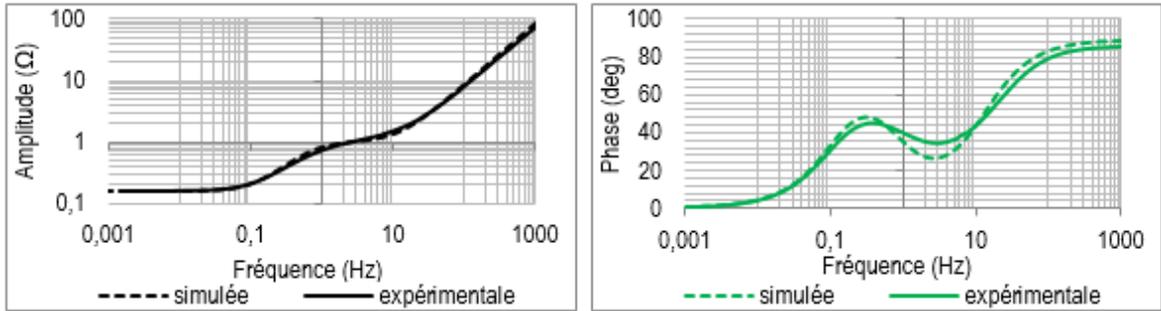


Figure 63: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ de MT5.4

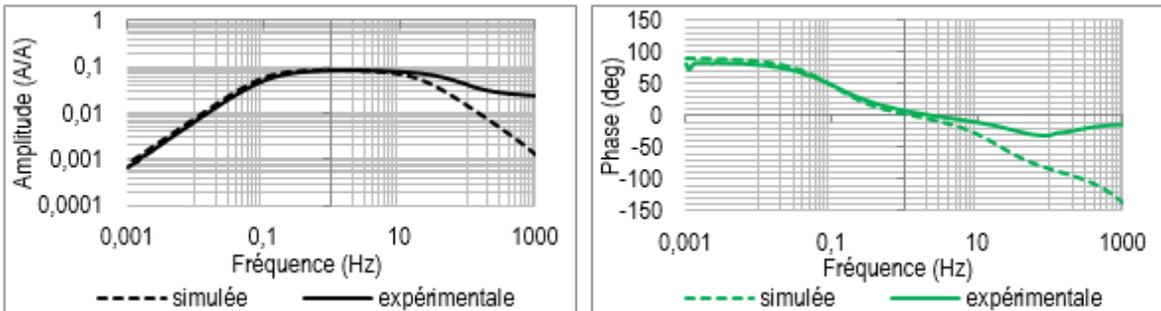


Figure 64: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ de MT5.4

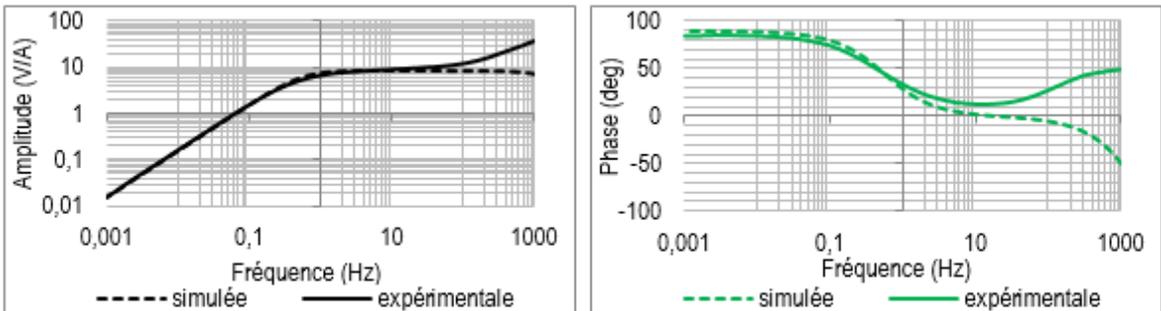


Figure 65: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{afo}(s)$ de MT5.4

Pour les fréquences en-dessous de 10 Hz, les courbes expérimentales ont la même allure que les courbes simulées. Sur les Figure 62 et Figure 63, on note une différence entre les impédances opérationnelles dans l'intervalle de 1 à 10 Hz, surtout sur les courbes de phase. La courbe $Z_d(s)$ simulée est légèrement au-dessus de l'expérimentale, ce qui implique que l'inducteur du modèle Flux 2D a une valeur plus élevée. Ceci est possible étant donné que la valeur de l'inductance des têtes de bobine n'est pas connue avec précision. On observe une divergence significative entre les courbes simulées et expérimentales de $sG(s)$ et $Z_{afo}(s)$ dans le domaine des hautes fréquences.

7.4.2. Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$

La résistance de l'armature R_a est déterminée à partir de la partie réelle de $Z_d(s)$ telle que :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} \Re(Z_d(s))$$

On utilise une courbe de tendance linéaire pour trouver la valeur moyenne de la partie basse fréquence de $\Re(Z_d(s))$. La valeur de la résistance n'est pas très constante (Figure 66) due à la difficulté d'avoir des mesures précises à des fréquences aussi faibles. Pour la détermination des inductances opérationnelles $L_d(s)$ et $L_q(s)$, on prend $R_a = 0.158 \Omega$.

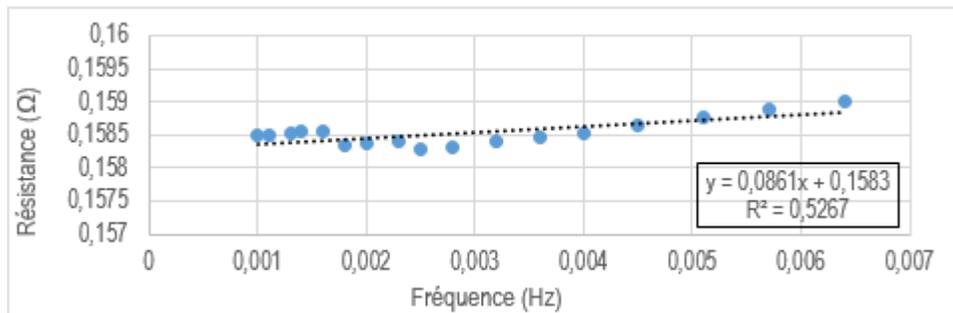


Figure 66: Basses fréquences de la partie réelle de $Z_d(s)$ pour MT5.4

Les calculs sont présentés dans l'Annexe D. Les fonctions de transfert obtenues sont les suivantes.

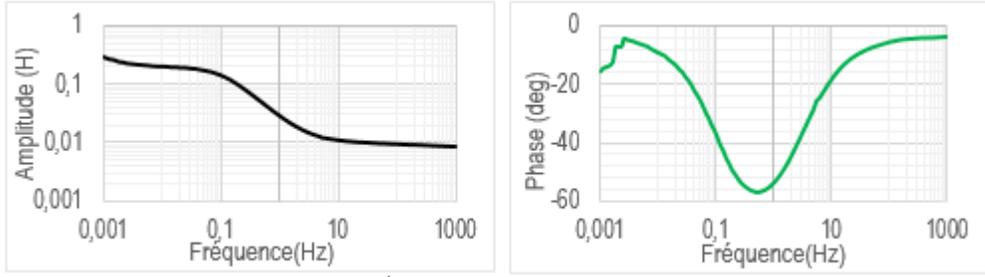


Figure 67: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ de MT5.4

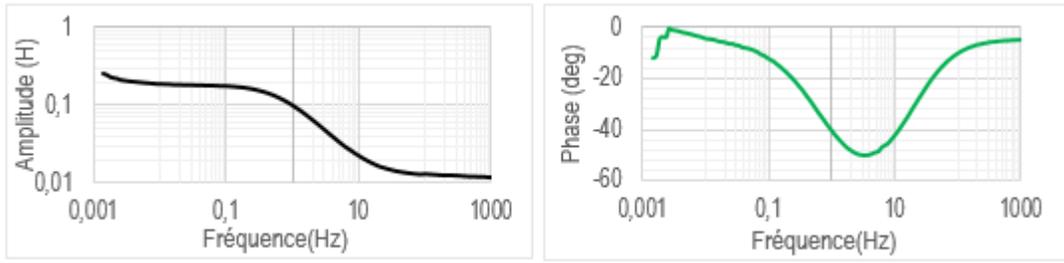


Figure 68: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ de MT5.4

7.4.3. Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}

L'inductance de magnétisation $L_{ad} = L_d - L_a$ telle que :

$$L_d = \frac{U_{II}}{\sqrt{3} \times \omega_n \times I_{ccn} \times \frac{I_{fg}}{I_{fn}}} = \frac{280[V_{rms}]}{\sqrt{3} \times 377[rad/s] \times 2.94[A] \times \frac{0.393[A]}{0.5[A]}} = 1.855 \times 10^{-1} [H]$$

Le rapport de transformation N_{afd} est :
$$N_{afd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{U_{II}}{\omega_n L_{ad} I_{fg}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{280}{377 L_{ad} 0.393} = \frac{1.89}{L_{ad}}$$

La résistance de l'inducteur vu du stator R'_{fd} est :

$$R'_{fd} = \frac{3}{2} \times \frac{R_{fdmes_DC}}{N_{afd}^2} = \frac{3}{2} \times \frac{21.5[\Omega] \times L_{ad}^2}{1.89^2} = 9.028 L_{ad}^2$$

7.4.4. Valeurs initiales

L'ordre de grandeur du vecteur initial Γ_0 est donné par $R_a = 0.158 \Omega$ et $L_d = 185.5 \text{ mH}$ tel que :

$$\Gamma_0 = \{L_a(0), L_{fd}(0), R_{1d}(0), L_{1d}(0), L_{aq}(0), R_{1q}(0), L_{1q}(0), R_{2q}(0), L_{2q}(0)\}$$

$$= \{1.855 \times 10^{-3}, 1.855 \times 10^{-2}, 0.158, 1.855 \times 10^{-2}, 1.855 \times 10^{-1}, 0.158, 1.855 \times 10^{-2}, 0.158, 1.855 \times 10^{-2}\}$$

7.4.5. Procédure d'identification par optimisation

L'optimisation est réalisée avec les coefficients suivants

$$\omega_j = \{Z_d, L_d, sG, Z_{af0}, Z_q, L_q\} = \{1, 100, 2, 0.5, 1, 100\}$$

Les Figure 69 à Figure 74 illustrent les résultats de la minimisation de l'erreur totale pondérée ξ sur les amplitudes.

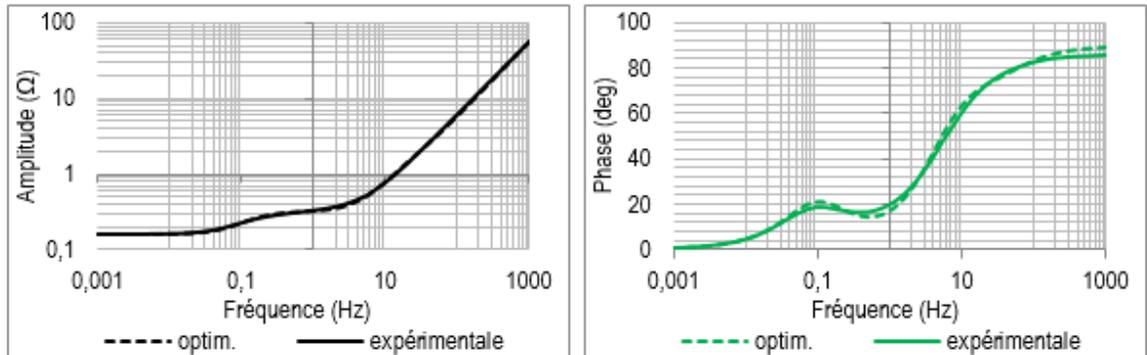


Figure 69: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

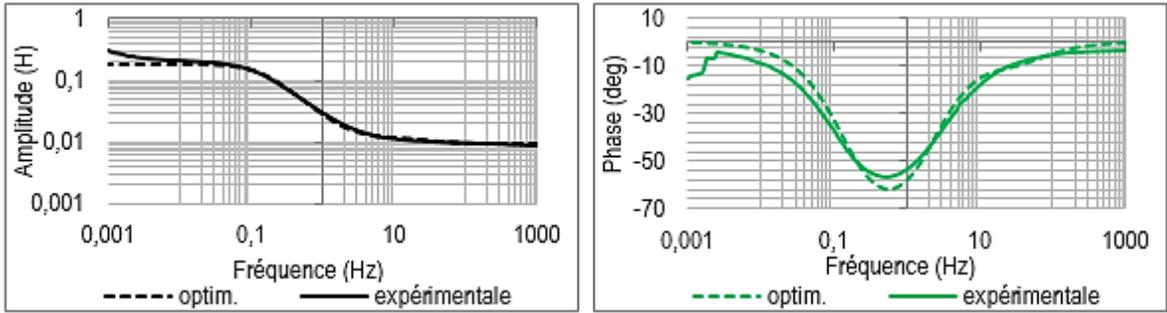


Figure 70: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

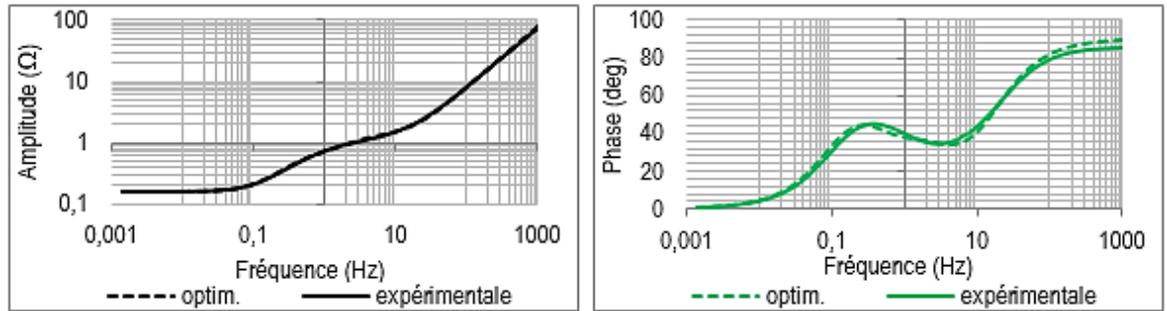


Figure 71: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

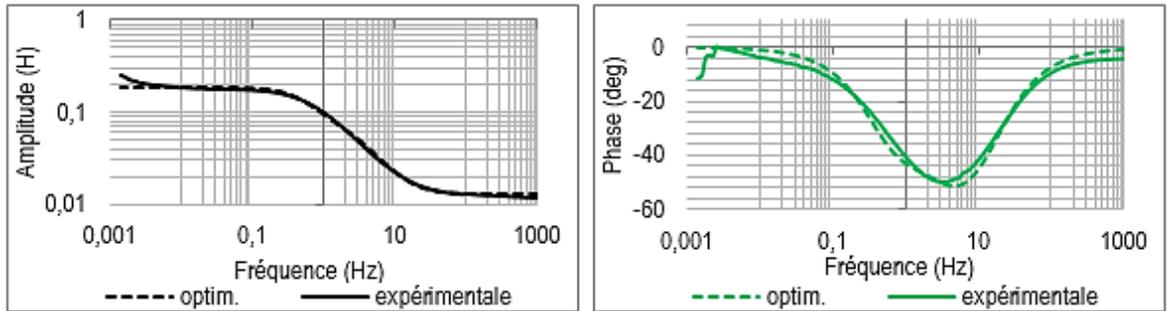


Figure 72: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

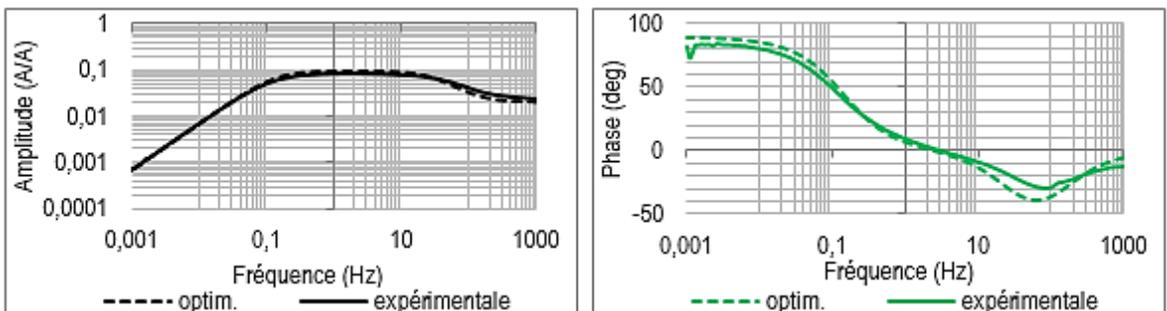


Figure 73: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

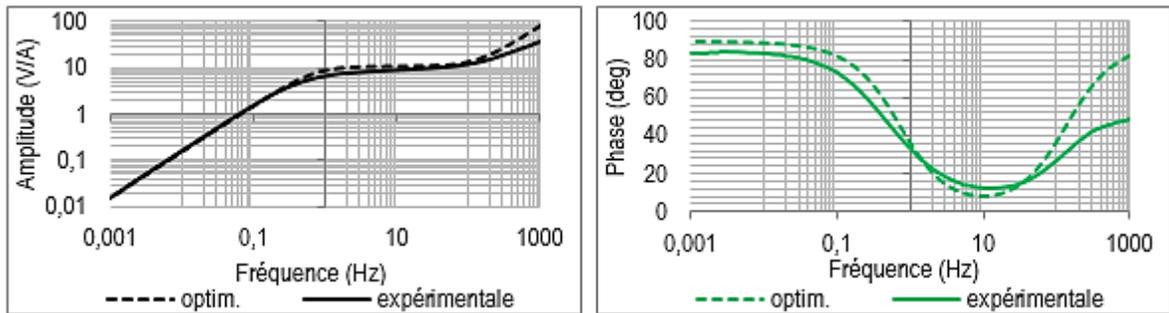


Figure 74: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{af0}(s)$ simulée et expérimentale pour MT5.4

Globalement, l'ajustement de l'amplitude de toutes les courbes est satisfaisant, sauf pour la partie des hautes fréquences de l'impédance à inducteur ouvert $Z_{af0}(s)$. Par contre, on voit des écarts sur les courbes de phase pour la plupart des fonctions de transfert, en particulier $Z_{af0}(s)$.

7.5. Résultats et validations

7.5.1. Analyse graphique de court-circuit triphasé

L'analyse graphique de court-circuit triphasé est le test classique le plus répandu dans le milieu industriel pour calculer les caractéristiques de la machine en régime transitoire. Ainsi, les paramètres « standards » obtenus par ce type de test sont les réactances synchrones (X_d), transitoire (X'_d) et subtransitoire (X''_d) qu'on suppose approximativement égales à l'inductance correspondante (L_d , L'_d et L''_d) durant un court-circuit, et les constantes de temps transitoire (T'_d) et subtransitoire (T''_d). Les paramètres dans l'axe q ne peuvent pas être déterminés par cette méthode.

Étant donné que plusieurs tests de court-circuit triphasés brusques ont été réalisés sur cette machine, on a déterminé les paramètres standards par la méthode classique afin de les comparer avec ceux obtenus par le SSFR. La détermination des paramètres se fait principalement par l'analyse de l'enveloppe de la composante alternative des courants d'armature. Une version automatisée de la méthode, décrite en détails au paragraphe 11.12 de la norme IEEE 115-2009, a été implémentée avec le logiciel Matlab.

Le programme consiste en 5 étapes :

- Filtrage des données à l'aide d'une moyenne glissante
- Détection des enveloppes supérieure et inférieure des courants de phase par identification des points extrémum sur les courbes

- Reconstruction des enveloppes jusqu'à l'origine (instant du court-circuit) en utilisant une interpolation spline cubique
- Calcul de la composante alternative $i_{ac}(t)$ en en faisant le ratio entre la distance verticale reliant l'enveloppe supérieure $i_{up}(t)$ et l'enveloppe inférieure $i_{low}(t)$ par la valeur crête-à-crête du courant de base de la machine

$$i_{ac}(t) = \frac{i_{up}(t) - i_{low}(t)}{2\sqrt{2}I_{base}} \quad (7.1)$$

- Extraction des réactances et constantes de temps par ajustement de courbe (« curve-fitting ») d' $i_{ac}(t)$

$$i_{ac}(t) = \left(\frac{E}{X_d''} - \frac{E}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{E}{X_d'} - \frac{E}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d}} + \frac{E}{X_d} \quad (7.2)$$

Trois court-circuits triphasés respectivement à 24%, 36% et 44% du courant d'excitation nominale sont analysés graphiquement. Les figures ci-dessous montrent les points extrêmes, les enveloppes supérieure et inférieure, la composante continue et la composante symétrique pour chaque court-circuit.

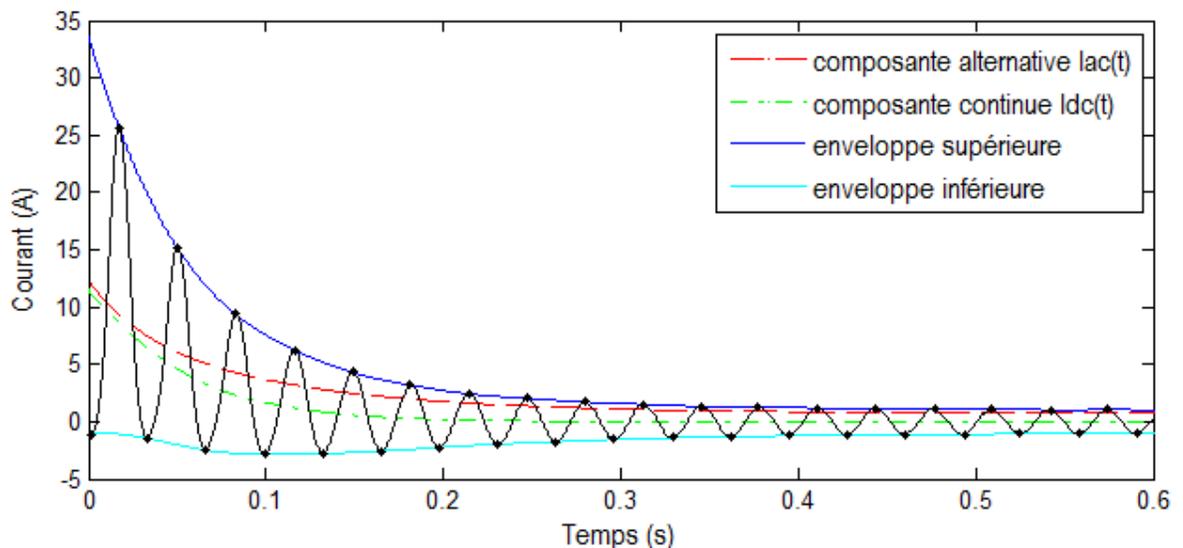


Figure 75: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 24%

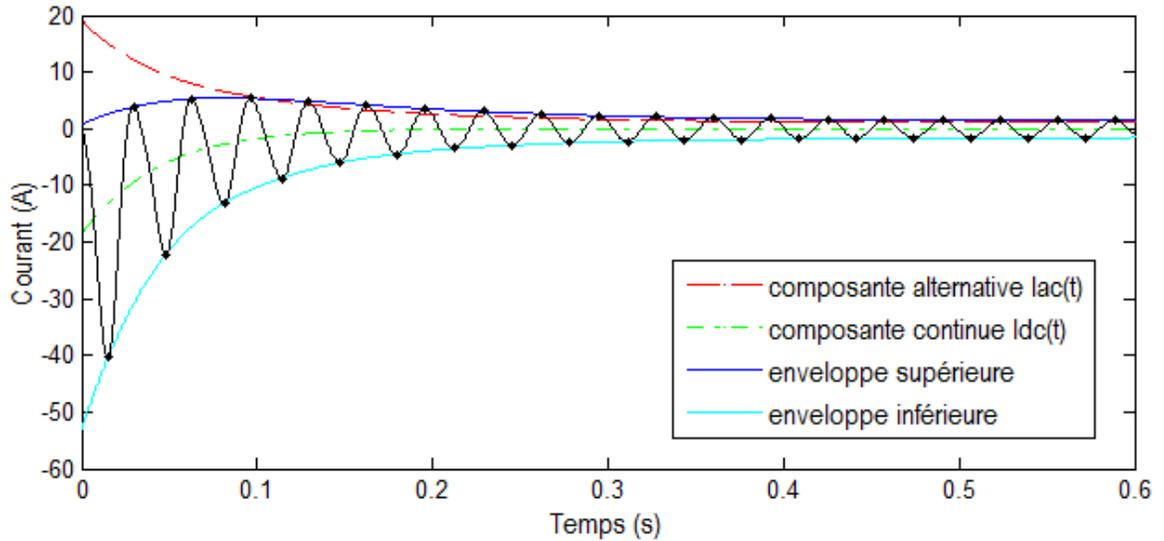


Figure 76: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 36%

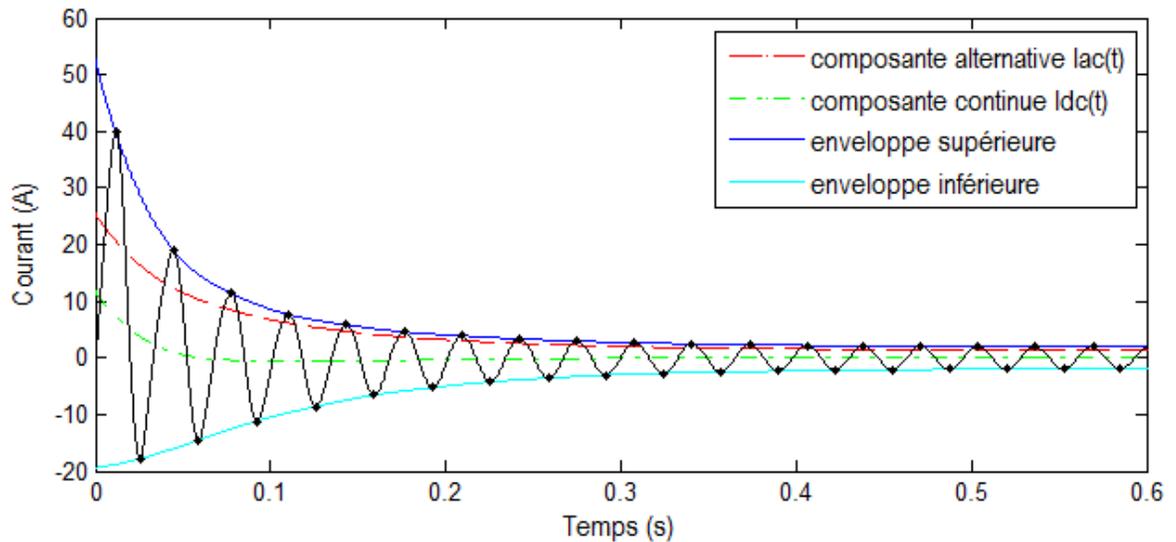


Figure 77: Analyse graphique du court-circuit triphasé à 44%

Pour faciliter les comparaisons avec les autres méthodes d'identification, les paramètres standards obtenus pour ces trois analyses graphiques sont présentés dans le tableau 13 au paragraphe 7.5.3.

7.5.2. Identification inverse

L'identification inverse est une version améliorée de l'analyse classique des courts-circuits brusques pour déterminer les paramètres R-L d'un modèle dq donné. En effet, la méthode consiste à simuler un court-circuit à partir d'un vecteur initial de paramètres R-L donnés puis comparer les réponses simulées de l'armature et de l'inducteur à celles obtenues expérimentalement dans les mêmes conditions. La simulation est réalisée sur SPS à l'aide du bloc «*SI Fundamental Synchronous Machine*». Elle est

insérée dans une boucle d'optimisation utilisant la fonction « *fmincon* » de Matlab de façon à modifier itérativement les variables jusqu'à ce que les résultats de simulation reproduisent le mieux les essais.

Le défi principal de la méthode est de déterminer une fonction-objectif fiable à optimiser. Si on dispose de valeurs précises de la vitesse expérimentale du rotor durant le court-circuit, il suffit d'utiliser tout simplement la méthode des moindres carrés. En revanche, si la mesure de vitesse n'est pas précise, il peut y avoir un décalage sur l'axe du temps entre les signaux expérimentaux et simulés, ce qui rend difficile la comparaison directe. Dans notre cas, on compare plutôt l'amplitude des principaux rangs harmoniques ainsi que la valeur moyenne en prenant un intervalle de temps défini (par exemple de 1 ou 2 périodes) pendant le subtransitoire, et plusieurs intervalles durant le transitoire.

Les paramètres obtenus par identification inverse sont utilisés pour valider ceux obtenus par SSFR.

7.5.3. Paramètres obtenus

Le tableau suivant résume les paramètres du circuit équivalent obtenus selon les trois méthodes : SSFR expérimental, SSFR simulé par éléments finis et identification inverse.

Paramètre	SSFR expérimental	SSFR simulé par FE	Identification inverse	Unité
R_a	156	156	156	mΩ
L_a	8.434	10.567	9.500	mH
L_{ad}	177	175	171	mH
L_{1d}	0.963	0	0.113	mH
R_{1d}	802	664	390	mΩ
L_{fd}	4.60	9.60	2.26	mH
R'_{fd}	188.5	165.8	186.1	mΩ
L_{aq}	181	171	179	mH
L_{1q}	4.48	2.96	0.98	mH
R_{1q}	1137	850	871	mΩ
L_{2q}	176	398	81	mH
R_{2q}	1456	18167	2379	mΩ
N_{afd}	13.08	13.24	13.16	

Tableau 12: Paramètres R-L obtenus par SSFR pour MT5.4

On observe un peu de saillance du rotor ($L_{ad} \neq L_{aq}$) malgré que le rotor soit à pôles lisses. L'inductance de fuite de l'armature représente 5 à 6% de l'inductance synchrone dans les 3 cas. Parmi les valeurs qui sont semblables selon les 3 méthodes, on retrouve également : les inductances de magnétisation, les résistances de l'inducteur et de l'armature et le rapport de transformation rotor-stator. En observant les inductances de fuite des circuits amortisseurs, on remarque que dans l'axe d (L_{1d}) et le circuit 1 de l'axe q (L_{1q}) sont faibles (< 5 mH) ou nulle, tandis que celle du 2^{ème} circuit amortisseur de l'axe q (L_{2q}) est 16 à 80 fois plus grand. L'anneau de court-circuit pourrait ainsi avoir plus d'influence sur le comportement subtransitoire de la machine que les barreaux eux-mêmes. Enfin, on peut remarquer également que l'inductance de l'inducteur (L_{fd}) selon le SSFR simulé est pratiquement deux fois plus grande que celle du SSFR expérimental, comme on l'avait vu précédemment sur la comparaison des fonctions de transfert.

En termes de paramètres standards, les résultats obtenus selon le SSFR expérimental, le SSFR simulé et les analyses graphiques de court-circuit sont montrés dans le tableau ci-dessous.

Paramètre	SSFR expérimental	SSFR simulé	Analyse graphique (CC à 24%)	Analyse graphique (CC à 36%)	Analyse graphique (CC à 44%)	Unité
L_d	4.81	4.81	4.78	4.84	4.79	pu
L'_d	0.32	0.47	0.43	0.43	0.42	pu
L''_d	0.24	0.27	0.26	0.26	0.25	pu
T'_d	0.078	0.133	0.104	0.103	0.101	s
T''_d	0.004	0.007	0.035	0.032	0.029	s
T'_{do}	1.185	1.375	-	-	-	s
T''_{do}	0.006	0.011	-	-	-	s
L_q	4.92	4.72	-	-	-	pu
L'_q	1.66	0.74	-	-	-	pu
L''_q	0.33	0.35	-	-	-	pu
T'_q	0.137	0.037	-	-	-	s
T''_q	0.010	0.009	-	-	-	s
T'_{qo}	0.408	0.235	-	-	-	s
T''_{qo}	0.050	0.019	-	-	-	s

Tableau 13: Paramètres standards obtenus pour la machine turbo de 5.4 kVA

On voit que la valeur de l'inductance synchrone est semblable d'une méthode à l'autre avec moins de 1% de différence entre elle. La valeur de l'inductance subtransitoire est, elle aussi, approximativement égale pour tous les cas, avec une différence de moins de 15%. Par contre, il y a des différences significatives entre la méthode classique et le SSFR expérimental pour : l'inductance transitoire L'_d (0.43 pu et 0.32 pu respectivement), les constantes de temps T'_d (0.103 s et 0.078 s respectivement) et T''_d (0.032 s et 0.004 s respectivement). Cependant, il est difficile de conclure étant donné que la méthode classique ne fournit aucune information pour l'axe q.

7.5.4. Simulations avec le modèle dq de Matlab-SPS

Les simulations pour ce turbogénérateur utilisent le même programme que celles du générateur hydro précédent. Les paramètres de la machine ont été changés, ainsi que les données initiales en entrée telles que la position initiale du rotor, la vitesse de rotation, la tension de l'inducteur et l'instant de court-circuit pour chaque essai. Pour cette machine, quatre essais en courts-circuits brusques avec neutre non-connecté ont été réalisés et simulés : triphasé avec un courant d'excitation de 0.2 A (soit 40% du courant nominal), triphasé avec $I_{fd} = 0.5$ A (100%), biphasé avec $I_{fd} = 0.2$ A et biphasé avec $I_{fd} = 0.5$ A. Deux simulations distinctes sont réalisées utilisant respectivement les paramètres R-L identifiés par la méthode SSFR expérimental et ceux obtenus par l'identification inverse. Les comparaisons de la réponse de l'inducteur et de l'armature entre simulations et expérience sont montrées sur les figures

Figure 78 à Figure 81.

Pour les simulations de court-circuits triphasés (Figure 78 et Figure 79), on voit que la simulation reproduit le pic de courant d'armature initial à 3.6 pu pour le court-circuit avec $I_{fd} = 0.2$ A et à 6.8 pu pour celui avec $I_{fd} = 0.5$ A. Ceci est une donnée importante pour le réglage des systèmes de protection dans un réseau. Sur l'inducteur, on voit un dépassement de 8 à 10% de la valeur maximale pour le SSFR expérimental. Les constantes de temps sont bien représentées dans la simulation. Cependant, on voit que les oscillations sont plus grandes durant la période transitoire ($0.06 \text{ s} < t < 0.25 \text{ s}$) en particulier sur les formes de courant de l'inducteur.

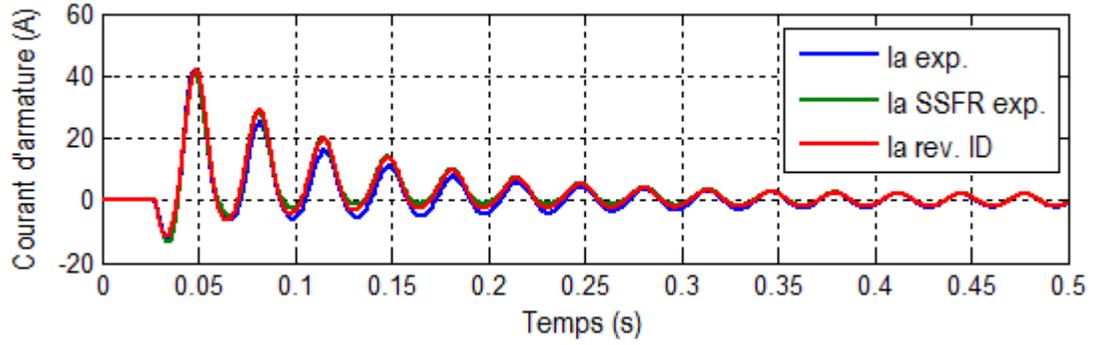
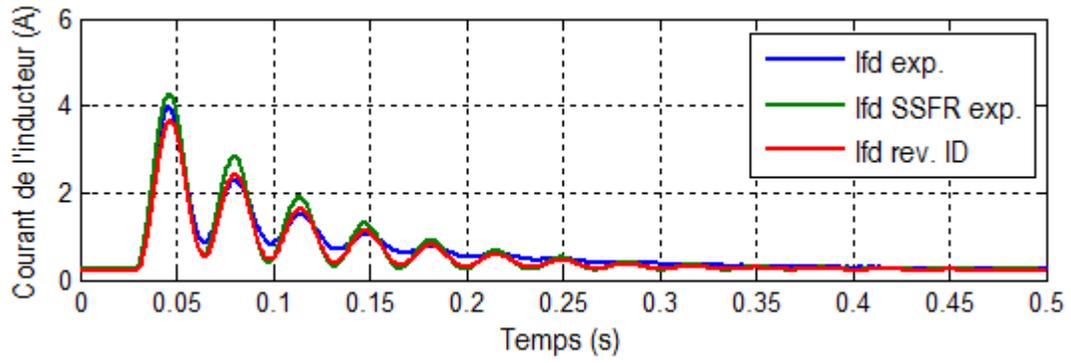


Figure 78: Court-circuit triphasé à 0.2 A (courant inducteur et courant d'armature)

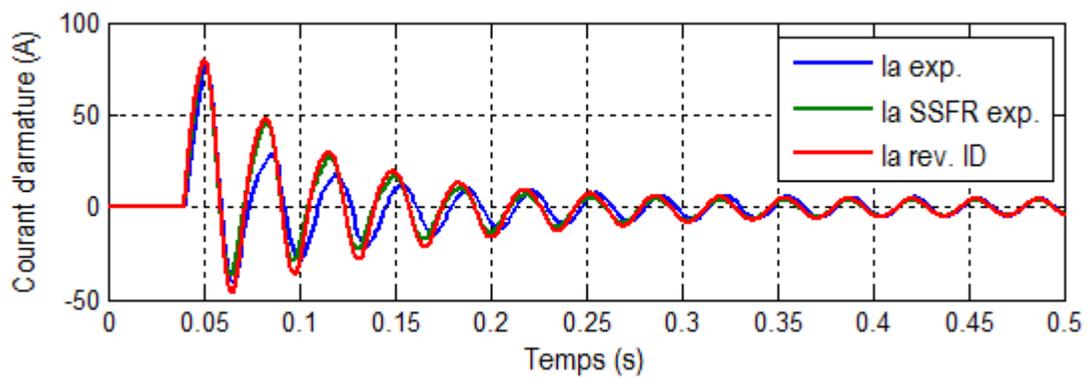
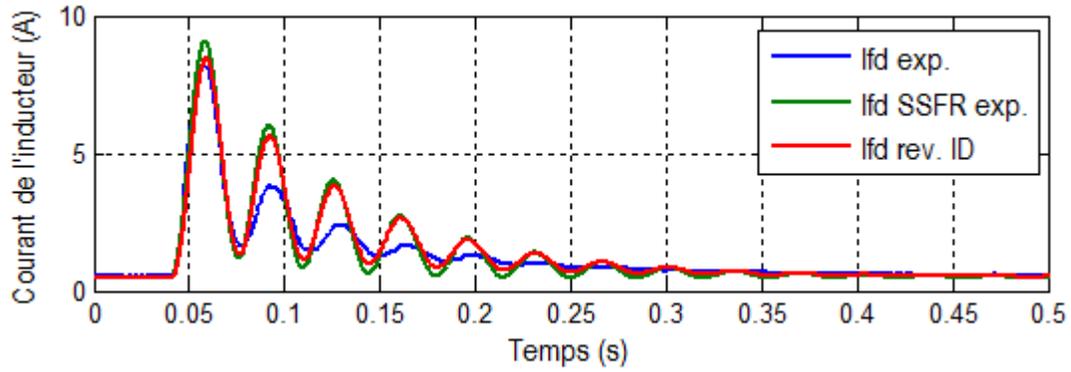


Figure 79: Court-circuit triphasé à 0.5 A avec saturation (courant inducteur et courant d'armature)

Les figures suivantes (Figure 80 et Figure 81) montrent les résultats de simulation des courts-circuits biphasés neutre non-connecté à 0.2 A et 0.5 A. Les résultats sont similaires aux résultats des courts-circuits triphasés précédents. En effet, on voit que généralement, les formes de courant sont toutes reproduites de façon satisfaisante. En particulier, on peut noter que le régime permanent et les constantes de temps sont bien reproduits. On voit une différence de moins de 5% sur le pic initial de courant de phase (à 4.7 pu et 8 pu respectivement pour $I_{fd} = 0.2$ A et 0.5 A). Des divergences sont plus visibles sur la partie transitoire des courants de l'inducteur.

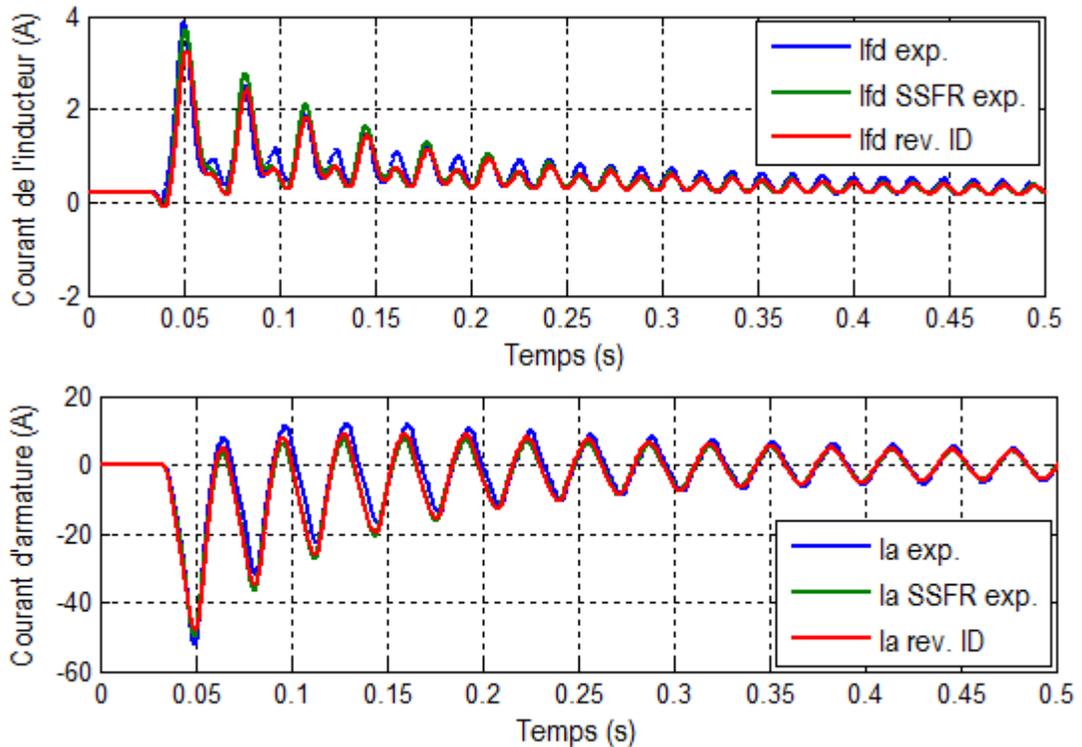
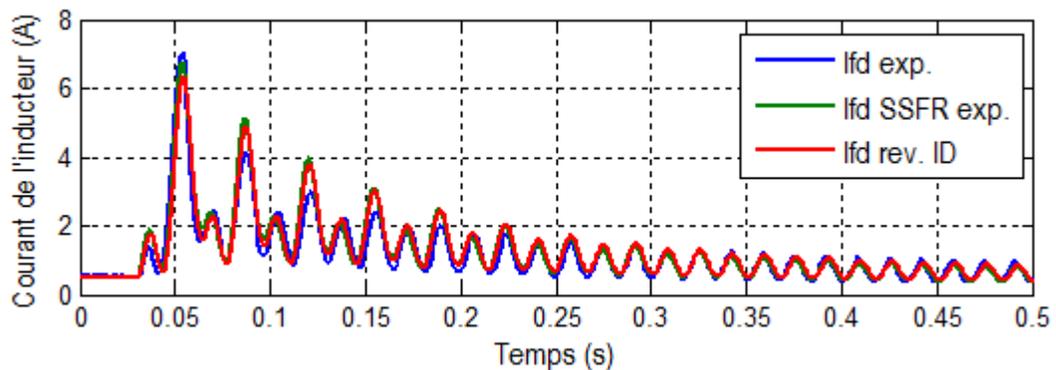


Figure 80: Court-circuit biphasé à 0.2 A (courant inducteur et courant d'armature)



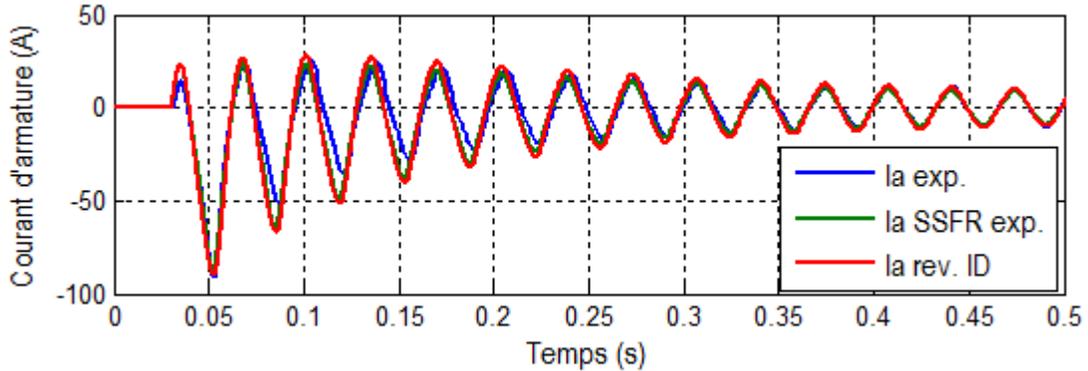


Figure 81: Court-circuit biphasé à 0.5 A avec saturation (courant inducteur et courant d'armature)

7.6. Conclusion

Pour valider les fonctions de transfert obtenues expérimentalement, on les a comparées avec celles obtenues en simulant le SSFR par la méthode des éléments finis. Les courbes obtenues sont similaires pour des fréquences basses ($f < 10$ Hz). Au-delà, on a remarqué des divergences entre les fonctions de transfert expérimentales et simulées. Il est difficile d'expliquer ces différences avec certitudes. Cependant, on peut avancer comme raison probable le fait que le modèle utilisé dans la simulation par éléments finis repose entièrement sur les paramètres géométriques et caractéristiques des matériaux. Si ces informations ne sont pas connues ou mesurées avec précision (telles que l'ouverture d'encoche, la profondeur de la machine dans la 3^{ème} dimension, la perméabilité magnétique des matériaux, les têtes de bobine, etc...), la signature fréquentielle de la machine peut être modifiée.

Concernant la qualité de l'identification, on a vu sur les figures Figure 69 à Figure 74 que l'ajustement des courbes est très satisfaisant. Il n'y a que la phase de $Z_{af}(s)$ qui présente des divergences significatives, sachant que la pondération utilisée pour cette fonction lors du processus d'optimisation est de 0.5 comparée à 100 pour $L_d(s)$ et 2 pour $sG(s)$.

Les paramètres du circuit équivalent obtenus ont été comparés pour trois méthodes différentes : le SSFR expérimental, le SSFR simulé par éléments finis et l'identification inverse. On a noté en particulier que l'inductance de fuite de l'armature L_a et le rapport de transformation rotor-stator N_{afd} sont similaires pour les trois méthodes. On a également remarqué que l'inductance de fuite du 2^{ème} circuit amortisseur équivalent dans l'axe q est prédominante par rapport à celles des circuits d'axe d et du 1^{er} circuit d'axe q. Rappelons que cette machine est munie de 24 barreaux amortisseurs en cuivre qui forment une cage complète à travers des anneaux de court-circuit.

Concernant les paramètres standards, on a comparé les résultats du SSFR avec ceux obtenus par la méthode classique d'analyse graphique de court-circuit triphasé. On a traité trois courts-circuits triphasés à 24%, 36% et 44% du courant d'excitation nominal. Les résultats montrent des valeurs similaires pour l'inductance synchrone L_d et l'inductance subtransitoire L''_d . Par contre, on note différentes valeurs pour l'inductance transitoire L'_d , la constante de temps transitoire T'_d et la constante de temps subtransitoire T''_d . Il est difficile de valider les valeurs obtenues selon la méthode classique car sans les paramètres d'axe q, on ne peut pas faire de simulations avec le modèle dq de Matlab. Pourtant, on a vu précédemment que l'inductance de l'amortisseur dans l'axe q semble avoir de l'influence sur le comportement transitoire de la machine.

Finalement, les simulations sur Matlab-SPS ont permis de comparer les formes de courant de l'inducteur et de l'armature pour quatre courts-circuits triphasés et biphasés, à 0.2 A et 0.5 A d'excitation. Les résultats montrent que le modèle est capable de reproduire la forme des courants, que ce soit pour l'inducteur ou l'armature. Le régime permanent, le régime subtransitoire et les constantes de temps sont bien reproduits sur toutes les courbes. Par contre, on voit que les oscillations dans la période transitoire présentent des différences significatives. On peut se poser la question sur les constantes de temps qui ont des valeurs très différentes (entre SSFR expérimental et méthode classique) alors que les simulations montrent une performance satisfaisante sur ce point.

En conclusion, on peut dire que le modèle dq d'ordre 2 allié aux paramètres identifiés par la méthode SSFR est capable de représenter le turbogénérateur de 5.4 kVA sous des perturbations de grandes amplitudes.

Chapitre 8 : SSFR sur un générateur à pôles saillants de 95 MVA

Afin d'alléger le texte, cette machine sera référée sous la notation *MH95* (machine hydro de 95 MVA) dans le reste du document.

8.1. Description de la machine

La machine étudiée est un générateur de grande puissance à pôles saillants de 95 MVA localisé dans une centrale hydroélectrique située aux États-Unis [94]. Le rotor possède 84 pôles sur lesquels sont insérés 5 barreaux amortisseurs chacun. Le stator est muni de 558 encoches ouvertes pouvant contenir deux couches de conducteurs chacune. La photo ci-dessous montre le rotor ainsi que la roue polaire du générateur à l'époque où il a été assemblé.



Figure 82: Photo du rotor du générateur MH95

8.2. Caractéristiques électriques

Les principales caractéristiques électriques de la machine sont résumées dans le tableau suivant.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension nominale ligne-ligne	U_{ll}	13800	V_RMS
Puissance nominale	S	95	MVA
Pulsation nominale	ω_n	377	Rad/s
Résistance de l'inducteur mesurée en DC	R_{fd}	0.301	Ω

Tableau 14: Caractéristiques électriques de MH95

Un rapport de tests fourni par l'exploitant a permis d'établir les courbes caractéristiques à vide et en court-circuit de la machine ainsi que la droite d'entrefer (Figure 83).

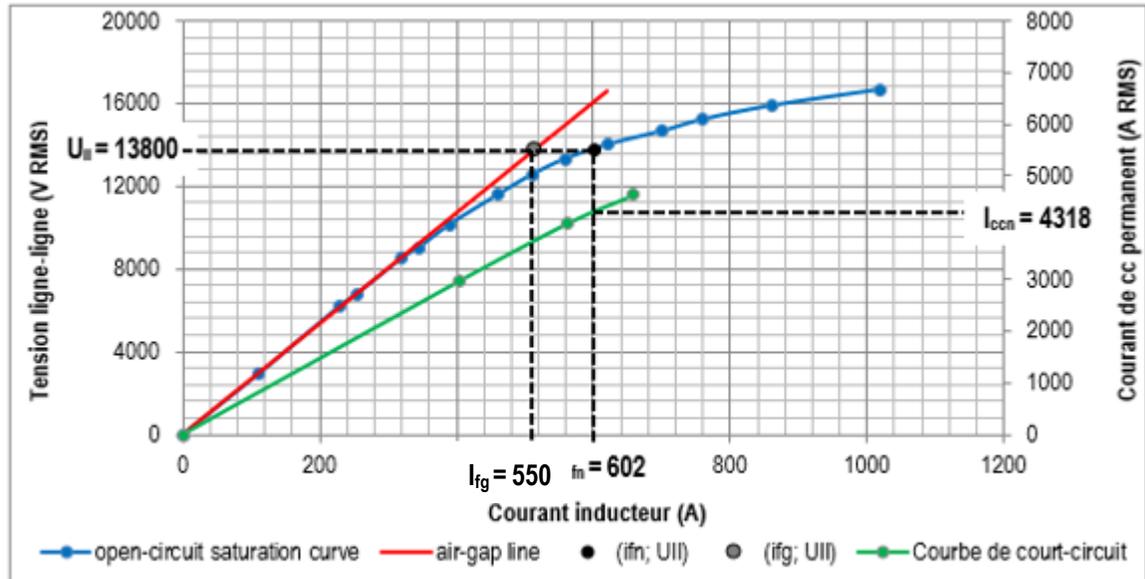


Figure 83: Courbes caractéristiques en régime permanent de MH95

À partir des courbes caractéristiques, on peut déterminer les informations utiles à l'analyse des données.

	Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Courant d'excitation pour la tension nominale sur la courbe à vide		I_{fn}	602	A_DC
Courant de court-circuit correspondant à I_{fn}		I_{ccn}	4318	A_RMS
Courant d'excitation correspondant à la tension nominale sur la droite d'entrefer		I_{fg}	550	A_DC

8.3. Procédure expérimentale

8.3.1. Détermination des axes d et q

Le positionnement précis de cette machine a été un peu plus compliqué à cause de ses dimensions, mais aussi dû au fait qu'elle possède 84 pôles. Ceci correspond à 84 positions distinctes possibles pour chaque axe, soit un intervalle de $360^\circ / (84 \cdot 2) = 2.14^\circ$ entre un axe d et un axe q successifs. Les encoches du stator ont été identifiées préalablement en fonction du bobinage utilisé, puis une simulation utilisant la méthode des éléments finis (avec le logiciel *Flux 2D* de *Cedrat*) a permis de valider à l'avance le numéro d'encoche correspondant à la position désirée afin de confirmer le positionnement du rotor sur le site. Sur la Figure 84 ci-après est représenté 1/6^{ème} de la machine sur *Flux 2D*. Le rotor étant aligné selon l'axe q des phases A+B (qui correspond à l'axe d de la phase C), on voit que les lignes de flux passent entre les conducteurs C^+ (en jaune) et C^- (en vert) et qu'une ligne équipotentielle passe par le milieu du pôle et des deux conducteurs aller et retour de la phase C. Un moteur spécial a été placé en-

dessous du rotor pour faire tourner lentement ce dernier, pendant qu'un opérateur vérifie sur un oscilloscope la tension induite au niveau de l'inducteur. On n'a pas obtenu de tension nulle pour l'axe d, mais seulement pour l'axe q.

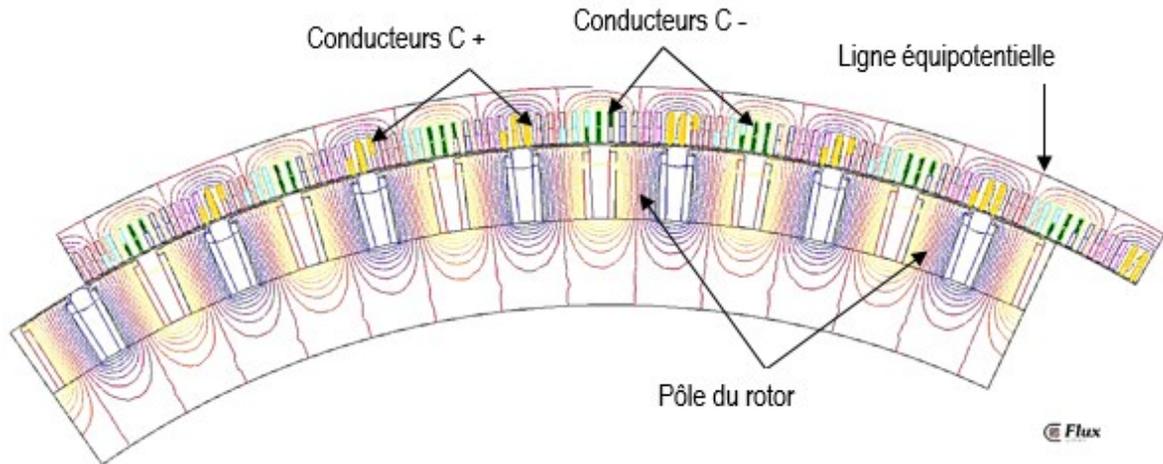


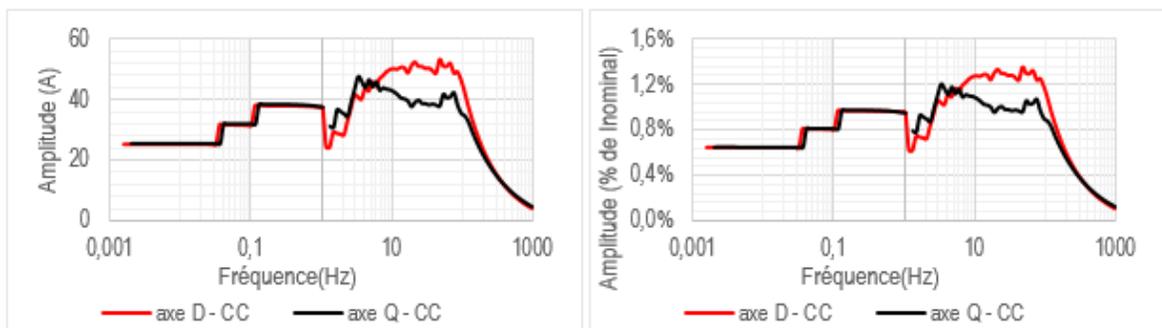
Figure 84: Simulation sur Flux 2D de la position d'axe q de MH95

8.3.2. Branchements

Étant donné que la machine étudiée est un générateur de grande puissance, les branchements ne sont pas directs comme au laboratoire pour des raisons de sécurité. La source est connectée aux phases de l'armature au niveau de l'armoire électrique contenant les PT et les CT de mesure. Entre ce point de connexion et l'ELGAR, on a utilisé 6 m de câbles AWG 10. Par conséquent, on doit prendre en compte l'influence de ces résistances additionnelles non négligeables par rapport à la résistance statorique.

8.3.3. Niveau de courant

Le courant dans l'armature n'était pas constant durant les tests. A cause de la limitation de la source, le niveau de courant lors des tests était situé entre 0.1% et 1.2% du courant nominal du stator (voir Figure 85). Le niveau de magnétisation de la machine se situe donc au pied de la courbe B(H).



8.3.4. Diviseur de tension

Étant donné que la carte d'acquisition est limitée à ± 10 V, il a fallu adapter le gain de la carte avec un diviseur de tension. Pour l'armature, on a utilisé des résistances de 50 k Ω et 1M Ω correspondant à un gain de 20.912. Pour l'inducteur, on a utilisé des résistances de 25 k Ω et 1M Ω correspondant à un gain de 40.943. Les diviseurs de tension ont été utilisés pour les hautes fréquences, soit l'intervalle [1.19 - 1000] Hz. Étant donné que le temps disponible pour le SSFR était limité dans le cadre de la campagne de mesures, on a pu réaliser un seul essai pour chaque série BF, et deux essais pour chaque série HF. Pour les séries de test avec inducteur en court-circuit, on a comparé l'impédance opérationnelle $Z_{dlq}(s)$ (Figure 86 et Figure 87). Pour les séries de test avec inducteur en circuit ouvert, on a comparé l'impédance de transfert à inducteur ouvert $Z_{af0}(s)$.

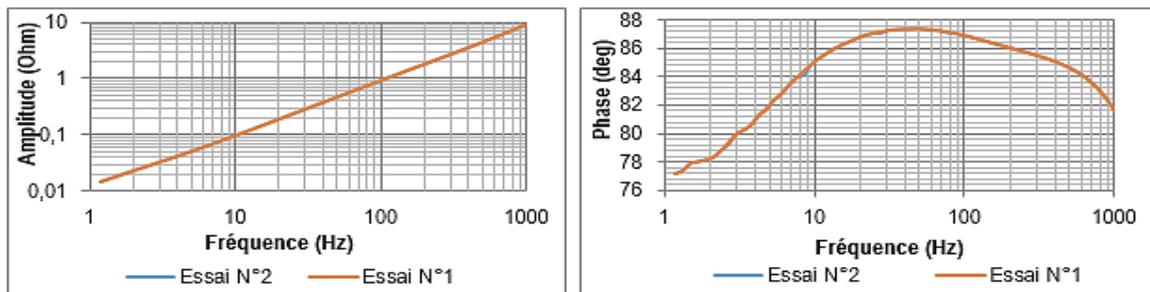


Figure 86: Comparaison de deux essais HF - axe D - CC

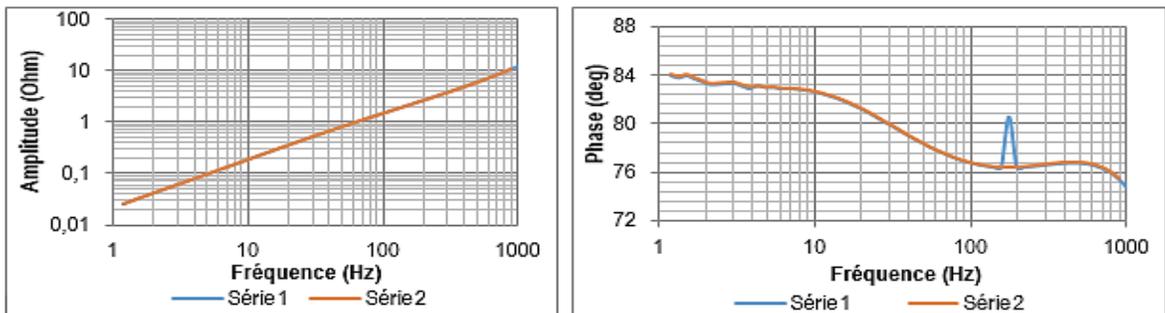


Figure 87: Comparaison de deux essais HF - axe Q - CC

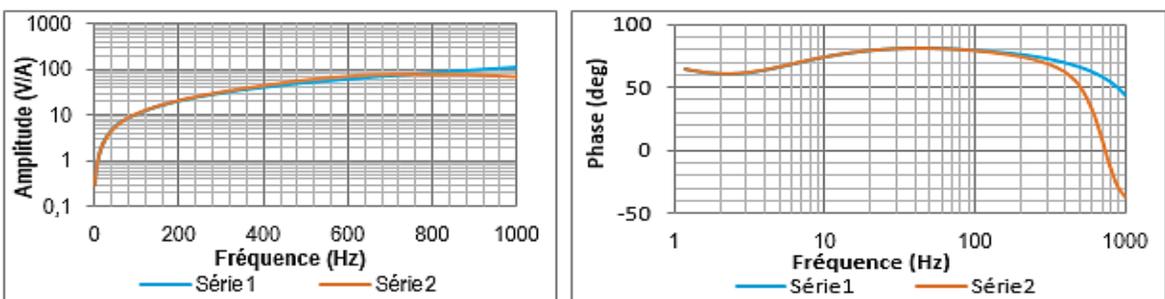


Figure 88: Comparaison de deux essais HF - axe D - CO

Ainsi, on a retenu l'essai 1 pour l'axe d – CC, l'essai 2 pour l'axe q – CC et l'essai 2 pour l'axe d – CO.

8.3.5. Programme Labview

Le même programme Labview que pour les 2 autres machines pilote le SSFR de l'hydrogénérateur étudié.

8.4. Analyse des données

8.4.1. Données expérimentales et fonctions de transfert

Une fois que l'amplitude et la phase de chaque signal pour toutes les fréquences testées ont été obtenues grâce à *Matlab*, les fonctions de transfert sont calculées à partir des équations (5.1), (5.2) et (5.3). Cependant, certaines fréquences ont été écartées (Voir Figure 89), car les signaux étaient trop bruités. Ces fréquences se situent à la partie inférieure de la série « hautes fréquences » des mesures (0.9436 Hz à 4.268 Hz). Le problème principal était l'ajustement inadéquat du niveau de tension de source qui faisait que le rapport signal sur bruit de ces mesures était très mauvais.

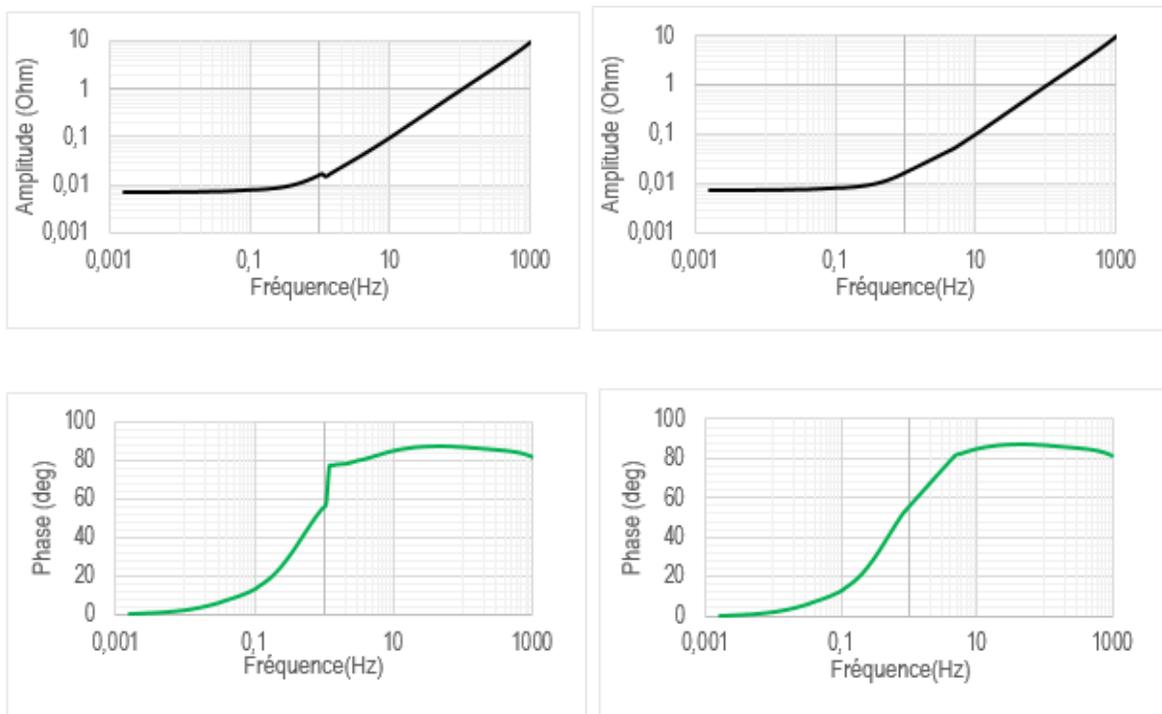


Figure 89: $Z_d(s)$ avec toutes les fréquences et avec fréquences écartées

Les données expérimentales et les résultats des calculs pour chaque fonction de transfert sont présentés dans l'Annexe E. Afin de valider l'allure des fonctions de transfert expérimentales, on a comparé celles-ci avec celles obtenues par simulation du SSFR par éléments finis.

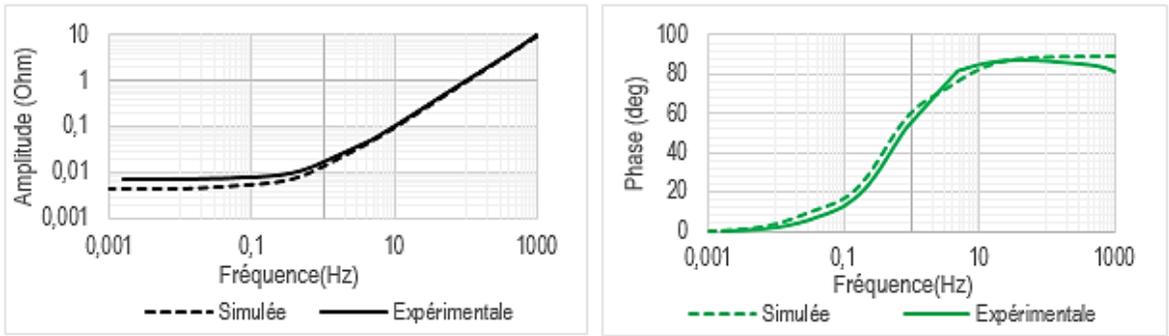


Figure 90: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ de MH95

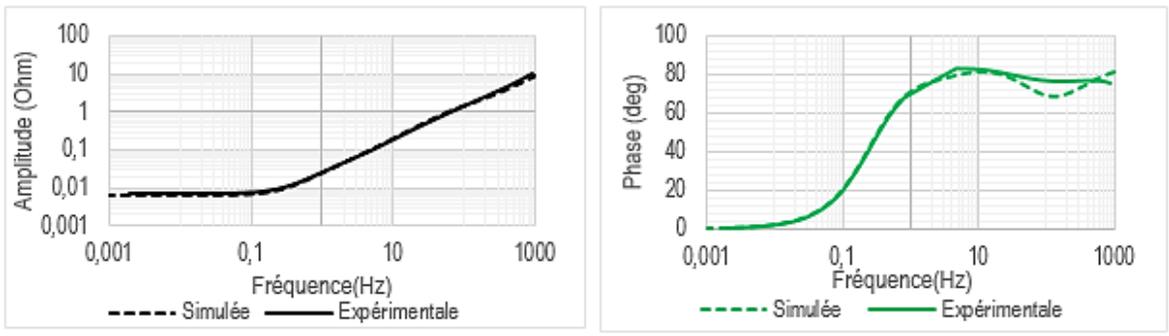


Figure 91: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ de MH95

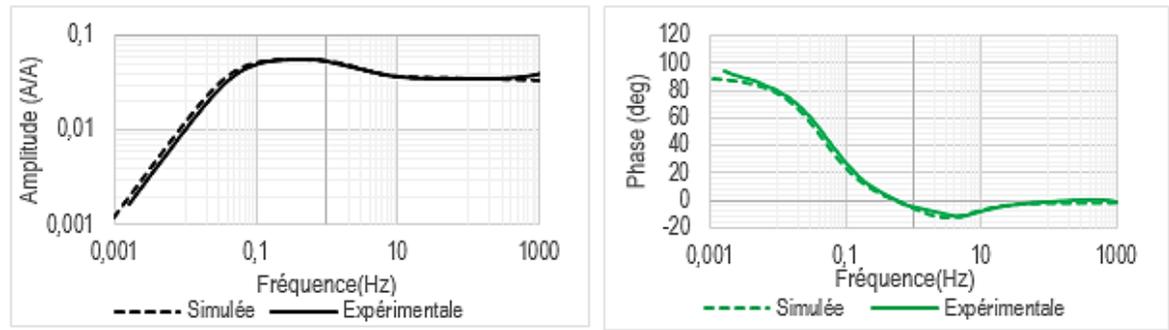


Figure 92: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ de MH95

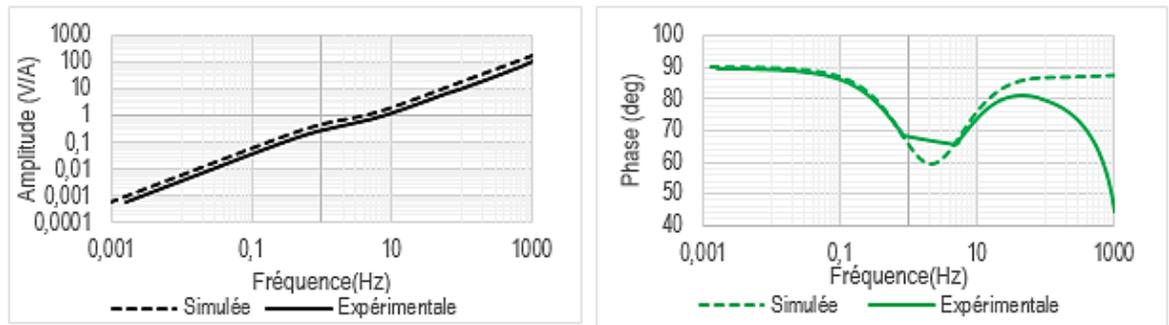


Figure 93: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{afo}(s)$ de MH95

Les courbes d'amplitude simulées et expérimentales ont globalement la même allure. On voit un décalage vers le bas de la partie basse fréquence de $Z_d(s)$ qui correspond à la résistance statorique. Ce décalage est présent mais moins visible sur $Z_q(s)$. Une variation de la température peut aussi modifier la résistance d'une phase. On note également la présence de résistances supplémentaires dues aux câbles de mesure. Pour les fonctions $sG(s)$ et $Z_{af0}(s)$, l'allure est maintenue mais on observe également un léger décalage des courbes d'amplitude. Enfin, il faut noter que le transformateur de neutre de l'armature n'a pas été déconnecté comme il se doit lors des tests dans l'axe q. L'influence de ce dernier sur les fonctions de transfert n'est pas claire.

8.4.2. Détermination de R_a , $L_d(s)$ et $L_q(s)$

La résistance de l'armature R_a est déterminée à partir de la partie réelle de $Z_d(s)$ telle que :

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} \Re(Z_d(s))$$

On utilise une courbe de tendance linéaire pour trouver la valeur moyenne de la partie basse fréquence de $\Re(Z_d(s))$. On obtient $R_a = 0.007 \Omega$.

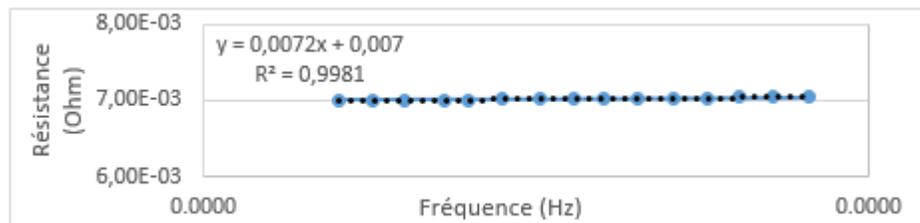


Figure 94: Basses fréquences de la partie réelle de $Z_d(s)$ pour MH95

Les calculs de $L_d(s)$ et $L_q(s)$ sont présentés dans l'Annexe E. La comparaison des fonctions de transfert expérimentales obtenues avec celles simulées par éléments finis sont montrées ci-après.

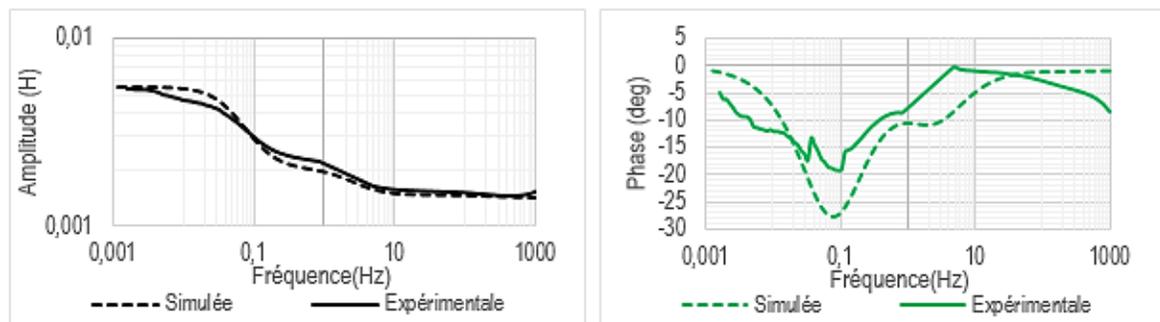


Figure 95: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ de MH95

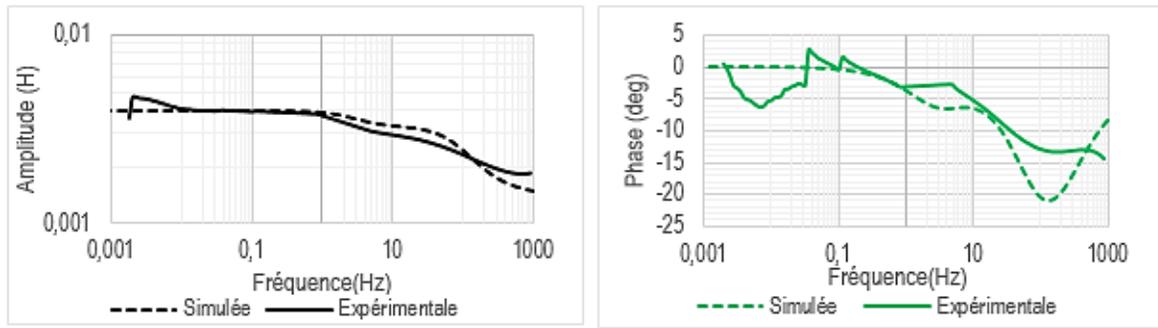


Figure 96: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ de MH95

Nous voyons sur ces figures que la phase de $L_d(s)$ et $L_q(s)$ semble être très bruitée. La première source d'erreur aurait été une mauvaise valeur de la résistance d'armature R_a . Cependant, nous pouvons observer sur la Figure 94 qu'à basses fréquences, la partie réelle de l'impédance tend bien vers une valeur constante qui correspond à R_a . La qualité des mesures peut quand même être remise en cause. Il y a également le niveau de courant très faible lors des tests (0.1% à 1.2%) qui peut influencer l'inductance de la machine.

8.4.3. Détermination de L_{ad} , N_{afd} et R'_{fd}

L'inductance de magnétisation $L_{ad} = L_d - L_a$ telle que :

$$L_d = \frac{U_{II}}{\sqrt{3} \times \omega_n \times I_{ccn} \times \frac{I_{fg}}{I_{fn}}} = \frac{13800[V_{rms}]}{\sqrt{3} \times 377[rad/s] \times 4318[A] \times \frac{550[A]}{602[A]}} = 5.357e-3[H]$$

$$\text{Le rapport de transformation } N_{afd} \text{ est : } N_{afd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{U_{II}}{\omega_n L_{ad} I_{fg}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{13800[V_{rms}]}{377[rad/s] L_{ad} 550} = \frac{0.0815}{L_{ad}}$$

La résistance de l'inducteur vu du stator R'_{fd} est :

$$R'_{fd} = \frac{3}{2} \times \frac{R_{fdmes_DC}}{N_{afd}^2} = \frac{3}{2} \times \frac{0.3016[\Omega] \times L_{ad}^2}{0.0815^2} = 68.109 L_{ad}^2$$

8.4.4. Valeurs initiales

L'ordre de grandeur du vecteur initial Γ_0 est donné par $R_a = 7 \text{ m}\Omega$ et $L_d = 5.357 \text{ mH}$ tel que :

$$\Gamma_0 = \{L_a(0), L_{fd}(0), R_{1d}(0), L_{1d}(0), L_{aq}(0), R_{1q}(0), L_{1q}(0), R_{2q}(0), L_{2q}(0)\}$$

$$= \{5,357 \times 10^{-5}, 5,357 \times 10^{-4}, 7 \times 10^{-3}, 5,357 \times 10^{-4}, 5,357 \times 10^{-3}, 7 \times 10^{-3}, 5,357 \times 10^{-4}, 7 \times 10^{-3}, 5,357 \times 10^{-4}\}$$

Les variables n'ont pas été bornées.

8.4.5. Procédure d'identification par optimisation

L'optimisation est réalisée avec les coefficients suivants

$$\omega_i = \{Z_d, L_d, sG, Z_{af0}, Z_q, L_q\} = \{1, 100, 2, 0.5, 1, 100\}$$

pour les fonctions de transfert. La minimisation de l'erreur totale pondérée ξ a été réalisée uniquement sur les amplitudes. Les figures Figure 97 à Figure 102 illustrent les résultats.

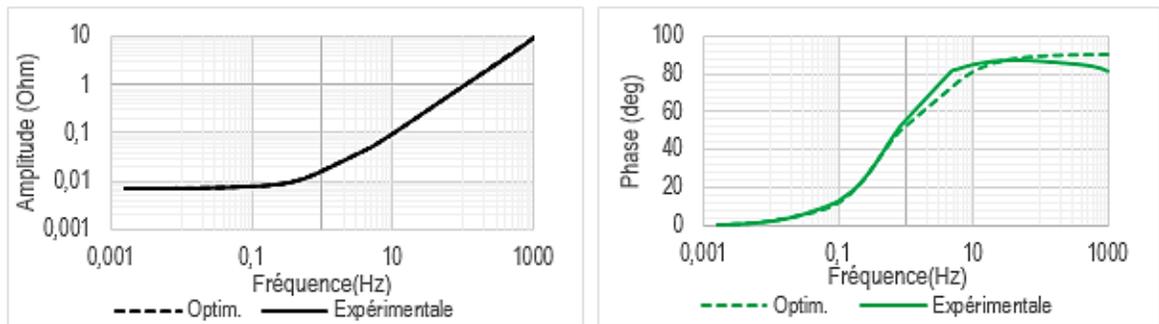


Figure 97: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_d(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

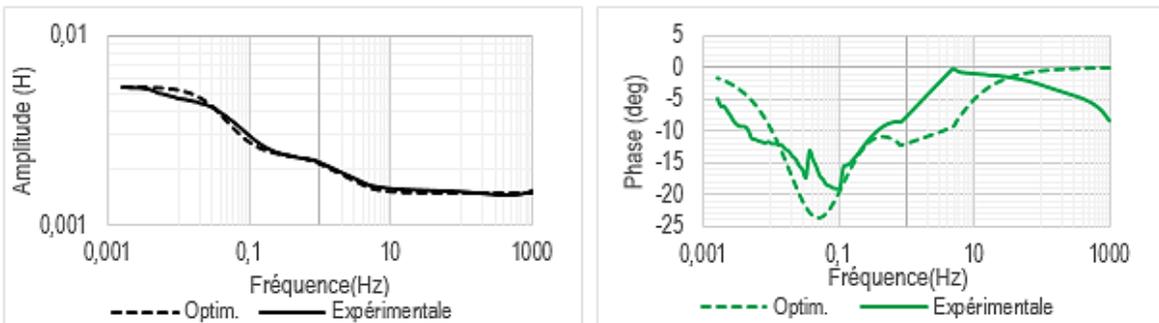


Figure 98: (a) Amplitude (b) Phase de $L_d(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

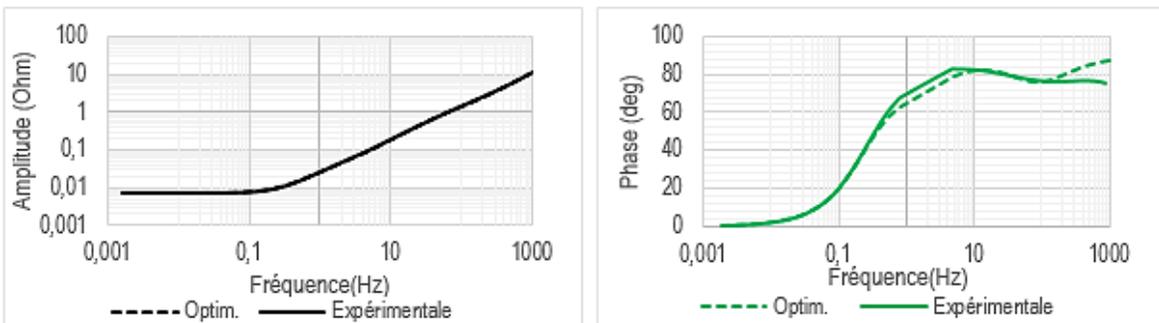


Figure 99: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_q(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

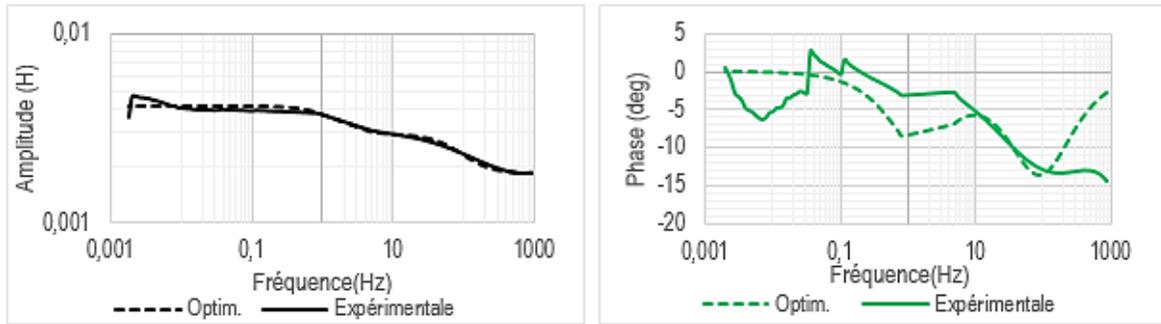


Figure 100: (a) Amplitude (b) Phase de $L_q(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

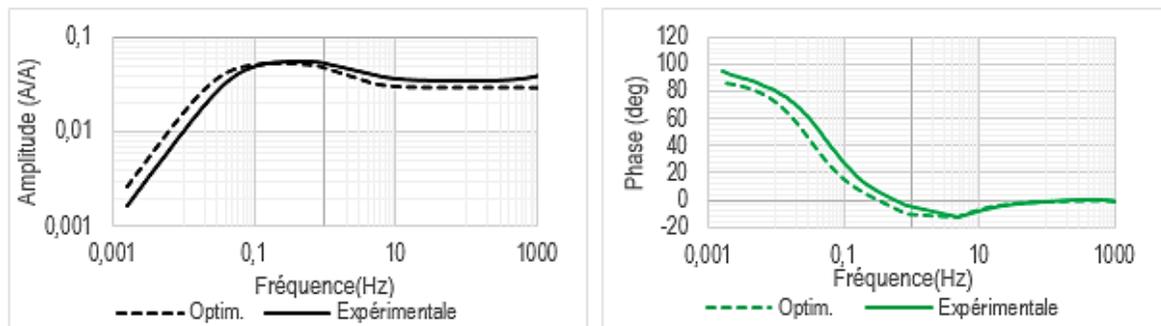


Figure 101: (a) Amplitude (b) Phase de $sG(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

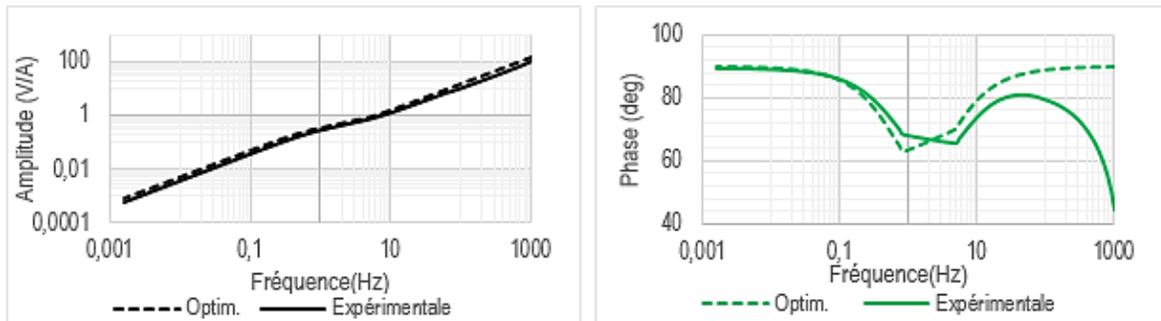


Figure 102: (a) Amplitude (b) Phase de $Z_{afo}(s)$ simulée et expérimentale pour MH95

Globalement on voit que les courbes optimisées suivent la même forme que les courbes expérimentales. Cependant, on voit des écarts sur les parties basses fréquences. Il est également intéressant de voir pour les inductances opérationnelles la « vraie » forme de phase qui correspond à l'amplitude de la fonction de transfert. Plus de poids a été donné aux impédances et inductances opérationnelles par rapport à $sG(s)$ et $Z_{afo}(s)$. Ceci semble avoir affecté l'ajustement de $sG(s)$ en particulier qui présente des divergences sur toute sa plage de fréquence, contrairement à la comparaison SSFR simulé – expérimental précédente.

8.5. Résultats et validation

8.5.1. Analyse graphique de courts-circuits

On dispose de plusieurs essais de courts-circuits triphasés brusques pour cette machine, réalisés lors de la campagne de mesure de Wanapum Dam [94]. Ces résultats permettent de déterminer les paramètres standards de la machine selon la méthode classique. Quatre essais avec respectivement un courant de 17% (test 1 du 14/08/2014), de 26% (test 2 du 14/08/2014), de 45% (test 8 du 14/08/2014) et de 62% (test 10 du 14/08/2014) du courant d'excitation nominal sont analysés. Les figures ci-dessous montrent les enveloppes supérieure et inférieure, les points extremum, la composante continue et la composante alternative du courant d'armature analysé pour chaque court-circuit. Afin de garder les figures lisibles, on montre uniquement une durée de 0.5 s sur une durée totale de 25 s d'essai.

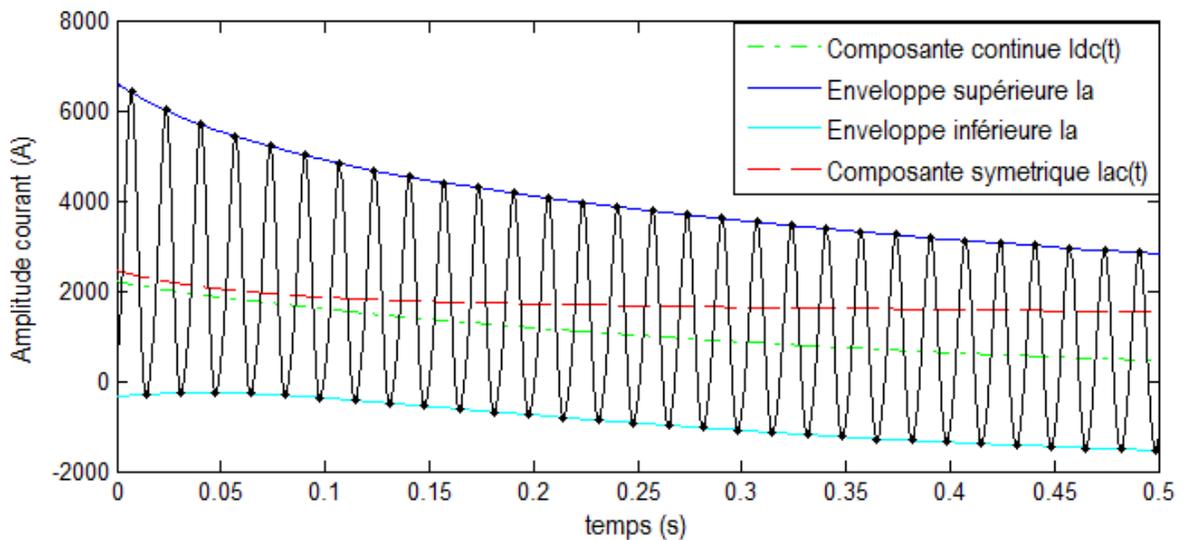


Figure 103: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 17% pour MH95

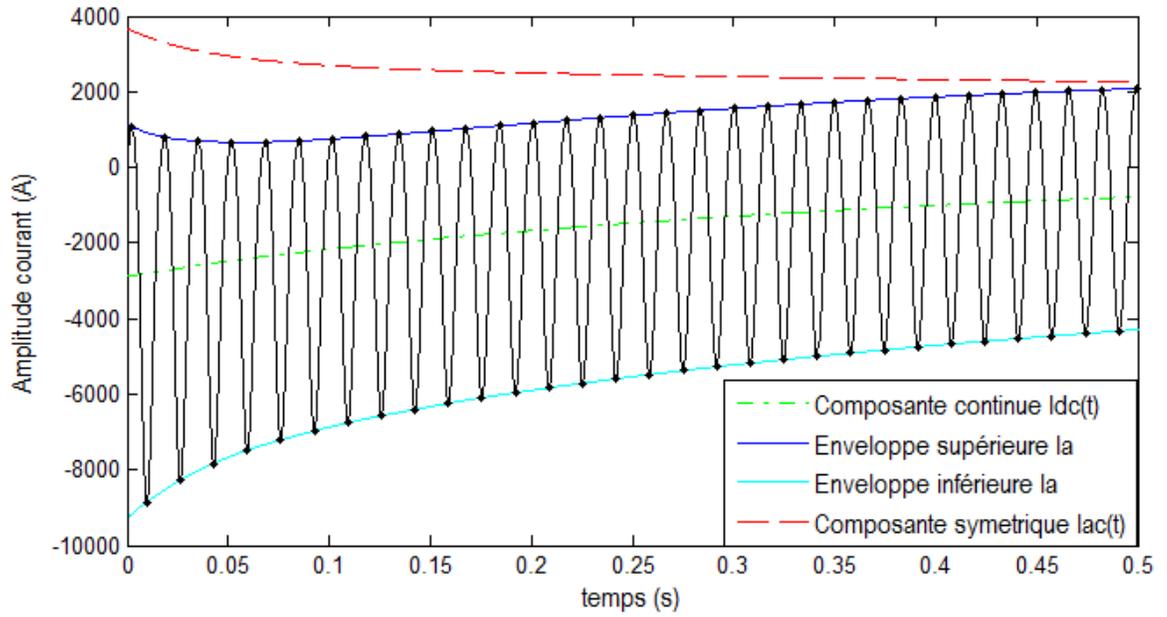


Figure 104: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 26% pour MH95

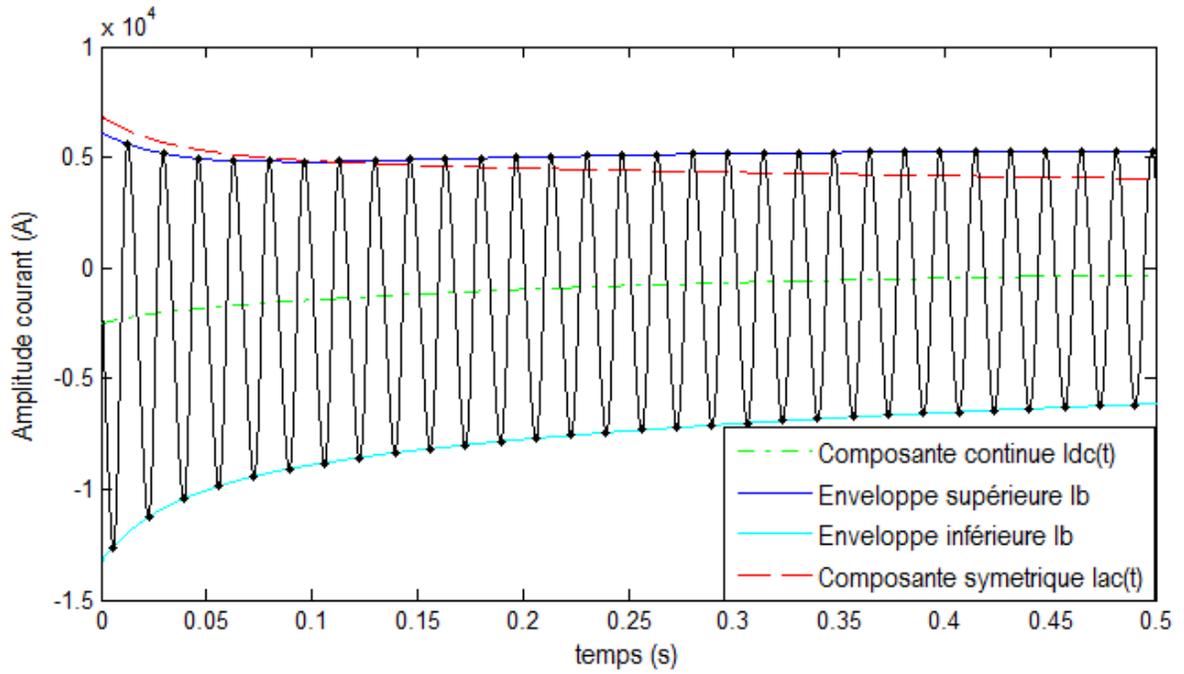


Figure 105: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 45% pour MH95

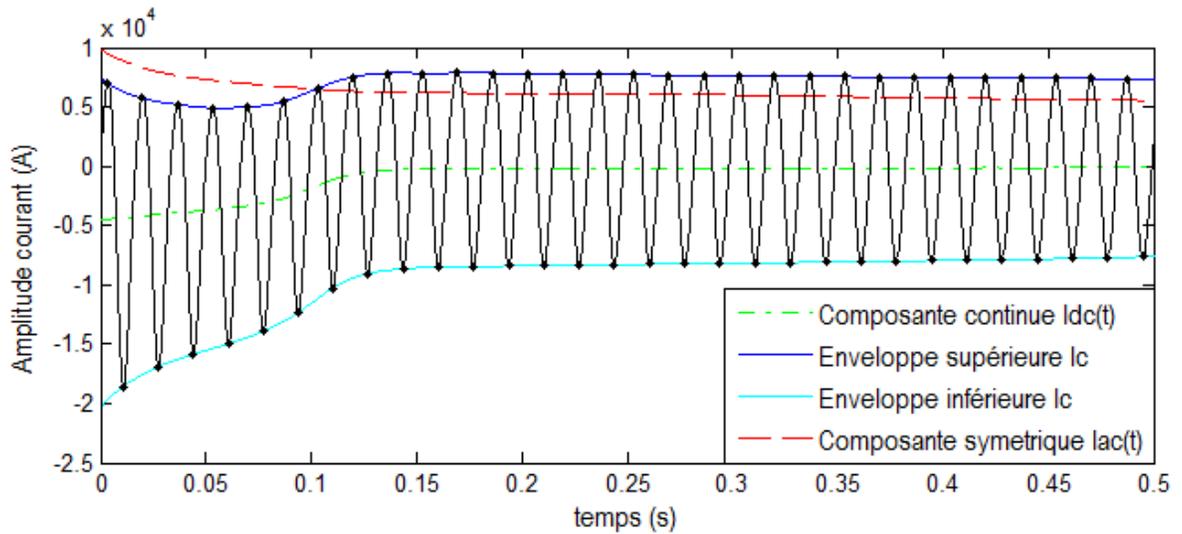


Figure 106: Analyse graphique de court-circuit triphasé à 62% pour MH95

Les paramètres standards obtenus sont montrés dans un paragraphe ultérieur avec ceux obtenus par la méthode SSFR.

8.5.2. Paramètres obtenus

Le tableau suivant résume les paramètres du circuit équivalent obtenus selon trois méthodes : SSFR expérimental, SSFR simulé par éléments finis et identification inverse.

Paramètre	SSFR expérimental	SSFR simulé par FE	Identification inverse	Unité
R_a	7.0	5.4	4.75	$m\Omega$
L_a	0.46	0.70	0.41	mH
L_{ad}	4.89	4.65	4.95	mH
L_{1d}	2.26	1.73	4.26	mH
R_{1d}	39.70	44.82	71.6	$m\Omega$
L_{fd}	3.16	1.92	3.06	mH
R'_{fd}	1.63	2.07	2.50	$m\Omega$
L_{aq}	3.65	3.22	4.04	mH
L_{1q}	7.76	11.83	5.12	mH
R_{1q}	91.29	252.21	180.96	$m\Omega$
L_{2q}	3.08	1.22	3.60	mH
R_{2q}	2540	2145	3469	$m\Omega$
N_{afd}	16.66	17.53	16.48	

Tableau 15: Paramètres R-L obtenus par SSFR pour MH95

La valeur de résistance d'armature trouvée durant le test SSFR doit être remplacée par la vraie valeur mesurée en DC de manière plus précise et ajustée selon la température de tests. Ainsi, pour les simulations, on a utilisé une valeur de 4.75 mΩ (selon un rapport d'essai fourni par l'exploitant) au lieu de 7 mΩ. Généralement, les paramètres circuit obtenus par SSFR expérimental sont proches des valeurs obtenues par identification inverse. Quelques points sont en commun pour les trois méthodes : les inductances de magnétisation L_{ad} et L_{aq} ont des valeurs similaires, les rapports de transformation N_{afd} ont des valeurs proches, la résistance du 2^{ème} circuit amortisseur d'axe q est très grande par rapport à celle du 1^{er} circuit d'axe q. Les paramètres obtenus par simulation FE sont différents des deux autres méthodes. Ils dépendent de la fiabilité des données géométriques et des caractéristiques des matériaux utilisés pour le modèle Flux 2D.

Les paramètres standards obtenus par SSFR expérimental, SSFR simulé et méthode classique sont présentés ci-après.

Paramètre	SSFR expérimental	SSFR simulé	Analyse graphique (CC à 17%)	Analyse graphique (CC à 26%)	Analyse graphique (CC à 45%)	Analyse graphique (CC à 62%)	
L_d	1.007	1.007	0.939	0.970	0.968	1.014	pu
L'_d	0.445	0.387	0.448	0.461	0.437	0.433	pu
L''_d	0.282	0.275	0.324	0.330	0.307	0.288	pu
T'_d	2.266	1.275	1.919	1.871	1.830	1.741	s
T''_d	0.064	0.047	0.080	0.063	0.062	0.043	s
T'_{do}	5.122	3.321	-	-	-	-	s
T''_{do}	0.102	0.066	-	-	-	-	s
L_q	0.77	0.74	-	-	-	-	pu
L'_q	0.550	0.597	-	-	-	-	pu
L''_q	0.345	0.287	-	-	-	-	pu
T'_q	0.091	0.050	-	-	-	-	s
T''_q	0.0013	0.0008	-	-	-	-	s

T'_{qo}	0.128	0.062	-	-	-	-	s
T''_{qo}	0.0021	0.0017	-	-	-	-	s

Tableau 16: Paramètres standards obtenus pour le générateur hydro de 95 MVA

Les paramètres standards dans l'axe direct obtenus par SSFR expérimental et selon l'analyse graphique de court-circuit triphasé sont similaires. L'inductance synchrone se situe autour de 1 pu, l'inductance transitoire autour de 0.4 pu ($\pm 3\%$ de différence) et l'inductance subtransitoire autour de 0.3 pu. Les constantes de temps sont également proches ($T'd \approx 2$ sec, $T''d \approx 0.06$ sec). Par contre les paramètres obtenus par SSFR simulé sont un peu plus éloignés, en particulier la constante de temps transitoire.

8.5.3. Simulations avec modèle dq de Matlab-Simulink

Les simulations pour ce générateur de grande puissance utilisent le même programme que celles des générateurs de laboratoire précédents. Les paramètres de la machine ont été changés, ainsi que les données initiales en entrée telles que la position initiale du rotor, la vitesse de rotation, la tension de l'inducteur et l'instant de court-circuit pour chaque essai. Pour cette machine, cinq essais en courts-circuits brusques avec neutre non-connecté ont été réalisés et simulés : trois triphasés avec un courant d'excitation de 106 A (soit 17% du courant nominal), de 159 A (soit 26%) et de 271.5 A (soit 45%) et deux biphasés à 17% et de 26% d'excitation.

Les réponses de l'inducteur et de l'armature entre simulations et expérience sont montrées sur les figures suivantes pour le court-circuit triphasé à 17%. On peut observer que la constante de temps de l'inducteur est bien reproduite sur la

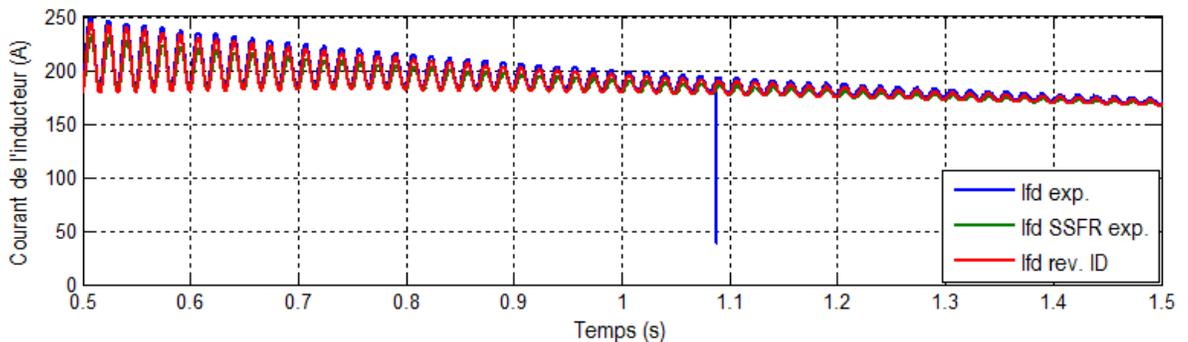


Figure 107 (vue générale), par contre il y a un certain écart sur l'amplitude des oscillations pour le SSFR expérimental.

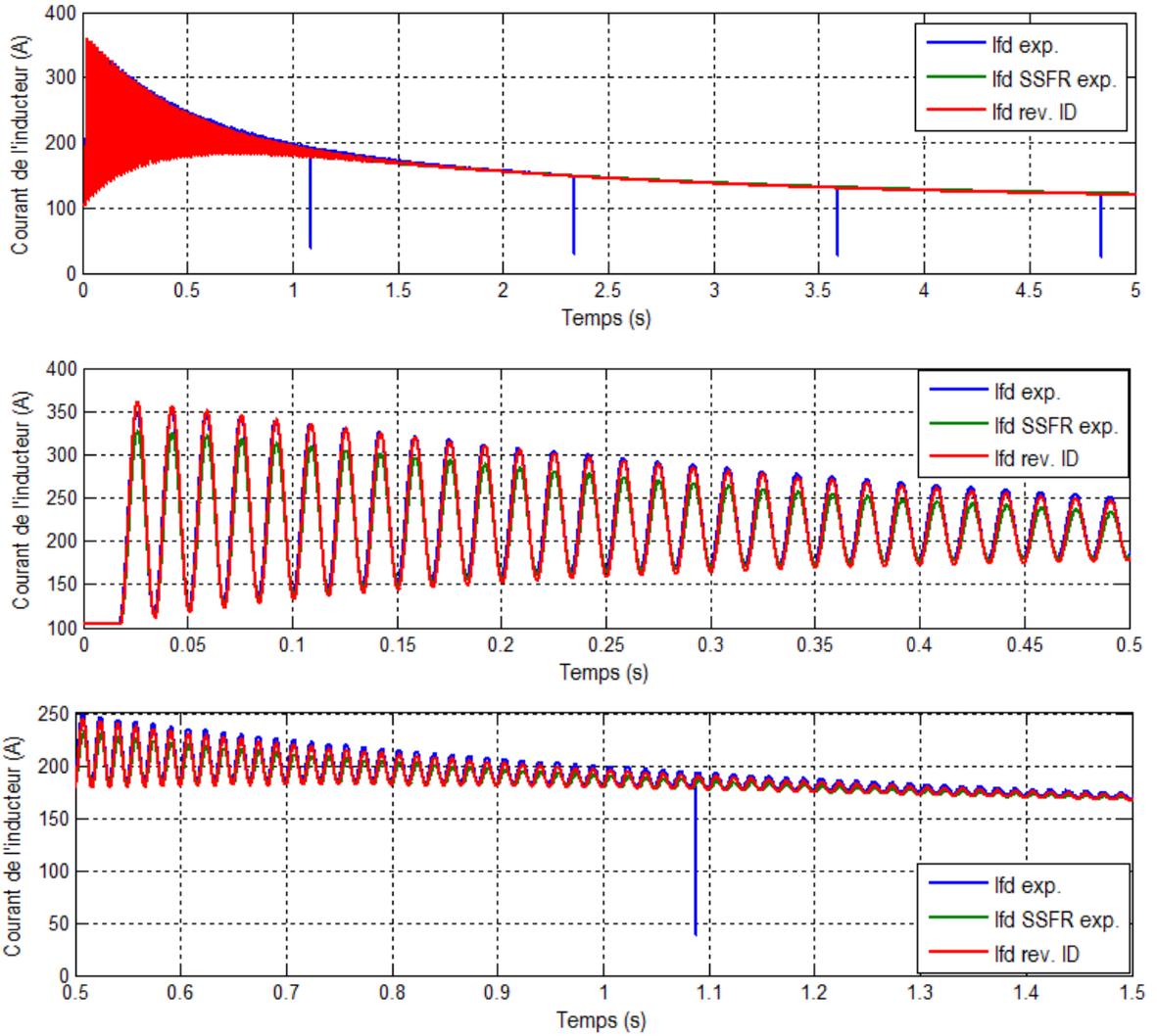
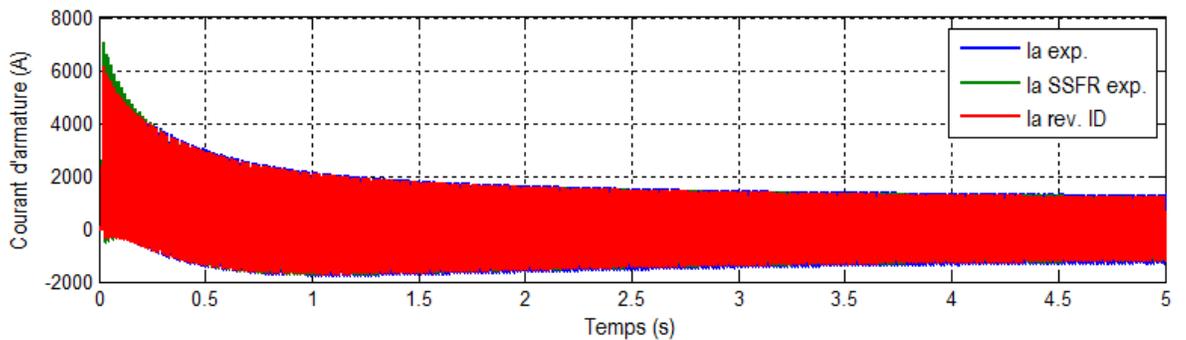


Figure 107: Court-circuit triphasé à 17% - Courant inducteur (vues générale et détaillées)

Sur la Figure 108, on voit que le courant d'armature est très bien reproduit sur toute la durée de la simulation du court-circuit triphasé à 17%.



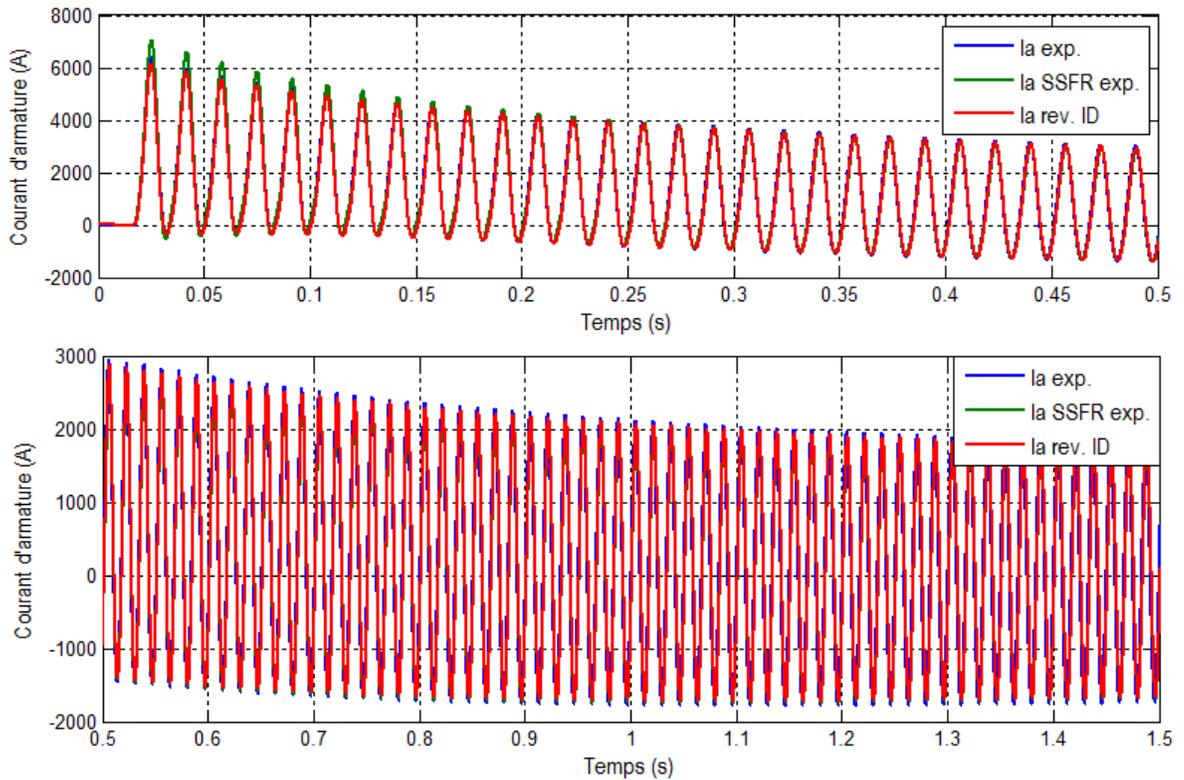


Figure 108: Court-circuit triphasé à 17% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation du court-circuit triphasé à 26%. La forme générale du courant inducteur, en particulier la décroissance de la composante continue, est bien représentée (Figure 109). Le courant de régime permanent est également au bon niveau.

Il faut remarquer que le capteur de position utilisée lors de cette campagne de mesure avait une très mauvaise performance ($\pm 10^\circ$ électriques de précision). Avec cette information, on ne peut pas déduire précisément la vitesse pour l'imposer dans la simulation SPS. Cela explique le glissement sur l'axe du temps sur les figures, étant donné que l'erreur sur la position se cumule. Ainsi, le décalage horizontal sur les courbes simulées est compensé manuellement post-simulation.

On remarque cependant que les oscillations sont plus atténuées (Figure 109 vue détaillée) dans le cas du SSFR expérimental par rapport à l'expérience et à l'identification inverse.

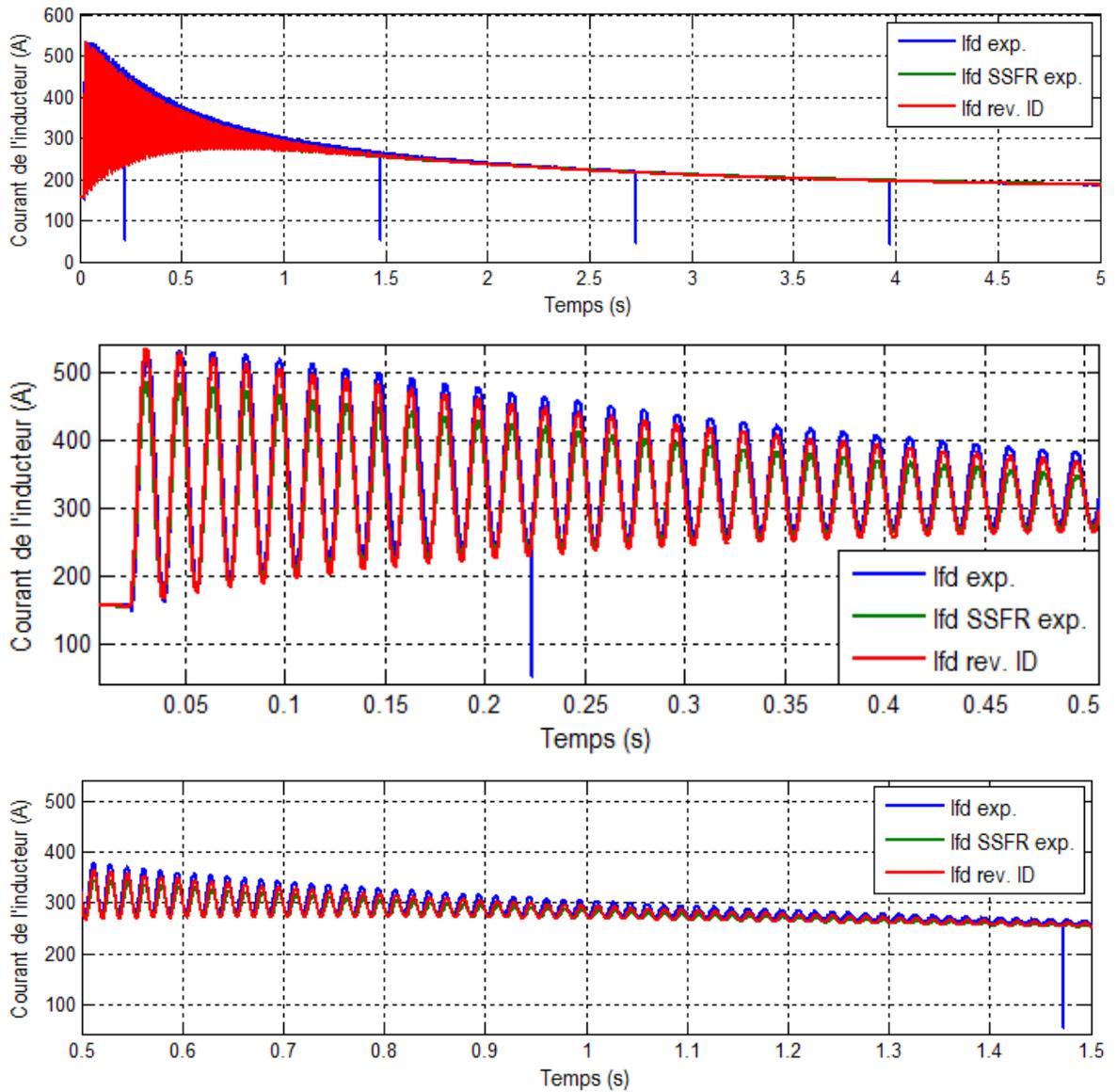


Figure 109: Court-circuit triphasé à 26% - Courant inducteur (vues générale et détaillée)

Ci-après, on voit le courant d'armature pour le court-circuit triphasé à 26%. Les formes de courant sont très bien reproduites : le régime permanent, la constante de temps et le régime transitoire. Seul le régime subtransitoire présente un peu de dépassement (4%).

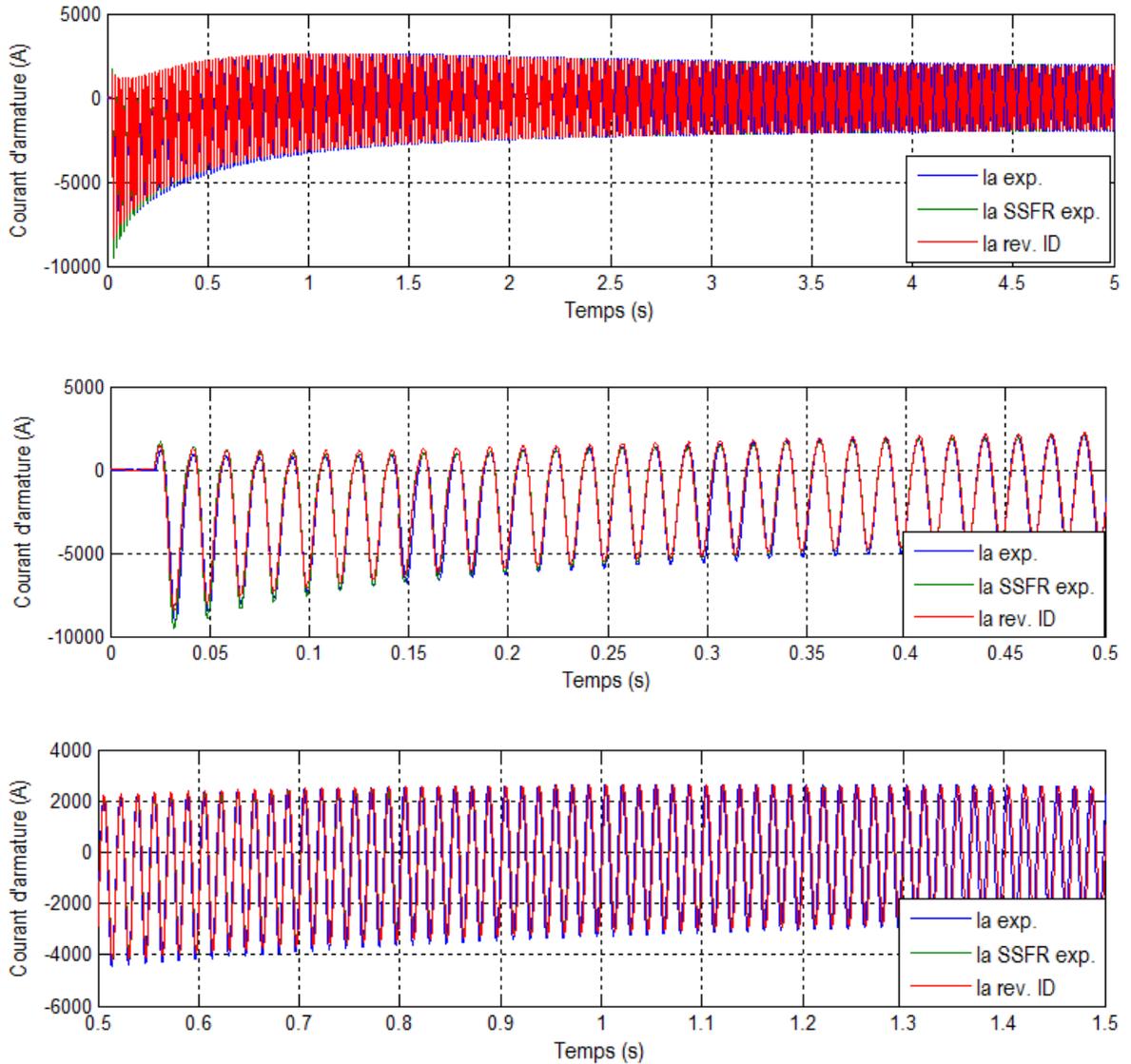


Figure 110: Court-circuit triphasé à 26% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)

Les figures suivantes illustrent les résultats obtenus pour la simulation d'un court-circuit biphasé avec neutre non-connecté à 17% du courant inducteur. On voit sur la vue détaillée du courant inducteur (Figure 111) que la forme de courant est bien reproduite. Les oscillations sont un peu atténuées (d'environ 5%), mais la constante de temps et le courant permanent sont satisfaisants. La courbe détaillée avec $0.5 < t < 1.0$ s a dû être ajustée manuellement pour compenser le décalage temporel causé par l'erreur cumulée par le capteur de position. La tension de la phase saine est également montrée à la Figure 112. On voit que la courbe est bien reproduite.

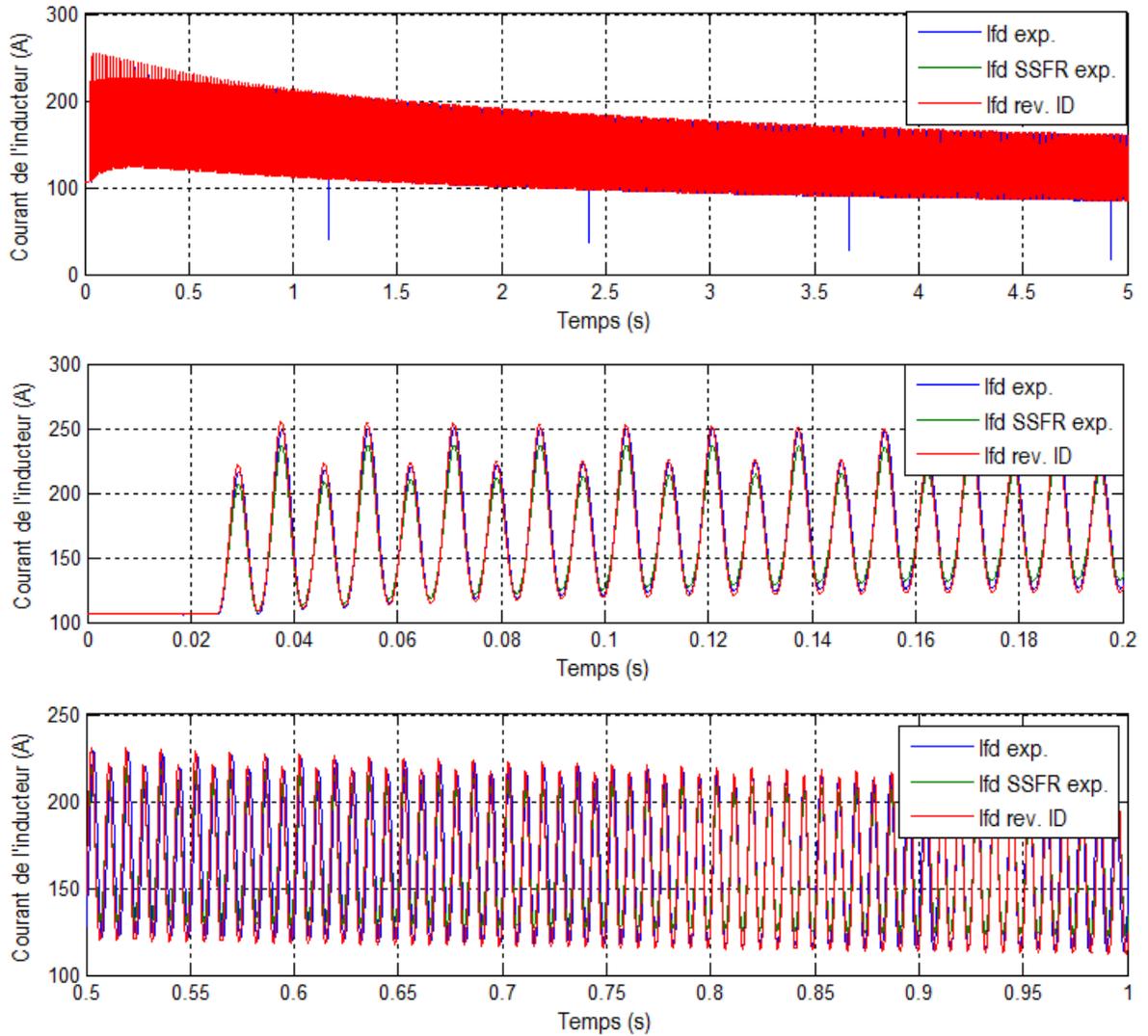


Figure 111: Court-circuit biphasé à 17% - Courant inducteur (vues générale et détaillées)

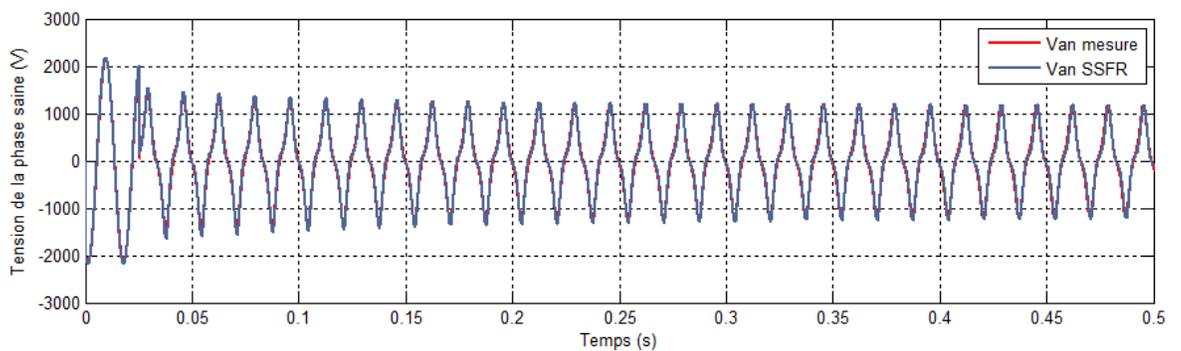


Figure 112: Court-circuit biphasé à 17% - Tension de la phase saine (vue détaillée)

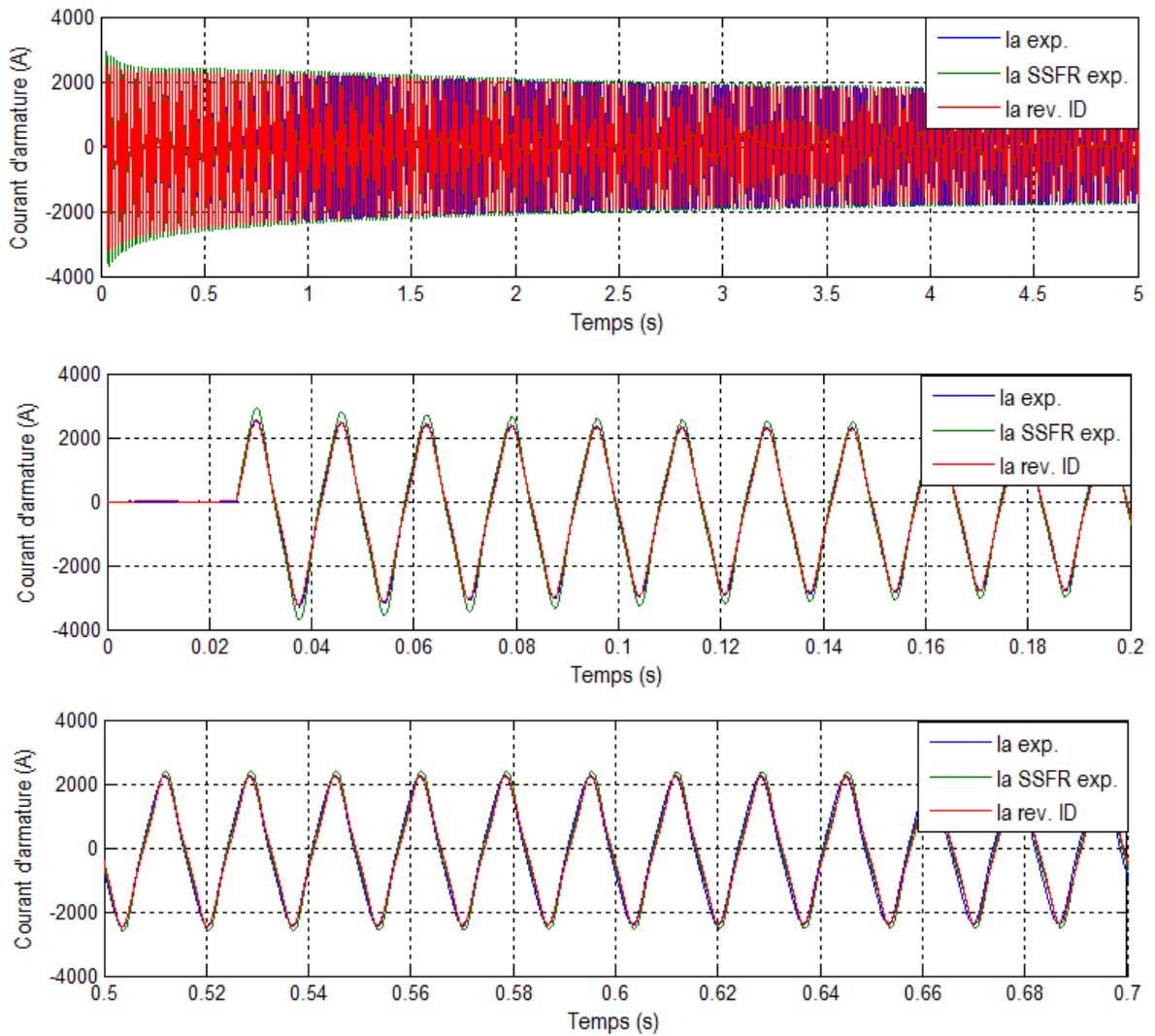


Figure 113: Court-circuit biphasé à 17% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)

La simulation de l'essai biphasé avec neutre non-connecté avec un courant d'excitation de 26% est montrée ci-dessous. On voit que la forme de courant d'inducteur est bien reproduite par la simulation sur les trois périodes (subtransitoire, transitoire et permanent). La constante de temps de l'inducteur est également bien représentée. On note une atténuation de 5% environ des oscillations subtransitoires pour le SSFR expérimental, tandis qu'il y a un dépassement de 4% environ pour l'identification inverse sur la même période.

La tension de la phase saine est montrée ci-après. On constate que la forme est bien reproduite par la simulation.

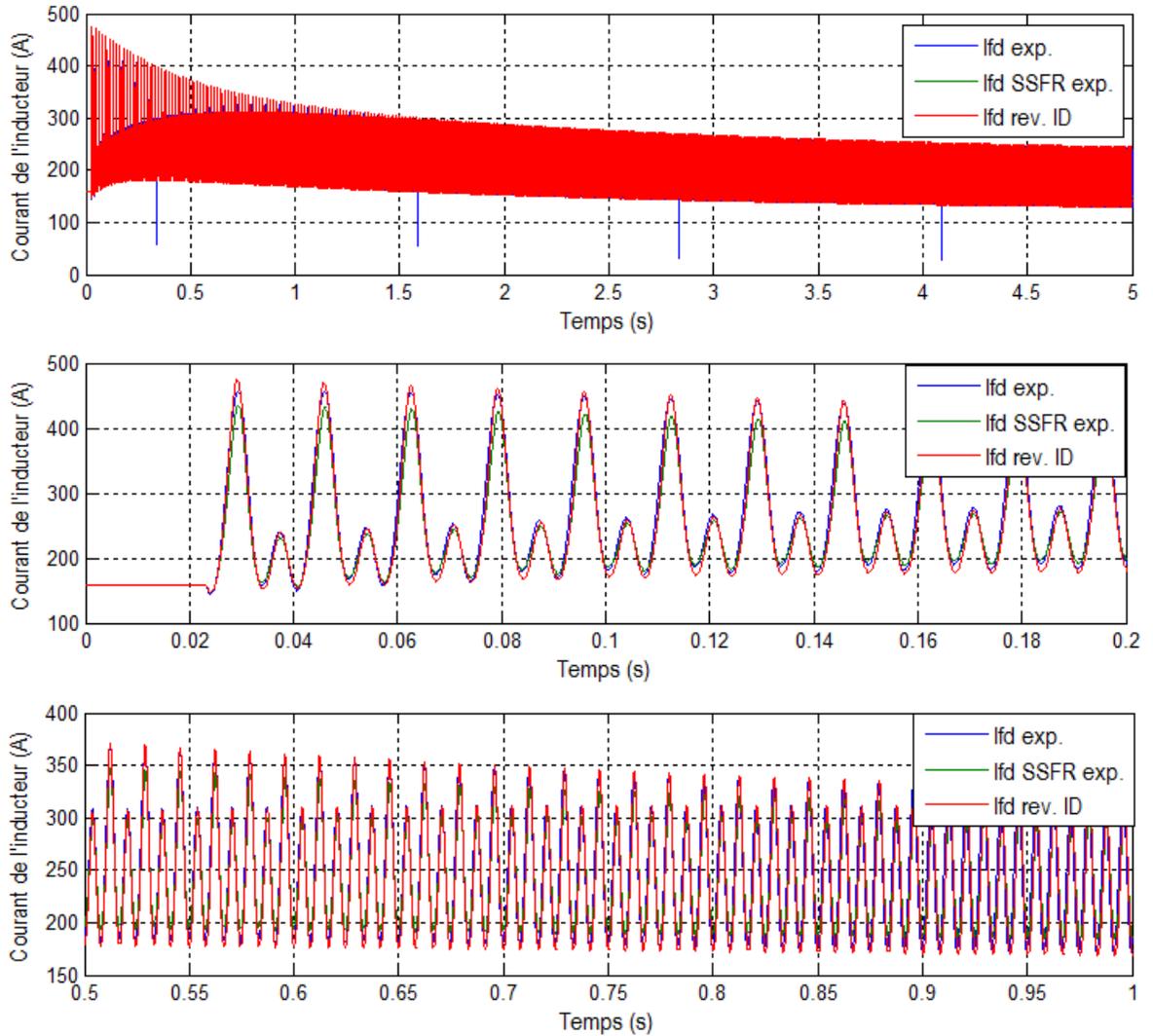


Figure 114: Court-circuit biphasé à 26% - Courant de l'inducteur (vues générale et détaillées)

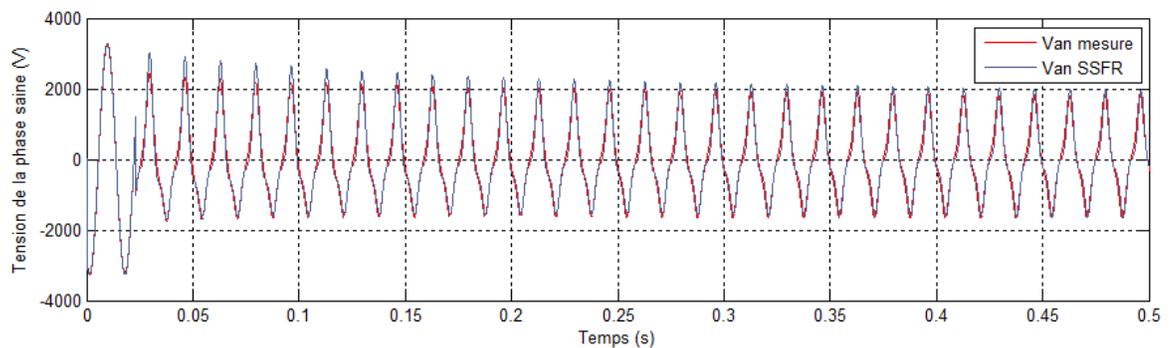


Figure 115: Court-circuit biphasé à 26% - Tension de la phase saine (vue détaillée)

Le pic initial du courant d'armature à 2 pu est reproduit par la simulation (Figure 116) avec une erreur de moins de 10%, qui est visible sur les premières oscillations ($t < 0.2$ s). Le courant de court-circuit permanent ainsi que la constante de temps de l'armature sont satisfaisants.

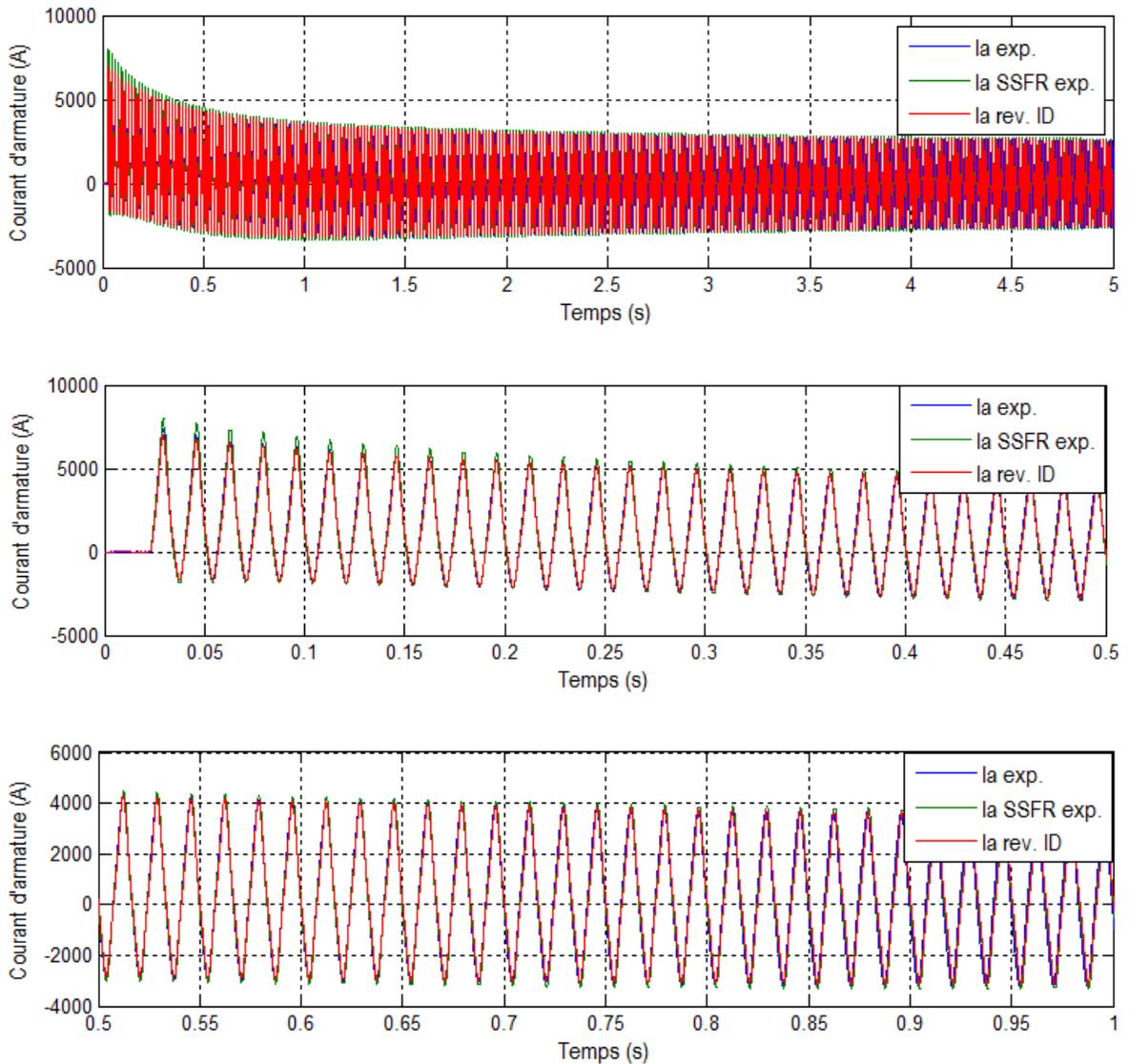


Figure 116: Court-circuit biphasé à 26% - Courant d'armature (vues générale et détaillées)

Les résultats pour la simulation du court-circuit triphasé à 45% du courant d'excitation nominal sont montrés ci-après. Il faut noter que deux types de capteur différents ont été utilisés pour mesurer les courants de phase lors des essais : bobine de Rogowski (enregistré avec le module NI9239) et capteur à effet Hall du type LEM (enregistré avec le module NI9205) branché au secondaire du transformateur de courant. Le système Rogowski/NI9239 a l'avantage d'être linéaire (non affecté par la saturation à fort

courant), cependant il présente une composante continue qui a tendance à dériver avec le temps. Par contre le module NI9239 sur lequel les signaux sont enregistrés a une fréquence d'échantillonnage précise de 50000 échantillons/s. De l'autre côté, l'ensemble LEM/CT/NI9205 est affecté par la saturation pour des niveaux de courant élevés, ce qui modifie les formes de courant. De plus, le module NI9205 ne possède pas d'horloge interne, ce qui fait que la fréquence d'échantillonnage réelle du système n'est pas précise. Ainsi, pour les court-circuits à faible courant d'excitation, les signaux enregistrés par ces deux capteurs sont identiques. Cependant, pour le court-circuit à 45% du courant nominal, on voit que les deux capteurs ne donnent pas la même forme de courant (voir Figure 117).

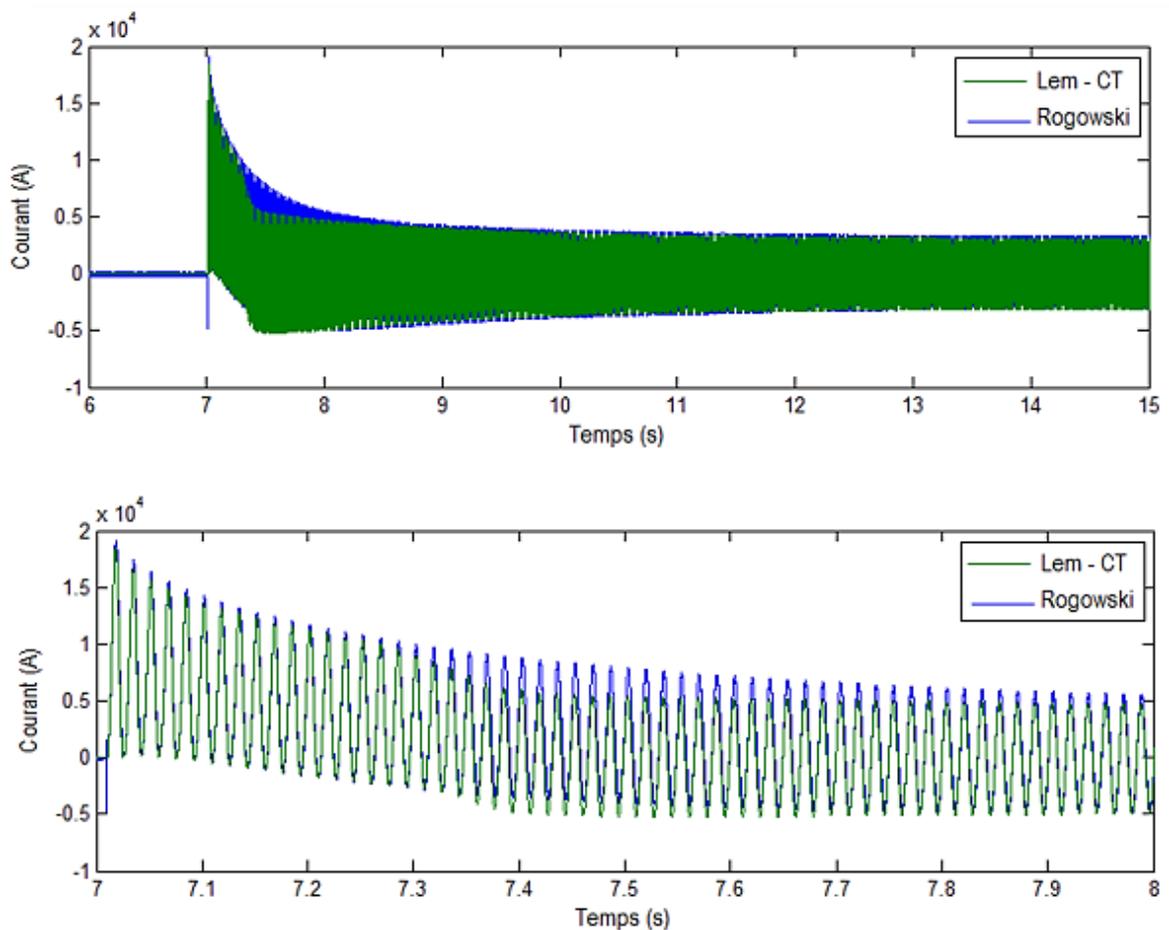


Figure 117: Comparaison du courant de phase mesuré par deux types de capteur (vues générale et détaillée)

Sur la vue générale de la Figure 118, on voit que le courant inducteur de régime permanent est correct, ainsi que la constante de temps de l'inducteur. Par contre sur la vue détaillée, on observe que la composante continue de la courbe expérimentale est très différente de celles des simulations (SSFR

expérimental et identification inverse). On note des dépassements des oscillations vers le haut et vers le bas.

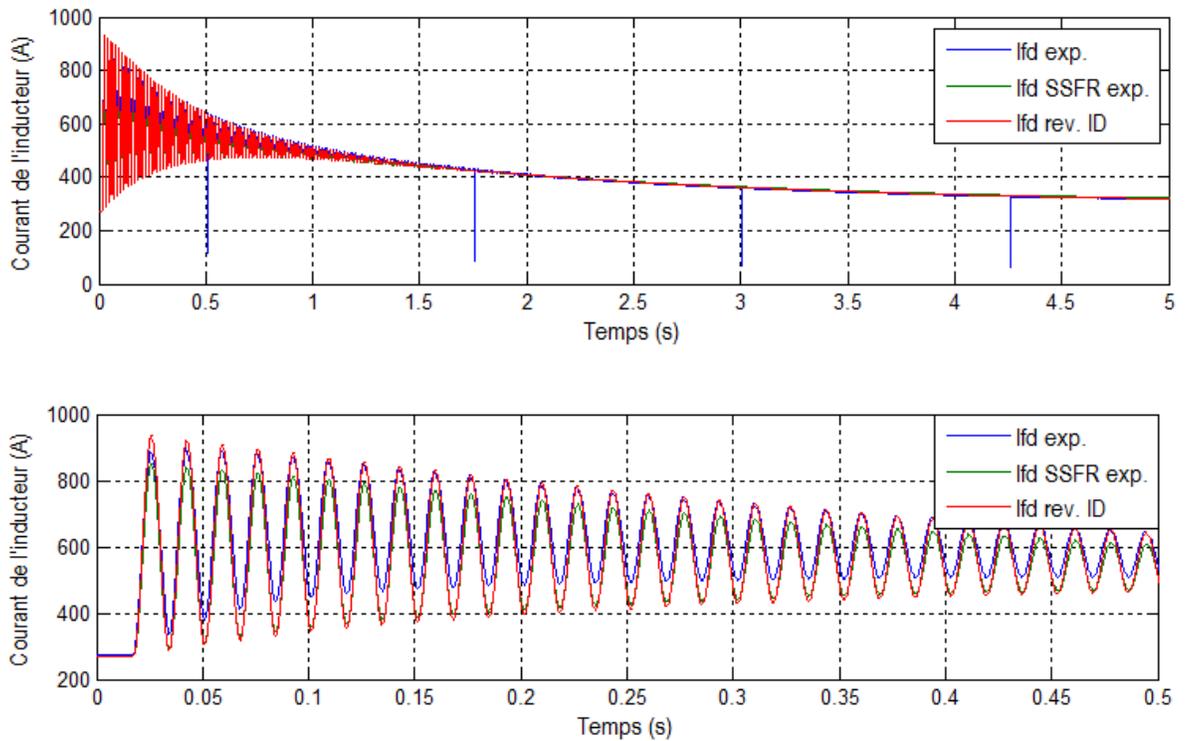
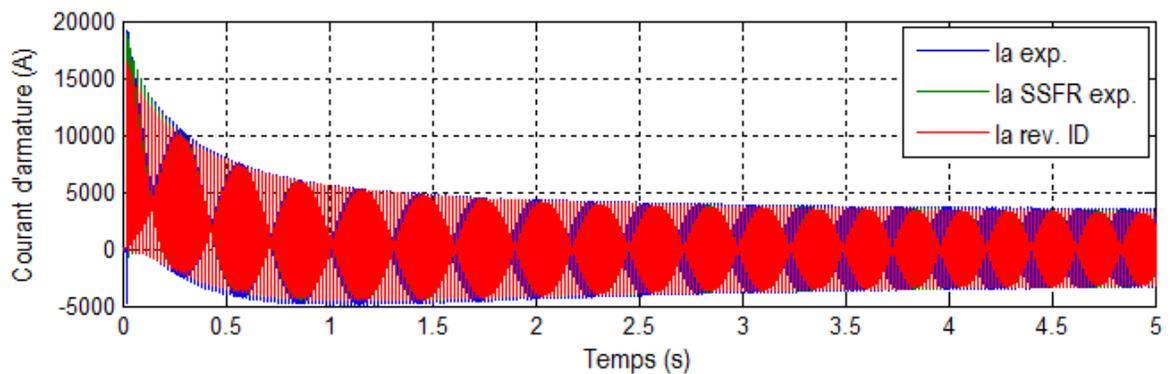


Figure 118: Courant inducteur du court-circuit triphasé à 45% (vues générale et détaillée)

Sur la vue générale de la Figure 119, on voit que le courant de court-circuit permanent est correct. En regardant la vue détaillée, on voit que le subtransitoire est bien reproduit, malgré un dépassement de 2% environ du pic de courant.



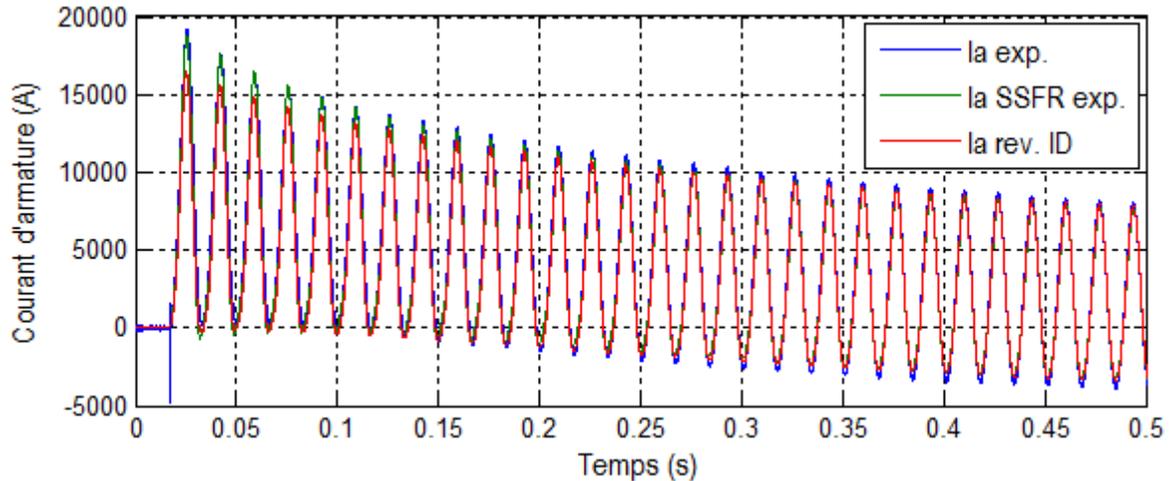


Figure 119: Courant de phase du court-circuit triphasé à 45% (vues générale et détaillée)

8.6. Conclusion

Après avoir traité les données brutes des essais SSFR, la plage de fréquence comprise entre 0.9436 et 4.268 Hz a été écartée car le rapport signal sur bruit de ces signaux est très mauvais. Il s'agit surtout des fréquences inférieures de la série HF dans l'axe d avec inducteur en court-circuit. Les fonctions de transfert obtenues expérimentalement ont été comparées avec celles obtenues par SSFR simulé selon la méthode des éléments finis. Généralement, l'allure de toutes les fonctions de transfert est reproduite. Par contre les courbes de phase sont problématiques, en particulier pour $L_d(s)$ et $L_q(s)$. Plusieurs pistes sont à mettre en cause : les résistances supplémentaires ajoutées par la longueur de câbles entre la source et le point de connexion des phases, le niveau de courant de test très faible (0.1% à 1.2% du courant nominal du stator) qui influence l'inductance et le fait que le transformateur de neutre de l'armature n'ait pas été déconnecté lors des essais dans l'axe q.

En ce qui concerne le processus d'optimisation, l'erreur a été calculée uniquement sur les amplitudes. La pondération maximale a été mise sur $L_d(s)$ et $L_q(s)$ à 100, puis $sG(s)$ à 2 et enfin $Z_{afo}(s)$ à 0.5. Le résultat de l'ajustement des courbes (curve-fitting) est satisfaisant, sauf pour $sG(s)$ qui présente un certain décalage sur toute sa plage de fréquence.

Pour valider les paramètres standards identifiés selon le SSFR, quatre court-circuits triphasés à 17%, 26%, 45% et 62% du courant d'excitation nominale ont été analysés graphiquement selon la méthode classique. Les résultats montrent que le SSFR et l'analyse graphique donnent des paramètres standards (réactances et constantes de temps dans l'axe d) similaires.

Concernant les paramètres R-L du circuit équivalent, on a noté que le SSFR et la méthode de l'identification inverse basée sur un modèle dq d'ordre 2, donnent des résultats qui sont proches. On a également remarqué que le 2^{ème} circuit amortisseur dans l'axe q est très résistif. Rappelons que les barreaux amortisseurs de cette machine ne forment pas une cage complète. Il n'y a que les barreaux d'un même pôle qui sont reliés ensemble.

La validation du modèle dq a été réalisée en comparant les formes de courant inducteur et courant de phase obtenues par simulations, en utilisant les paramètres R-L déterminés par SSFR expérimental et par identification inverse, avec celles mesurées durant des essais de court-circuit. Trois courts-circuits triphasés avec neutre non-connecté à 17%, 26% et 45% du courant d'excitation nominal et deux courts-circuits biphasés avec neutre non-connecté à 17% et 26% ont été réalisés. Les comparaisons montrent que les courants d'armature sont très bien reproduits sur toute la période de simulation (subtransitoire, transitoire et permanent). Les courants inducteurs sont généralement satisfaisants, puisque la constante de temps, la composante continue, la valeur finale (régime permanent) du courant sont corrects. Par contre, il y a des écarts sur l'amplitude des oscillations.

Le court-circuit à 45% présente des difficultés particulières à cause d'un problème de capteurs de courant. Les deux capteurs utilisés ne donnent pas les mêmes formes de courant, cependant le Rogowski est sans aucun doute plus performant à haut niveau de courant.

Le capteur de position a aussi été problématique durant les essais en rotation car sa précision est très faible ($\pm 10^\circ$ électriques). Ainsi, la vitesse déduite du signal de position n'était pas assez précise lors de la simulation. Ceci crée un décalage temporel, qui a été compensé manuellement post-simulation.

En conclusion, on peut dire que le modèle dq d'ordre 2 avec les paramètres R-L identifiés par la méthode SSFR est capable de reproduire le comportement du générateur hydroélectrique de 95 MVA étudié lors de perturbations de grandes amplitudes.

Conclusion

Le modèle dq est un modèle de générateur synchrone basé sur la transformation de Park. En référant les grandeurs de phase à un repère tournant lié au rotor, le champ tournant devient stationnaire dans le cas d'une machine synchrone. Cette démarche simplifie beaucoup les équations de flux-courant et les équations de tension, car la matrice d'inductances n'est plus dépendante du temps ou de la position du rotor.

Trois machines distinctes ont été étudiées pour appliquer la méthode SSFR : deux machines de laboratoire de 5.4 kVA et un générateur de grande puissance de 95 MVA. Le protocole expérimental ainsi que l'analyse des données sont détaillés pour chaque machine. Le modèle standard d'ordre 2, sans inductance de fuite différentielle a été utilisé pour toutes les machines étudiées. Ce choix permet de garantir un seul jeu de paramètres, contrairement aux modèles d'ordre $n > 2$ ayant une inductance de fuite différentielle qui possèdent $(n-1)!$ solutions différentes pour la même structure.

La fonction-objectif à minimiser prend en compte uniquement les amplitudes des fonctions de transfert lors du processus d'optimisation. L'ajustement (« curve-fitting ») des fonctions de transfert est satisfaisant pour les trois machines étudiées sur les courbes d'amplitude. Par contre, les courbes de phase sont plus problématiques. Il semble que ces dernières sont plus sensibles à des erreurs de mesure que les courbes d'amplitude. Cependant, ceci ne semblait pas affecter les performances du modèle lors des simulations.

L'analyse graphique de plusieurs courts-circuits triphasés a permis de comparer les paramètres standards obtenus par la méthode SSFR pour le turbogénérateur et l'hydrogénérateur de 95 MVA. Cette étude n'a pas été faite pour la 3eme machine.

Des essais de courts-circuits triphasés et biphasés à différents niveaux de courant d'excitation ont servi pour valider le modèle dq de chaque machine. La comparaison entre les données expérimentales et les résultats de simulation montre que modèle dq est performant pour des études de stabilité. Cependant, les défauts avec neutre connecté ainsi que le court-circuit monophasé n'ont pas été simulés et validés dans ce travail. On ne peut donc pas affirmer que le modèle sera performant pour toutes les conditions de fonctionnement.

La méthode SSFR est intéressante pour l'identification des paramètres du modèle dq car elle ne présente pas de risques pour la machine. Elle peut être réalisée durant les périodes de maintenance puisque la

machine est à l'arrêt, et la méthode peut être automatisée. Cependant, l'inconvénient majeur du SSFR est la durée prohibitive du test, ainsi que la nécessité de disposer d'équipements de mesure performants.

Plusieurs points sont à améliorer dans ce travail, notamment la prise en compte de la saturation. La méthode a été présentée sommairement, cependant, les courts-circuits utilisés n'étaient pas assez hauts pour que le phénomène de saturation soit significatif. Des techniques plus élaborées permettraient d'améliorer les performances du modèle. Deuxièmement, le courant d'armature lors des tests SSFR n'était pas toujours constant, et n'était pas très élevé dans le cas du générateur de 95 MVA. Il n'est pas encore très clair à quel point ceci peut influencer les fonctions de transfert mesurées. Troisièmement, il serait intéressant d'analyser les données avec un modèle d'un ordre plus élevé (> 2) afin de comparer les performances de ce dernier à un ordre 2 standard. Finalement, les validations devraient être réalisées pour différentes conditions de fonctionnement, et non pas limitées à des court-circuits triphasés et biphasés.

En ce qui concerne les perspectives de recherche sur le sujet, l'auteur pense que le SSFR simulé par éléments finis est prometteur. En effet, il peut être utilisé dans les deux sens. Si la géométrie et les caractéristiques physiques de la machine sont connues, le SSFR simulé peut être utilisé comme un outil de diagnostic car la réponse en fréquence a une sensibilité particulière sur les paramètres physiques de la machine qu'on ne voit pas sur les autres tests classiques. Les fonctions de transfert constitueraient dans ce cas une « signature » de la machine. Dans l'autre sens, le SSFR simulé par éléments finis permet d'ajuster les paramètres géométriques et les caractéristiques physiques d'un modèle de machine en utilisant comme référence le SSFR expérimental de celle-ci. La résolution en magnéto-harmonique du SSFR simulé permet d'économiser du temps par rapport à une caractérisation expérimentale.

Bibliographie

- [1] R. W. Lobenstein and C. Sulzberger, "Eyewitness to dc history," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 84–90, May 2008.
- [2] I. Boldea, *Synchronous generators: the electric generators handbook*. Boca Raton, FL : CRC/Taylor & Francis, 2006.
- [3] M. V. K. Chari, S. H. Minnich, Z. J. Csendes, J. Berkery, and S. C. Tandon, "Load Characteristics of Synchronous Generators by the Finite-Element Method," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, no. 1, pp. 1–13, Jan. 1981.
- [4] J. P. A. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*. CRC Press, 2003.
- [5] S. Salon, *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. Springer US, 1995.
- [6] P. Subramaniam and O. P. Malik, "Digital simulation of a synchronous generator in direct-phase quantities," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 118, no. 1, pp. 153–160, Jan. 1971.
- [7] J. R. Marti and K. W. Louie, "A phase-domain synchronous generator model including saturation effects," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 12, no. 1, pp. 222–229, Feb. 1997.
- [8] K. W. Louie, "A New Accurate Phase-Domain Synchronous Generator Model for Transient Simulation," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006. CCECE '06, 2006*, pp. 2245–2248.
- [9] "The Use of Direct Time-Phase Domain Synchronous Generator Model in Standard EMTP-Type Industrial Packages," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 6, pp. 63–65, Jun. 2001.
- [10] O. Rodriguez and A. Medina, "Synchronous machine stability analysis using an efficient time domain methodology: unbalanced operation analysis," in *2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2002*, vol. 2, pp. 677–681 vol.2.
- [11] O. Rodriguez and A. Medina, "Efficient methodology for stability analysis of synchronous machines," *Gener. Transm. Distrib. IEE Proc.*, vol. 150, no. 4, pp. 405–412, Jul. 2003.
- [12] M. A. Abdel-Halim and C. D. Manning, "Direct phase modelling of synchronous generators," *Electr. Power Appl. IEE Proc. B*, vol. 137, no. 4, pp. 239–247, Jul. 1990.
- [13] B. Rouached, M. Bergeron, J. Cros, and P. Viarouge, "Transient Fault Responses of a Synchronous Generator with a Coupled Circuit Model," *IEMDC Conf*, May 2015.
- [14] O. Rodriguez and A. Medina, "Fast periodic steady state solution of a synchronous machine model in phase coordinates incorporating the effects of magnetic saturation and hysteresis," in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2001, 2001*, vol. 3, pp. 1431–1436 vol.3.
- [15] T. Xiaoping, *Contribution à la modélisation et à la simulation de la machine synchrone soumise à des défauts internes*. Thèse présentée à l'ETS, 2005.
- [16] E. Deng and N. A. O. Demerdash, "A coupled finite-element state-space approach for synchronous generators. I. model development," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 32, no. 2, pp. 775–784, Apr. 1996.
- [17] E. Deng, N. A. O. Demerdash, J. G. Vaidya, and M. J. Shah, "A coupled finite-element state-space approach for synchronous generators. II. Applications," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 32, no. 2, pp. 785–794, Apr. 1996.
- [18] F. Deng, *A time stepping coupled finite element-state space modeling environment for synchronous machine performance and design analysis in the ABC frame of reference*. Ph. D. Thesis Clarkson Univ., 1994.
- [19] J. Mathault, M. Bergeron, S. Rakotovololona, J. Cros, and P. Viarouge, "Influence of discrete inductance curves on the simulation of a round rotor generator using coupled circuit method," *Electrimacs'2014*, May 2014.

- [20] T. W. Nehl, F. A. Fouad, and N. A. Demerdash, "Determination of Saturated Values of Rotating Machinery Incremental and Apparent Inductances by an Energy Perturbation Method," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-101, no. 12, pp. 4441–4451, Dec. 1982.
- [21] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Am. Inst. Electr. Eng. Trans. Of*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, Jul. 1929.
- [22] D. C. Aliprantis, S. D. Sudhoff, and B. T. Kuhn, "A Synchronous Machine Model With Saturation and Arbitrary Rotor Network Representation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 584–594, Sep. 2005.
- [23] R. G. Harley, D. J. N. Limebeer, and E. Chirricozzi, "Comparative study of saturation methods in synchronous machine models," *Electr. Power Appl. IEE Proc. B*, vol. 127, no. 1, pp. 1–7, Jan. 1980.
- [24] D. Gu and C. Guo, "DCNN Based Saturation Model for Round Rotor Synchronous Generator," in *International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence, 2009. AICI '09, 2009*, vol. 2, pp. 515–519.
- [25] A. M. El-Serafi, A. S. Abdallah, M. K. El-Sherbiny, and E. H. Badawy, "Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, no. 4, pp. 815–823, Dec. 1988.
- [26] K. A. Folly and K. Kaberere, "Generator saturation modelling using three saturation models," in *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), 2012*, pp. 482–486.
- [27] J.-C. Wang, N. D. Chiang, C.-T. Huang, and Y. T. Chen, "Identification of synchronous generator saturation models based on on-line digital measurements," *Gener. Transm. Distrib. IEE Proc.-*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, May 1995.
- [28] G. Shackshaft and P. B. Henser, "Model of generator saturation for use in power-system studies," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 126, no. 8, pp. 759–763, Aug. 1979.
- [29] S. Pillutla and A. Keyhani, "Neural network based saturation model for round rotor synchronous generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1019–1025, Dec. 1999.
- [30] F. P. de Mello and L. N. Hannett, "Representation of Saturation in Synchronous Machines," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 1, no. 4, pp. 8–14, Nov. 1986.
- [31] Q. Y. Wang and A. Moshref, "Saturation factors and T^{do} in WECC/NERC generator model validation," in *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011*, pp. 000593–000596.
- [32] E. Levi, "Saturation modelling in d-q axis models of salient pole synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 1, pp. 44–50, Mar. 1999.
- [33] T. A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines*, 2nd ed. CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.
- [34] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*. New York ; Montreal : McGraw-Hill, 1994.
- [35] Y. Cui, H. W. Dommel, and W. Xu, "A comparative study of two synchronous Machine modeling techniques for EMTP Simulation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 462–463, Jun. 2004.
- [36] L. Wang, J. Jatskevich, and H. W. Dommel, "Re-examination of Synchronous Machine Modeling Techniques for Electromagnetic Transient Simulations," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 22, no. 3, pp. 1221–1230, Aug. 2007.
- [37] M. Ghomi and Y. N. Sarem, "Review of synchronous generator parameters estimation and model identification," in *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International*, 2007, pp. 228–235.
- [38] I. Kamwa, M. Pilote, H. Carle, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, and M. Crappe, "Computer software to automate the graphical analysis of sudden-short-circuit oscillograms of large synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 3, pp. 399–406, Sep. 1995.

- [39] I. Kamwa, P. Viarouge, and R. Mahfoudi, "Phenomenological models of large synchronous machines from short-circuit tests during commissioning—a classical/modern approach," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9, no. 1, pp. 85–97, Mar. 1994.
- [40] F. L. Alvarado and C. Canizares, "Synchronous machine parameters from sudden-short tests by back-solving," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 4, no. 2, pp. 224–236, Jun. 1989.
- [41] D. Harrington and J. I. Whittlesey, "The Analysis of Sudden-Short-Circuit Oscillograms of Steam-Turbine Generators," *Power Appar. Syst. Part III Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 78, no. 3, pp. 551–562, Apr. 1959.
- [42] "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 Revis. IEEE Std 115-1995*, pp. 1–219, May 2010.
- [43] "IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses," *IEEE Std 1110-2002 Revis. IEEE Std 1110-1991*, pp. 0_1–72, 2003.
- [44] S. D. Umans, J. A. Mallick, and G. L. Wilson, "Modeling of Solid Rotor Turbogenerators Part I: Theory and Techniques," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-97, no. 1, pp. 269–277, Jan. 1978.
- [45] F. S. Sellschopp and M. A. Arjona, "DC decay test for estimating d-axis synchronous machine parameters: a two-transfer-function approach," *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, vol. 153, no. 1, pp. 123–128, Jan. 2006.
- [46] V. Groza, M. Biriescu, G. Liuba, and V. Cretu, "Experimental determination of synchronous machines reactances from DC decay at standstill," in *Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001, 2001*, vol. 3, pp. 1954–1957 vol.3.
- [47] A. Keyhani, H. Tsai, and T. Leksan, "Maximum likelihood estimation of synchronous machine parameters from standstill time response data," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9, no. 1, pp. 98–114, Mar. 1994.
- [48] F. S. Sellschopp and M. A. Arjona, "Semi-analytical method for determining d-axis synchronous generator parameters using the dc step voltage test," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 3, pp. 348–354, May 2007.
- [49] M. E. Jahromi, M. Rasouli, and M. Ranjbar, "Synchronous generator parameters estimation using genetic algorithm via DC decay field tests," in *Power Tech, 2005 IEEE Russia, 2005*, pp. 1–7.
- [50] P. J. Turner, A. B. J. Reece, and D. C. MacDonald, "The DC decay test for determining synchronous machine parameters: measurement and simulation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 4, no. 4, pp. 616–623, Dec. 1989.
- [51] E. S. Boje, J. C. Balda, R. G. Harley, and R. C. Beck, "Time-domain identification of synchronous machine parameters from simple standstill tests," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 5, no. 1, pp. 164–175, Mar. 1990.
- [52] R. Wamkeue, C. Jollette, and I. Kamwa, "Advanced Modeling of a Synchronous Generator Under Line-Switching and Load-Rejection Tests for Isolated Grid Applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 3, pp. 680–689, Sep. 2010.
- [53] J. C. P. Suni, E. Ruppert, and F. Fajoni, "A guide for synchronous generator parameters determination using dynamic simulations based on IEEE standards," in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010*, pp. 1–6.
- [54] D. Hiramatsu, M. Kakiuchi, K. Nagakura, Y. Uemura, K. Koyanagi, K. Hirayama, S. Nagano, R. Nagura, and K. Nagasaka, "Analytical study on generator load rejection characteristic using advanced equivalent circuit," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006, 2006*, p. 8 pp.–.
- [55] R. Wamkeue and I. Kamwa, "Detailed analysis of load rejection test of autonomous synchronous generator," in *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001, 2001*, vol. 1, pp. 421–427 vol.1.

- [56] R. Wamkeue, F. Baetscher, and I. Kamwa, "Hybrid-State-Model-Based Time-Domain Identification of Synchronous Machine Parameters From Saturated Load Rejection Test Records," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 68–77, Mar. 2008.
- [57] E. da Costa Bortoni and J. A. Jardini, "Identification of synchronous machine parameters using load rejection test data," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 242–247, Jun. 2002.
- [58] F. P. de Mello and L. N. Hannett, "Validation of Synchronous Machine Models and Derivation of Model Parameters from Tests," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-1, no. 2, pp. 19–20, Feb. 1981.
- [59] J. J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin, "An algebraic approach for identifying operating point dependent parameters of synchronous machines using orthogonal series expansions," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 1, pp. 92–98, Mar. 2001.
- [60] J. J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin, "Synchronous machine parameter estimation using the Hartley series," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 1, pp. 49–54, Mar. 2001.
- [61] R. E. Fairbairn and R. G. Harley, "On-line measurement of synchronous machine parameters," in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1990*, 1990, pp. 134–139 vol.1.
- [62] O. Shariati, A. A. M. Zin, and M. R. Aghamohammadi, "Application of neural network observer for on-line estimation of salient-pole synchronous generators' dynamic parameters using the operating data," in *2011 4th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO)*, 2011, pp. 1–9.
- [63] R. D. Fard, M. Karrari, and O. P. Malik, "Synchronous generator model identification using Volterra series," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004*, 2004, pp. 1344–1349 Vol.2.
- [64] M. Karrari and O. P. Malik, "Identification of physical parameters of a synchronous Generator from online measurements," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 407–415, Jun. 2004.
- [65] P. L. Dandeno, P. Kundur, A. T. Poray, and H. M. Z. El-Din, "Adaptation and Validation of Turbogenerator Model Parameters Through On-Line Frequency Response Measurements," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, no. 4, pp. 1656–1664, Apr. 1981.
- [66] P. L. Dandeno, P. Kundur, A. T. Poray, and M. E. Coultres, "Validation of Turbogenerator Stability Models by Comparisons With Power System Tests," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-1, no. 4, pp. 36–36, Apr. 1981.
- [67] A. Belqorchi, *Application de la Méthode de la Réponse Fréquentielle à l'Arrêt "SSFR" sur une Machine Synchrone à Pôles Saillants de Grande Puissance*, Mémoire. École Polytechnique de Montréal, 2014.
- [68] F. S. Sellschopp and M. A. Arjona, "Determination of Synchronous Machine Parameters Using Standstill Frequency Response Tests at Different Excitation Levels," in *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International, 2007*, vol. 2, pp. 1014–1019.
- [69] J. Verbeeck, R. Pintelon, and P. Lataire, "Influence of saturation on estimated synchronous machine parameters in standstill frequency response tests," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 3, pp. 277–283, Sep. 2000.
- [70] F. Kutt, S. Racewicz, and M. Michna, "SSFR test of synchronous machine for different saturation levels using finite-element method," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 907–911.
- [71] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani, and G. Champenois, "Identification of synchronous machine by Standstill Frequency Response (SSFR) method - influence of the stator resistance -," in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010, pp. 1–5.
- [72] R. M. Saunders, "Standstill frequency-response methods and salient-pole synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1033–1037, Dec. 1999.
- [73] P. L. Dandeno, H. C. Karmaker, C. Azuaje, M. Glinkowski, I. Kamwa, S. Oliveira, S. J. Salon, R. M. Saunders, and S. Umans, "Experience with standstill frequency response (SSFR) testing and

- analysis of salient pole synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1209–1217, Dec. 1999.
- [74] P. L. Dandeno and A. T. Poray, "Development of Detailed Turbogenerator Equivalent Circuits from Standstill Frequency Response Measurements," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, no. 4, pp. 1646–1655, Apr. 1981.
- [75] O. Hernandez-Anaya, T. Niewierowicz, E. Campero-Littlewood, and R. Escarela-Perez, "Noise impact in the determination of synchronous machine equivalent circuits using SSFR data," in *2006 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 2006, pp. 1–4.
- [76] R. Escarela-Perez, T. Niewierowicz, and E. Campero-Littlewood, "Synchronous machine parameters from frequency-response finite-element simulations and genetic algorithms," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 2, pp. 198–203, Jun. 2001.
- [77] A. Blondel, "The Two-Reaction Method for Study of Oscillatory Phenomena in Coupled Alternators," *Rev. Générale L'Électricité*, vol. 13, pp. 235–251, Feb. 1923.
- [78] R. E. Doherty and C. A. Nickle, "Synchronous machines I- an extension of Blondel's two-reaction theory," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. XLV, pp. 912–947, Jan. 1926.
- [79] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines-II," *Am. Inst. Electr. Eng. Trans. Of*, vol. 52, no. 2, pp. 352–354, Jun. 1933.
- [80] P. Brutsaert, D. Laloy, P. Robert, and D. Verbeke, "Construction des machines tournantes. Éléments constitutifs," *Tech. Ing.*, vol. base documentaire : TIB252DUO., no. ref. article : d3571, Feb. 2006.
- [81] P. Brutsaert, D. Laloy, and D. Verbeke, "Construction des machines tournantes Machines à courant alternatif," *Tech. Ing.*, vol. base documentaire : TIB252DUO., no. ref. article : d3572, Feb. 2006.
- [82] *IEEE 100 : the authoritative dictionary of IEEE standards terms*, 7th ed. New York : IEEE Press, c2000.
- [83] J. Figueroa, J. Cros, and P. Viarouge, "Generalized transformations for polyphase phase-modulation motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, pp. 332–341, Jun. 2006.
- [84] A. W. Rankin, "Per-unit impedances of synchronous machines," *Electr. Eng.*, vol. 64, no. 8, pp. 569–573, Aug. 1945.
- [85] A. W. Rankin, "Per-unit impedances of synchronous machines #x2014; II," *Electr. Eng.*, vol. 64, no. 12, pp. 839–841, Dec. 1945.
- [86] J. Verbeeck, *Standstill Frequency Response Measurement and Identification Methods for Synchronous Machines*, Thèse de doctorat. Vrije Universiteit Brussel, 2000.
- [87] I. Kamwa, M. Pilote, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, M. Crape, and R. Mahfoudi, "Experience with computer-aided graphical analysis of sudden-short-circuit oscillograms of large synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 3, pp. 407–414, Sep. 1995.
- [88] I. Kamwa, P. Viarouge, H. Le-Huy, and E. J. Dickinson, "Three-transfer-function approach for building phenomenological models of synchronous machines," *Gener. Transm. Distrib. IEE Proc.*, vol. 141, no. 2, pp. 89–98, Mar. 1994.
- [89] P. L. Dandeno, "Supplementary Definitions Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-99, no. 4, pp. 1625–1633, Jul. 1980.
- [90] I. M. Canay, "Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $x_d(p)$, $x_q(p)$ (evaluation of standstill frequency response test)," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 8, no. 2, pp. 272–279, Jun. 1993.
- [91] EPRI Report, "Determination of Synchronous Machine Stability Study Constants," *Westinghouse Electr. Corp.*, vol. 1, no. EL-1424, 1980.
- [92] H. Tsai, A. Keyhani, J. Demcko, and R. G. Farmer, "On-line synchronous machine parameter estimation from small disturbance operating data," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 1, pp. 25–36, Mar. 1995.

- [93] P. L. Dandeno, P. Kundur, A. T. Poray, and M. E. Coultres, "Validation of Turbogenerator Stability Models by Comparisons with Power System Tests," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, no. 4, pp. 1637–1645, Apr. 1981.
- [94] J. Figueroa, J. Niehenke, Y. Baril, M. Bergeron, M. Heniche, S. Frutiger, J. Cros, and C. Messier, "Wanapum Dam research campaign: A success story between manufacturing, research and dam operation," *Conférence HydroVision 2015 Portland*, Juillet 2015.
- [95] M. E. Coultres and W. Watson, "Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Tests," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, no. 4, pp. 1480–1489, Apr. 1981.

Annexe A : Identités trigonométriques utiles

$$1) \quad \sin^2 A + \cos^2 B = 1$$

$$2) \quad \sin(A \pm B) = \sin A \cos B \pm \cos A \sin B$$

$$3) \quad \cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \sin A \sin B$$

$$4) \quad \sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) + \sin(A-B)]$$

$$5) \quad \cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A+B) + \cos(A-B)]$$

$$6) \quad \sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

$$7) \quad \cos A + \cos\left(A - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(A + \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

$$8) \quad \sin A + \sin\left(A - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(A + \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

$$9) \quad \cos^2 A + \cos^2\left(A - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(A + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

$$10) \quad \sin^2 A + \sin^2\left(A - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(A + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

Annexe B : Relation entre i_{arm}/v_{arm} et i_d/v_d

➤ Référence

Coultes et Watson, Avril 1981 [95]

➤ Définitions

On définit l'angle Θ comme l'angle entre l'axe magnétique de la phase A et l'axe magnétique du rotor.

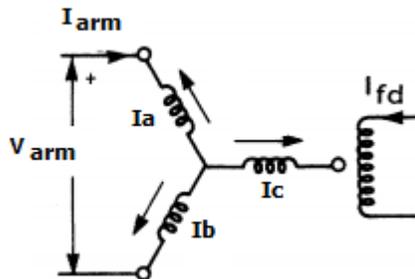
Ainsi :

Lorsque le rotor est aligné dans l'axe D de la phase A, on a $\Theta = 0$.

Lorsque le rotor est aligné dans l'axe Q de la phase A, on a $\Theta = 90$ deg.

➤ Schéma de connexion:

Tel que suggéré par la norme IEEE 115-2009



On alimente les phases A et B en série, phase C déconnecté

Le rotor est aligné selon l'axe direct des phases A+B en série, soit l'axe Q de la phase C.

D'où $\Theta = 150$ deg.

$$i_{arm} = -i_a = i_b \text{ et } i_c = 0$$

$v_{arm} = v_a - v_b$ et $v_c = 0$ puisqu'aucun flux ne passe dans la phase C dans cette position.

$$\text{De plus, par symétrie, } v_b = -v_a, \text{ donc } v_a = \frac{v_{arm}}{2}$$

➤ Transformation D-Q

Pour le courant:

$$i_d = \frac{2}{3} [i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 120) + i_c \cos(\theta + 120)]$$

$$i_d = \frac{2}{3} [-i_{arm} \cos(150) + i_{arm} \cos(30) + 0 \cos(270)]$$

$$i_d = \frac{2}{3} \left[-i_{arm} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_{arm} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + 0 \right]$$

$$i_d = \frac{2}{\sqrt{3}} i_{arm}$$

Pour la tension:

$$v_d = \frac{2}{3} [v_a \cos \theta + v_b \cos(\theta - 120) + v_c \cos(\theta + 120)]$$

$$v_d = \frac{2}{3} \left[\frac{v_{arm}}{2} \cos(150) + \left(-\frac{v_{arm}}{2} \right) \cos(30) + 0 \cos(270) \right]$$

$$v_d = \frac{2}{3} \left[\frac{v_{arm}}{2} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \left(-\frac{v_{arm}}{2} \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + 0 \right]$$

$$v_d = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_{arm}$$

Annexe C : Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur hydro de 5.4 kVA

➤ Essai 1 : Inducteur en court-circuit dans l'axe d

Fréq. Hz	I _{fd}		I _{arm}		V _{arm}		Z _d (s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
1000,00	2,291E-03	3,87	3,468E-01	4,34	4,239E+01	5,79	6,11E+01	1,45	7,48E+00	5,721E-03	5,81
890,39	2,636E-03	5,91	3,915E-01	0,14	4,285E+01	1,59	5,47E+01	1,45	6,57E+00	5,831E-03	5,77
792,79	3,046E-03	7,00	4,413E-01	1,28	4,327E+01	2,74	4,90E+01	1,45	5,82E+00	5,978E-03	5,72
705,89	3,561E-03	6,21	4,968E-01	0,55	4,364E+01	2,00	4,39E+01	1,45	5,17E+00	6,207E-03	5,66
628,52	4,201E-03	7,32	5,586E-01	1,72	4,396E+01	3,18	3,94E+01	1,45	4,62E+00	6,513E-03	5,60
559,63	5,018E-03	3,31	6,272E-01	4,05	4,425E+01	5,51	3,53E+01	1,45	4,16E+00	6,929E-03	5,54
498,29	6,059E-03	4,32	7,037E-01	5,12	4,449E+01	0,29	3,16E+01	1,45	3,76E+00	7,456E-03	5,49
443,67	7,379E-03	5,26	7,886E-01	6,11	4,470E+01	1,27	2,83E+01	1,45	3,41E+00	8,104E-03	5,44
395,04	9,051E-03	5,79	8,834E-01	0,39	4,488E+01	1,84	2,54E+01	1,45	3,11E+00	8,873E-03	5,40
351,74	1,114E-02	9,22	9,886E-01	3,85	4,503E+01	5,30	2,28E+01	1,45	2,84E+00	9,760E-03	5,37
313,18	1,375E-02	3,31	1,106E+00	4,24	4,517E+01	5,69	2,04E+01	1,44	2,62E+00	1,077E-02	5,34
278,85	1,696E-02	5,22	1,236E+00	6,17	4,530E+01	1,32	1,83E+01	1,44	2,42E+00	1,189E-02	5,33
248,29	2,091E-02	5,07	1,381E+00	6,02	4,542E+01	1,18	1,64E+01	1,43	2,24E+00	1,311E-02	5,33
221,07	2,571E-02	5,41	1,542E+00	0,09	4,553E+01	1,51	1,48E+01	1,43	2,08E+00	1,444E-02	5,33
196,84	3,153E-02	3,36	1,721E+00	4,31	4,563E+01	5,73	1,33E+01	1,42	1,94E+00	1,586E-02	5,34
175,27	3,853E-02	8,27	1,920E+00	2,92	4,574E+01	4,33	1,19E+01	1,42	1,82E+00	1,738E-02	5,35
156,05	4,692E-02	6,00	2,142E+00	0,63	4,584E+01	2,04	1,07E+01	1,41	1,70E+00	1,897E-02	5,37
138,95	5,687E-02	5,55	2,387E+00	0,16	4,594E+01	1,57	9,62E+00	1,40	1,60E+00	2,063E-02	5,39
123,72	6,859E-02	3,23	2,659E+00	4,09	4,604E+01	5,49	8,66E+00	1,40	1,50E+00	2,234E-02	5,42
110,16	8,232E-02	9,28	2,960E+00	3,83	4,614E+01	5,22	7,79E+00	1,39	1,41E+00	2,408E-02	5,45
98,08	8,434E-02	3,98	2,825E+00	4,78	3,961E+01	6,16	7,01E+00	1,38	1,32E+00	2,586E-02	5,48
87,00	1,006E-01	8,25	3,152E+00	2,73	3,969E+01	4,10	6,29E+00	1,37	1,24E+00	2,765E-02	5,52
77,80	1,180E-01	9,26	3,491E+00	3,71	3,976E+01	5,07	5,69E+00	1,36	1,17E+00	2,928E-02	5,56
69,20	1,387E-01	7,94	3,883E+00	2,34	3,981E+01	3,70	5,13E+00	1,35	1,10E+00	3,093E-02	5,59
61,60	1,351E-01	4,42	3,598E+00	5,07	3,322E+01	0,13	4,62E+00	1,34	1,04E+00	3,252E-02	5,63
54,90	1,566E-01	8,96	3,994E+00	3,30	3,327E+01	4,63	4,17E+00	1,33	9,81E-01	3,396E-02	5,67
48,90	1,447E-01	7,58	3,544E+00	1,88	2,661E+01	3,20	3,75E+00	1,32	9,28E-01	3,535E-02	5,70
43,50	1,663E-01	5,53	3,934E+00	6,08	2,662E+01	1,10	3,38E+00	1,31	8,80E-01	3,662E-02	5,73
38,75	1,660E-01	8,59	3,804E+00	2,83	2,323E+01	4,12	3,05E+00	1,29	8,39E-01	3,779E-02	5,76
34,50	1,891E-01	6,38	4,211E+00	0,59	2,323E+01	1,87	2,76E+00	1,28	8,00E-01	3,888E-02	5,79
30,72	1,212E-01	3,78	2,628E+00	4,24	1,308E+01	5,50	2,49E+00	1,26	7,66E-01	3,992E-02	5,82

Fréq. Hz	lfd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
27,35	1,029E-01	8,48	2,178E+00	2,65	9,803E+00	3,88	2,25E+00	1,24	7,35E-01	4,089E-02	5,84
24,35	1,159E-01	4,84	2,398E+00	5,27	9,796E+00	0,20	2,04E+00	1,22	7,10E-01	4,186E-02	5,86
21,68	1,302E-01	4,81	2,633E+00	5,22	9,787E+00	0,13	1,86E+00	1,19	6,87E-01	4,282E-02	5,87
19,31	1,458E-01	3,99	2,884E+00	4,39	9,774E+00	5,55	1,69E+00	1,17	6,67E-01	4,379E-02	5,89
17,19	1,629E-01	8,77	3,149E+00	2,88	9,757E+00	4,02	1,55E+00	1,14	6,48E-01	4,481E-02	5,90
15,31	1,232E-01	5,86	2,325E+00	6,24	6,591E+00	1,07	1,42E+00	1,11	6,26E-01	4,587E-02	5,91
13,63	1,369E-01	9,37	2,523E+00	3,46	6,578E+00	4,54	1,30E+00	1,08	6,09E-01	4,699E-02	5,92
12,13	1,517E-01	4,78	2,727E+00	5,14	6,563E+00	6,19	1,20E+00	1,06	5,92E-01	4,818E-02	5,93
10,80	1,678E-01	7,94	2,940E+00	2,01	6,544E+00	3,03	1,11E+00	1,03	5,76E-01	4,944E-02	5,93
9,620	1,851E-01	9,12	3,159E+00	3,18	6,525E+00	4,18	1,03E+00	1,00	5,59E-01	5,076E-02	5,94
8,566	2,038E-01	5,11	3,385E+00	5,44	6,506E+00	0,12	9,61E-01	0,97	5,43E-01	5,215E-02	5,95
7,627	2,239E-01	4,26	3,618E+00	4,58	6,484E+00	5,52	8,96E-01	0,94	5,26E-01	5,358E-02	5,96
6,791	2,453E-01	7,40	3,858E+00	1,42	6,461E+00	2,34	8,37E-01	0,92	5,10E-01	5,506E-02	5,98
6,047	2,682E-01	3,15	4,107E+00	3,44	6,436E+00	4,33	7,83E-01	0,89	4,93E-01	5,656E-02	5,99
5,384	2,926E-01	6,46	4,365E+00	0,46	6,408E+00	1,32	7,34E-01	0,86	4,77E-01	5,806E-02	6,00
4,794	1,611E-01	4,10	2,446E+00	4,36	3,351E+00	5,20	6,85E-01	0,84	4,58E-01	5,703E-02	6,02
4,268	1,618E-01	6,44	2,401E+00	0,40	3,085E+00	1,21	6,42E-01	0,81	4,42E-01	5,835E-02	6,04
3,800	1,652E-01	6,34	2,400E+00	0,28	2,896E+00	1,07	6,03E-01	0,78	4,27E-01	5,961E-02	6,06
3,384	1,666E-01	5,89	2,374E+00	6,09	2,694E+00	0,56	5,67E-01	0,76	4,13E-01	6,076E-02	6,09
3,013	1,672E-01	3,53	2,344E+00	3,71	2,505E+00	4,43	5,35E-01	0,72	4,00E-01	6,180E-02	6,11
2,683	1,689E-01	9,14	2,333E+00	3,01	2,356E+00	3,71	5,05E-01	0,69	3,89E-01	6,272E-02	6,13
2,389	1,709E-01	4,23	2,330E+00	4,36	2,230E+00	5,02	4,78E-01	0,66	3,79E-01	6,352E-02	6,15
2,127	1,737E-01	7,33	2,342E+00	1,15	2,132E+00	1,77	4,55E-01	0,62	3,70E-01	6,421E-02	6,18
1,894	1,742E-01	6,61	2,330E+00	0,41	2,025E+00	1,00	4,35E-01	0,59	3,62E-01	6,477E-02	6,20
1,686	1,744E-01	8,80	2,315E+00	2,57	1,929E+00	3,12	4,17E-01	0,55	3,55E-01	6,522E-02	6,22
1,501	1,753E-01	7,85	2,315E+00	1,60	1,858E+00	2,11	4,01E-01	0,51	3,50E-01	6,558E-02	6,25
1,337	1,763E-01	7,06	2,318E+00	0,79	1,801E+00	1,27	3,88E-01	0,48	3,45E-01	6,584E-02	6,27
1,190	1,762E-01	8,31	2,311E+00	2,01	1,744E+00	2,46	3,77E-01	0,44	3,41E-01	6,602E-02	0,01
1,060	1,764E-01	9,25	2,311E+00	2,93	1,701E+00	3,34	3,68E-01	0,41	3,38E-01	6,611E-02	0,04
0,9436	1,770E-01	8,64	2,318E+00	2,30	1,670E+00	2,67	3,60E-01	0,38	3,35E-01	6,612E-02	0,07
0,8402	1,784E-01	4,48	2,339E+00	4,38	1,654E+00	4,73	3,54E-01	0,35	3,32E-01	6,607E-02	0,09
0,7481	1,803E-01	7,61	2,369E+00	1,21	1,649E+00	1,53	3,48E-01	0,32	3,30E-01	6,593E-02	0,12
0,6661	1,817E-01	5,55	2,394E+00	5,40	1,645E+00	5,70	3,43E-01	0,30	3,28E-01	6,571E-02	0,15
0,5931	1,798E-01	7,44	2,382E+00	0,98	1,617E+00	1,26	3,39E-01	0,28	3,26E-01	6,537E-02	0,18
0,5281	1,776E-01	5,06	2,369E+00	4,85	1,591E+00	5,11	3,36E-01	0,26	3,24E-01	6,493E-02	0,21
0,4702	1,763E-01	3,24	2,370E+00	2,99	1,577E+00	3,24	3,33E-01	0,25	3,23E-01	6,440E-02	0,25
0,4186	1,705E-01	8,42	2,319E+00	1,86	1,528E+00	2,09	3,29E-01	0,23	3,21E-01	6,368E-02	0,28

Fréq. Hz	lfd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
0,3728	1,671E-01	6,05	2,303E+00	5,73	1,504E+00	5,95	3,27E-01	0,22	3,19E-01	6,285E-02	0,32
0,3319	1,648E-01	9,30	2,302E+00	2,65	1,489E+00	2,87	3,24E-01	0,21	3,16E-01	6,201E-02	0,36
0,2955	1,605E-01	6,79	2,285E+00	0,10	1,465E+00	0,31	3,21E-01	0,21	3,14E-01	6,082E-02	0,41
0,2631	1,555E-01	6,27	2,267E+00	5,81	1,439E+00	6,01	3,17E-01	0,20	3,11E-01	5,941E-02	0,45
0,2343	1,489E-01	5,64	2,234E+00	5,13	1,402E+00	5,33	3,14E-01	0,20	3,08E-01	5,772E-02	0,50
0,2086	1,442E-01	4,03	2,238E+00	3,47	1,387E+00	3,66	3,10E-01	0,19	3,04E-01	5,581E-02	0,56
0,1857	1,393E-01	3,96	2,246E+00	3,35	1,375E+00	3,53	3,06E-01	0,19	3,01E-01	5,371E-02	0,61
0,1654	1,347E-01	6,56	2,271E+00	5,90	1,372E+00	6,08	3,02E-01	0,18	2,97E-01	5,137E-02	0,66
0,1473	1,274E-01	6,17	2,258E+00	5,45	1,345E+00	5,63	2,98E-01	0,18	2,93E-01	4,884E-02	0,72
0,1311	1,207E-01	4,06	2,266E+00	3,28	1,330E+00	3,45	2,94E-01	0,18	2,89E-01	4,614E-02	0,78
0,1167	1,138E-01	7,19	2,278E+00	0,07	1,317E+00	0,24	2,89E-01	0,17	2,85E-01	4,326E-02	0,83
0,1039	1,063E-01	5,85	2,285E+00	4,96	1,302E+00	5,13	2,85E-01	0,16	2,81E-01	4,030E-02	0,89
0,0926	9,890E-02	9,25	2,291E+00	2,02	1,287E+00	2,18	2,81E-01	0,16	2,77E-01	3,738E-02	0,94
0,0824	9,121E-02	7,50	2,294E+00	0,22	1,272E+00	0,37	2,77E-01	0,15	2,74E-01	3,443E-02	0,99
0,0734	8,372E-02	5,69	2,302E+00	4,64	1,260E+00	4,78	2,74E-01	0,14	2,71E-01	3,150E-02	1,04
0,0653	7,703E-02	8,06	2,322E+00	0,69	1,257E+00	0,82	2,71E-01	0,13	2,68E-01	2,872E-02	1,09
0,0582	7,000E-02	7,17	2,319E+00	6,04	1,243E+00	6,16	2,68E-01	0,12	2,66E-01	2,614E-02	1,13
0,0518	6,313E-02	5,59	2,314E+00	4,42	1,229E+00	4,54	2,66E-01	0,11	2,64E-01	2,363E-02	1,17
0,0461	5,694E-02	4,62	2,312E+00	3,41	1,218E+00	3,51	2,63E-01	0,10	2,62E-01	2,132E-02	1,21
0,0411	5,164E-02	6,73	2,323E+00	5,50	1,217E+00	5,59	2,62E-01	0,09	2,61E-01	1,925E-02	1,24
0,0366	4,659E-02	7,26	2,334E+00	5,99	1,215E+00	6,07	2,60E-01	0,09	2,59E-01	1,729E-02	1,27
0,0326	4,195E-02	8,59	2,344E+00	1,01	1,214E+00	1,09	2,59E-01	0,08	2,58E-01	1,550E-02	1,30
0,0290	3,732E-02	8,47	2,329E+00	0,87	1,202E+00	0,94	2,58E-01	0,07	2,57E-01	1,388E-02	1,32
0,0258	3,344E-02	8,45	2,335E+00	0,82	1,201E+00	0,89	2,57E-01	0,06	2,57E-01	1,240E-02	1,34
0,0230	3,005E-02	5,07	2,340E+00	3,71	1,201E+00	3,76	2,57E-01	0,06	2,56E-01	1,112E-02	1,36
0,0205	2,683E-02	4,27	2,344E+00	2,89	1,200E+00	2,94	2,56E-01	0,05	2,56E-01	9,911E-03	1,38
0,0182	2,401E-02	9,26	2,348E+00	1,59	1,199E+00	1,63	2,55E-01	0,05	2,55E-01	8,855E-03	1,39
0,0162	2,138E-02	7,82	2,351E+00	0,13	1,199E+00	0,17	2,55E-01	0,04	2,55E-01	7,877E-03	1,41
0,0144	1,911E-02	8,61	2,354E+00	0,91	1,199E+00	0,94	2,55E-01	0,04	2,54E-01	7,030E-03	1,42
0,0129	1,716E-02	6,27	2,356E+00	4,84	1,199E+00	4,87	2,54E-01	0,03	2,54E-01	6,308E-03	1,43
0,0115	1,530E-02	5,16	2,358E+00	3,71	1,198E+00	3,74	2,54E-01	0,03	2,54E-01	5,621E-03	1,44
0,0102	1,362E-02	9,28	2,359E+00	1,55	1,198E+00	1,57	2,54E-01	0,03	2,54E-01	5,001E-03	1,45
0,0051	6,786E-03	4,71	2,341E+00	3,22	1,186E+00	3,23	2,53E-01	0,01	2,53E-01	2,510E-03	1,49

➤ **Essai 2 : Inducteur en circuit ouvert dans l'axe d**

Fréq. Hz	I _{arm}		V _{fd}		Z _{af} (s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	V/A	rad
1000,00	2,490E-01	-1,17	4,605E+00	5,47	1,602E+01	0,36
890,39	2,810E-01	0,67	5,034E+00	0,96	1,551E+01	0,29
792,79	3,167E-01	2,26	5,533E+00	2,49	1,513E+01	0,22
705,89	3,565E-01	0,36	6,164E+00	0,51	1,497E+01	0,15
628,52	4,008E-01	-1,00	6,953E+00	5,36	1,502E+01	0,08
559,63	4,502E-01	0,34	7,950E+00	0,35	1,529E+01	0,01
498,29	5,051E-01	-0,29	9,187E+00	5,94	1,575E+01	6,23
443,67	5,664E-01	2,91	1,071E+01	2,81	1,637E+01	6,18
395,04	6,347E-01	1,70	1,254E+01	1,56	1,711E+01	6,15
351,74	7,109E-01	-1,31	1,472E+01	4,81	1,793E+01	6,12
313,18	7,960E-01	2,41	1,726E+01	2,24	1,878E+01	6,10
278,85	8,909E-01	2,06	2,021E+01	1,87	1,965E+01	6,10
248,29	9,970E-01	2,21	2,357E+01	2,03	2,047E+01	6,10
221,07	1,116E+00	0,86	2,737E+01	0,68	2,124E+01	6,11
196,84	1,248E+00	3,11	3,162E+01	2,94	2,193E+01	6,12
175,27	1,397E+00	-0,15	3,640E+01	5,99	2,257E+01	6,14
156,05	1,562E+00	0,41	4,168E+01	0,28	2,310E+01	6,15
138,95	1,746E+00	3,13	4,751E+01	3,02	2,356E+01	6,17
123,72	1,952E+00	2,38	5,395E+01	2,29	2,394E+01	6,19
110,16	2,180E+00	2,98	6,102E+01	2,91	2,424E+01	6,21
98,08	6,875E-01	0,52	1,918E+01	0,48	2,416E+01	6,24
87,00	7,686E-01	0,07	2,158E+01	0,05	2,432E+01	6,26
77,80	8,510E-01	-2,38	2,401E+01	3,90	2,443E+01	0,00
69,20	9,455E-01	-0,62	2,674E+01	5,69	2,449E+01	0,02
61,60	1,048E+00	-1,53	2,964E+01	4,80	2,450E+01	0,05
54,90	1,156E+00	1,99	3,265E+01	2,05	2,447E+01	0,07
48,90	1,272E+00	2,47	3,582E+01	2,56	2,439E+01	0,09
43,50	1,396E+00	0,23	3,914E+01	0,34	2,427E+01	0,11
38,75	1,526E+00	-0,01	4,246E+01	0,12	2,411E+01	0,13
34,50	1,660E+00	-0,74	4,580E+01	5,70	2,390E+01	0,16
30,72	1,797E+00	1,54	4,907E+01	1,72	2,364E+01	0,18

Fréq.	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	V/A
27,35	1,937E+00	-1,14	5,221E+01	5,34	2,334E+01	0,20
24,35	2,077E+00	-0,82	5,516E+01	5,69	2,299E+01	0,22
21,68	2,217E+00	-3,06	5,786E+01	3,47	2,260E+01	0,25
19,31	2,355E+00	-1,60	6,028E+01	4,95	2,217E+01	0,27
17,19	2,365E+00	-1,56	5,922E+01	5,01	2,169E+01	0,29
15,31	2,266E+00	-3,01	5,535E+01	3,58	2,116E+01	0,31
13,63	2,159E+00	0,40	5,137E+01	0,73	2,060E+01	0,33
12,13	2,073E+00	1,01	4,798E+01	1,36	2,005E+01	0,35
10,80	1,963E+00	2,47	4,415E+01	2,84	1,948E+01	0,37
9,620	1,869E+00	0,81	4,081E+01	1,20	1,891E+01	0,39
8,566	1,775E+00	0,26	3,763E+01	0,67	1,835E+01	0,41
7,627	1,693E+00	1,45	3,481E+01	1,88	1,781E+01	0,42
6,791	1,613E+00	1,74	3,219E+01	2,18	1,728E+01	0,44
6,047	1,509E+00	-0,07	2,921E+01	0,39	1,676E+01	0,46
5,384	1,445E+00	-2,33	2,714E+01	4,43	1,626E+01	0,48
4,794	1,397E+00	-2,10	2,544E+01	4,69	1,577E+01	0,50
4,268	1,328E+00	-0,93	2,344E+01	5,88	1,529E+01	0,53
3,800	1,287E+00	-0,53	2,201E+01	0,02	1,481E+01	0,55
3,384	1,239E+00	-2,47	2,050E+01	4,39	1,432E+01	0,58
3,013	1,195E+00	3,09	1,907E+01	3,70	1,383E+01	0,61
2,683	1,168E+00	2,18	1,795E+01	2,83	1,332E+01	0,64
2,389	1,152E+00	-1,62	1,701E+01	5,34	1,279E+01	0,68
2,127	1,151E+00	1,27	1,627E+01	1,99	1,224E+01	0,72
1,894	1,147E+00	-1,81	1,545E+01	5,24	1,166E+01	0,76
1,686	1,151E+00	0,28	1,470E+01	1,09	1,106E+01	0,80
1,501	1,172E+00	-1,35	1,412E+01	5,78	1,044E+01	0,85
1,337	1,204E+00	2,41	1,363E+01	3,30	9,804E+00	0,89
1,190	1,240E+00	-0,75	1,312E+01	0,19	9,160E+00	0,94
1,060	1,290E+00	2,01	1,268E+01	2,99	8,513E+00	0,98
0,9436	1,353E+00	1,66	1,230E+01	2,68	7,874E+00	1,02
0,8402	1,434E+00	-2,85	1,201E+01	4,50	7,253E+00	1,07
0,7481	1,530E+00	-0,08	1,175E+01	1,03	6,649E+00	1,11
0,6661	1,633E+00	1,84	1,144E+01	2,98	6,068E+00	1,14
0,5931	1,717E+00	0,90	1,093E+01	2,08	5,514E+00	1,18
0,5281	1,803E+00	-1,30	1,040E+01	6,19	4,993E+00	1,21
0,4702	1,901E+00	-1,14	9,894E+00	0,11	4,507E+00	1,25
0,4186	1,954E+00	-2,05	9,151E+00	5,50	4,055E+00	1,27

Fréq.	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	V/A
0,3728	2,029E+00	-2,57	8,542E+00	5,01	3,646E+00	1,30
0,3319	2,110E+00	2,95	7,972E+00	4,27	3,272E+00	1,32
0,2955	2,170E+00	-1,93	7,338E+00	5,69	2,928E+00	1,34
0,2631	2,215E+00	2,21	6,705E+00	3,57	2,622E+00	1,36
0,2343	2,235E+00	1,72	6,045E+00	3,10	2,342E+00	1,38
0,2086	2,279E+00	1,48	5,503E+00	2,88	2,091E+00	1,40
0,1857	2,318E+00	1,30	4,998E+00	2,71	1,867E+00	1,41
0,1654	2,366E+00	-2,85	4,549E+00	4,85	1,665E+00	1,42
0,1473	2,363E+00	1,50	4,057E+00	2,93	1,487E+00	1,43
0,1311	2,376E+00	-0,18	3,637E+00	1,26	1,326E+00	1,44
0,1167	2,386E+00	2,67	3,253E+00	4,12	1,181E+00	1,45
0,1039	2,387E+00	1,33	2,900E+00	2,79	1,052E+00	1,46
0,0926	2,384E+00	2,63	2,582E+00	4,09	9,380E-01	1,47
0,0824	2,377E+00	3,04	2,296E+00	4,51	8,366E-01	1,47
0,0734	2,371E+00	1,65	2,038E+00	3,12	7,443E-01	1,48
0,0653	2,382E+00	-2,30	1,822E+00	5,47	6,625E-01	1,48
0,0582	2,367E+00	-2,67	1,612E+00	5,10	5,897E-01	1,49
0,0518	2,352E+00	0,26	1,426E+00	1,75	5,252E-01	1,49
0,0461	2,339E+00	-1,07	1,266E+00	0,43	4,685E-01	1,49
0,0411	2,344E+00	-0,97	1,131E+00	0,53	4,180E-01	1,50
0,0366	2,348E+00	1,68	1,008E+00	3,17	3,717E-01	1,50
0,0326	2,352E+00	-2,16	8,977E-01	5,62	3,306E-01	1,50
0,0290	2,332E+00	-2,26	7,924E-01	5,53	2,943E-01	1,51
0,0258	2,334E+00	-2,24	7,055E-01	5,55	2,618E-01	1,51
0,0230	2,336E+00	0,77	6,296E-01	2,28	2,334E-01	1,51
0,0205	2,337E+00	-2,03	5,618E-01	5,77	2,082E-01	1,51
0,0182	2,338E+00	2,76	4,994E-01	4,28	1,849E-01	1,51
0,0162	2,339E+00	-1,02	4,443E-01	0,50	1,645E-01	1,51
0,0144	2,340E+00	-0,04	3,956E-01	1,47	1,464E-01	1,52
0,0129	2,341E+00	-1,70	3,543E-01	6,10	1,311E-01	1,52
0,0115	2,341E+00	-1,01	3,155E-01	0,51	1,167E-01	1,52
0,0102	2,342E+00	-2,64	2,800E-01	5,16	1,035E-01	1,52
0,0051	2,322E+00	-2,70	1,388E-01	5,10	5,178E-02	1,52

➤ **Essai 3 : Inducteur en court-circuit dans l'axe q**

Fréq. Hz	I _{arm}		V _{arm}		Z _q (s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad
1000,00	2,798E-01	3,20	4,242E+01	4,65	7,581E+01	1,45
890,39	3,168E-01	3,50	4,289E+01	4,95	6,769E+01	1,46
792,79	3,587E-01	5,55	4,331E+01	0,73	6,037E+01	1,46
705,89	4,055E-01	5,84	4,368E+01	1,02	5,386E+01	1,47
628,52	4,583E-01	3,15	4,401E+01	4,62	4,801E+01	1,47
559,63	5,174E-01	2,13	4,430E+01	3,61	4,281E+01	1,47
498,29	5,840E-01	3,36	4,454E+01	4,84	3,813E+01	1,48
443,67	6,589E-01	2,82	4,475E+01	4,30	3,396E+01	1,48
395,04	7,427E-01	3,64	4,493E+01	5,12	3,025E+01	1,48
351,74	8,372E-01	0,79	4,509E+01	2,27	2,693E+01	1,48
313,18	9,436E-01	1,33	4,523E+01	2,80	2,396E+01	1,48
278,85	1,063E+00	5,04	4,535E+01	0,23	2,133E+01	1,48
248,29	1,198E+00	1,39	4,547E+01	2,86	1,897E+01	1,47
221,07	1,350E+00	1,11	4,558E+01	2,58	1,688E+01	1,47
196,84	1,522E+00	2,12	4,569E+01	3,59	1,501E+01	1,47
175,27	1,715E+00	1,62	4,579E+01	3,08	1,335E+01	1,46
156,05	1,933E+00	3,91	4,589E+01	5,37	1,187E+01	1,46
138,95	2,179E+00	4,61	4,599E+01	6,06	1,056E+01	1,45
123,72	2,456E+00	4,13	4,610E+01	5,57	9,387E+00	1,44
110,16	2,766E+00	3,55	4,619E+01	4,99	8,349E+00	1,44
98,08	2,656E+00	4,90	3,965E+01	0,04	7,466E+00	1,43
87,00	3,001E+00	1,51	3,973E+01	2,92	6,619E+00	1,41
77,80	3,361E+00	0,56	3,980E+01	1,96	5,920E+00	1,40
69,20	3,781E+00	2,65	3,985E+01	4,04	5,269E+00	1,38
61,60	3,521E+00	1,40	3,327E+01	9,05	4,725E+00	1,37
54,90	3,942E+00	0,97	3,329E+01	2,32	4,222E+00	1,35
48,90	3,500E+00	4,33	2,662E+01	5,66	3,802E+00	1,32
43,50	3,913E+00	6,01	2,662E+01	1,02	3,402E+00	1,30
38,75	3,788E+00	0,37	2,322E+01	1,65	3,066E+00	1,27
34,50	4,210E+00	0,54	2,322E+01	1,78	2,757E+00	1,24
30,72	2,586E+00	1,11	1,307E+01	2,33	2,528E+00	1,22

Fréq.	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	Ω
27,35	2,125E+00	1,93	9,796E+00	3,12	2,305E+00	1,19
24,35	2,339E+00	5,74	9,786E+00	0,61	2,092E+00	1,15
21,68	2,563E+00	0,33	9,773E+00	1,44	1,907E+00	1,11
19,31	2,793E+00	2,73	9,755E+00	3,80	1,747E+00	1,07
17,19	3,028E+00	6,11	9,735E+00	0,85	1,607E+00	1,02
15,31	2,195E+00	6,27	6,577E+00	0,98	1,498E+00	0,99
13,63	2,354E+00	6,00	6,561E+00	0,66	1,394E+00	0,95
12,13	2,506E+00	1,82	6,545E+00	2,72	1,306E+00	0,90
10,80	2,656E+00	0,47	6,529E+00	1,33	1,229E+00	0,86
9,620	2,797E+00	5,38	6,512E+00	6,20	1,164E+00	0,82
8,566	2,929E+00	2,03	6,496E+00	2,81	1,109E+00	0,78
7,627	3,054E+00	2,66	6,480E+00	3,40	1,061E+00	0,74
6,791	3,171E+00	1,56	6,467E+00	2,27	1,020E+00	0,71
6,047	3,282E+00	4,92	6,453E+00	5,61	9,831E-01	0,69
5,384	3,389E+00	2,13	6,440E+00	2,79	9,503E-01	0,66
4,794	3,494E+00	0,24	6,431E+00	0,89	9,203E-01	0,65
4,268	3,599E+00	4,59	6,420E+00	5,22	8,920E-01	0,63
3,800	3,706E+00	2,85	6,410E+00	3,48	8,647E-01	0,63
3,384	3,820E+00	4,69	6,400E+00	5,32	8,377E-01	0,62
3,013	3,946E+00	6,23	6,389E+00	0,57	8,096E-01	0,62
2,683	3,279E+00	3,78	5,104E+00	4,41	7,782E-01	0,63
2,389	3,406E+00	2,07	5,094E+00	2,71	7,477E-01	0,64
2,127	3,550E+00	3,08	5,083E+00	3,72	7,159E-01	0,65
1,894	3,713E+00	4,60	5,070E+00	5,25	6,827E-01	0,66
1,686	3,899E+00	3,52	5,055E+00	4,18	6,482E-01	0,67
1,501	4,106E+00	5,01	5,038E+00	5,68	6,135E-01	0,67
1,337	4,336E+00	2,24	5,019E+00	2,91	5,788E-01	0,68
1,190	4,588E+00	5,21	4,996E+00	5,89	5,445E-01	0,68
1,060	1,762E+00	2,05	1,783E+00	2,73	5,058E-01	0,67
0,9436	1,838E+00	6,14	1,747E+00	0,52	4,752E-01	0,66
0,8402	1,933E+00	0,27	1,726E+00	0,92	4,464E-01	0,65
0,7481	2,042E+00	2,91	1,714E+00	3,54	4,197E-01	0,63
0,6661	2,151E+00	0,82	1,701E+00	1,44	3,955E-01	0,61
0,5931	2,225E+00	6,11	1,662E+00	0,41	3,735E-01	0,59
0,5281	2,296E+00	4,05	1,626E+00	4,61	3,541E-01	0,56
0,4702	2,373E+00	4,61	1,601E+00	5,14	3,373E-01	0,53
0,4186	2,389E+00	5,96	1,542E+00	0,17	3,227E-01	0,50

Fréq.	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	Ω
0,3728	2,431E+00	5,52	1,508E+00	5,98	3,102E-01	0,46
0,3319	2,480E+00	4,50	1,486E+00	4,92	2,996E-01	0,43
0,2955	2,500E+00	1,88	1,454E+00	2,27	2,908E-01	0,39
0,2631	2,509E+00	1,46	1,422E+00	1,82	2,835E-01	0,36
0,2343	2,490E+00	5,00	1,382E+00	5,33	2,775E-01	0,33
0,2086	2,502E+00	4,95	1,364E+00	5,24	2,725E-01	0,30
0,1857	2,514E+00	4,67	1,350E+00	4,93	2,685E-01	0,27
0,1654	2,537E+00	4,98	1,346E+00	5,23	2,652E-01	0,24
0,1473	2,512E+00	2,52	1,319E+00	2,73	2,624E-01	0,22
0,1311	2,505E+00	0,72	1,304E+00	0,91	2,603E-01	0,19
0,1167	2,500E+00	3,69	1,293E+00	3,87	2,585E-01	0,17
0,1039	2,487E+00	4,49	1,279E+00	4,64	2,571E-01	0,16
0,0926	2,473E+00	5,21	1,266E+00	5,35	2,560E-01	0,14
0,0824	2,457E+00	5,24	1,253E+00	5,36	2,551E-01	0,13
0,0734	2,444E+00	3,24	1,243E+00	3,35	2,543E-01	0,11
0,0653	2,448E+00	0,77	1,242E+00	0,86	2,537E-01	0,10
0,0582	2,428E+00	6,09	1,230E+00	6,18	2,532E-01	0,09
0,0518	2,408E+00	5,26	1,218E+00	5,34	2,529E-01	0,08
0,0461	2,392E+00	3,76	1,208E+00	3,83	2,526E-01	0,07
0,0411	2,394E+00	5,54	1,208E+00	5,61	2,523E-01	0,06
0,0366	2,395E+00	5,89	1,208E+00	5,95	2,521E-01	0,06
0,0326	2,397E+00	0,57	1,208E+00	0,62	2,519E-01	0,05
0,0290	2,375E+00	0,30	1,196E+00	0,34	2,518E-01	0,04
0,0258	2,375E+00	1,70	1,196E+00	1,74	2,517E-01	0,04
0,0230	2,376E+00	0,53	1,196E+00	0,57	2,516E-01	0,04
0,0205	2,376E+00	5,87	1,196E+00	5,90	2,516E-01	0,03
0,0182	2,376E+00	2,75	1,196E+00	2,77	2,516E-01	0,03
0,0162	2,377E+00	0,48	1,196E+00	0,50	2,516E-01	0,03
0,0144	2,376E+00	3,45	1,196E+00	3,47	2,516E-01	0,02
0,0129	2,377E+00	1,76	1,196E+00	1,78	2,516E-01	0,02
0,0115	2,376E+00	2,71	1,196E+00	2,72	2,516E-01	0,02
0,0102	2,376E+00	0,93	1,196E+00	0,95	2,516E-01	0,02
0,0051	2,354E+00	2,76	1,185E+00	2,77	2,516E-01	0,01

➤ Détermination de $L_d(s)$ et $L_q(s)$

Ra = 0,252	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
1000,00	6,110E+01	1,45	9,720E-03	6,16	7,581E+01	1,45	1,206E-02	6,17
890,39	5,472E+01	1,45	9,776E-03	6,17	6,769E+01	1,46	1,209E-02	6,17
792,79	4,903E+01	1,45	9,836E-03	6,17	6,037E+01	1,46	1,211E-02	6,18
705,89	4,391E+01	1,45	9,895E-03	6,17	5,386E+01	1,47	1,214E-02	6,18
628,52	3,935E+01	1,45	9,957E-03	6,17	4,801E+01	1,47	1,215E-02	6,19
559,63	3,527E+01	1,45	1,002E-02	6,17	4,281E+01	1,47	1,217E-02	6,19
498,29	3,161E+01	1,45	1,009E-02	6,17	3,813E+01	1,48	1,217E-02	6,19
443,67	2,834E+01	1,45	1,016E-02	6,17	3,396E+01	1,48	1,217E-02	6,20
395,04	2,540E+01	1,45	1,022E-02	6,17	3,025E+01	1,48	1,218E-02	6,20
351,74	2,278E+01	1,45	1,029E-02	6,17	2,693E+01	1,48	1,217E-02	6,20
313,18	2,043E+01	1,44	1,037E-02	6,17	2,396E+01	1,48	1,217E-02	6,20
278,85	1,833E+01	1,44	1,044E-02	6,16	2,133E+01	1,48	1,216E-02	6,20
248,29	1,644E+01	1,43	1,052E-02	6,16	1,897E+01	1,47	1,215E-02	6,20
221,07	1,476E+01	1,43	1,060E-02	6,16	1,688E+01	1,47	1,214E-02	6,20
196,84	1,325E+01	1,42	1,069E-02	6,16	1,501E+01	1,47	1,212E-02	6,20
175,27	1,191E+01	1,42	1,078E-02	6,15	1,335E+01	1,46	1,210E-02	6,20
156,05	1,070E+01	1,41	1,088E-02	6,15	1,187E+01	1,46	1,208E-02	6,19
138,95	9,624E+00	1,40	1,098E-02	6,14	1,056E+01	1,45	1,206E-02	6,19
123,72	8,659E+00	1,40	1,109E-02	6,14	9,387E+00	1,44	1,204E-02	6,18
110,16	7,794E+00	1,39	1,120E-02	6,13	8,349E+00	1,44	1,202E-02	6,18
98,08	7,012E+00	1,38	1,131E-02	6,13	7,466E+00	1,43	1,206E-02	6,17
87,00	6,295E+00	1,37	1,143E-02	6,12	6,619E+00	1,41	1,204E-02	6,16
77,80	5,694E+00	1,36	1,155E-02	6,12	5,920E+00	1,40	1,203E-02	6,15
69,20	5,126E+00	1,35	1,168E-02	6,12	5,269E+00	1,38	1,202E-02	6,14
61,60	4,616E+00	1,34	1,180E-02	6,11	4,725E+00	1,37	1,209E-02	6,13
54,90	4,165E+00	1,33	1,192E-02	6,11	4,222E+00	1,35	1,210E-02	6,12
48,90	3,754E+00	1,32	1,204E-02	6,10	3,802E+00	1,32	1,220E-02	6,10
43,50	3,383E+00	1,31	1,217E-02	6,09	3,402E+00	1,30	1,223E-02	6,08
38,75	3,054E+00	1,29	1,230E-02	6,09	3,066E+00	1,27	1,233E-02	6,07
34,50	2,758E+00	1,28	1,244E-02	6,08	2,757E+00	1,24	1,239E-02	6,04
30,72	2,489E+00	1,26	1,255E-02	6,07	2,528E+00	1,22	1,271E-02	6,03

Ra = 0,252	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
27,35	2,250E+00	1,24	1,269E-02	6,06	2,305E+00	1,19	1,294E-02	6,00
24,35	2,043E+00	1,22	1,287E-02	6,05	2,092E+00	1,15	1,309E-02	5,98
21,68	1,858E+00	1,19	1,307E-02	6,04	1,907E+00	1,11	1,327E-02	5,95
19,31	1,694E+00	1,17	1,329E-02	6,02	1,747E+00	1,07	1,352E-02	5,92
17,19	1,549E+00	1,14	1,354E-02	6,01	1,607E+00	1,02	1,381E-02	5,88
15,31	1,417E+00	1,11	1,378E-02	6,00	1,498E+00	0,99	1,431E-02	5,86
13,63	1,304E+00	1,08	1,409E-02	5,98	1,394E+00	0,95	1,475E-02	5,82
12,13	1,203E+00	1,06	1,444E-02	5,97	1,306E+00	0,90	1,529E-02	5,78
10,80	1,113E+00	1,03	1,482E-02	5,96	1,229E+00	0,86	1,592E-02	5,75
9,620	1,033E+00	1,00	1,524E-02	5,94	1,164E+00	0,82	1,668E-02	5,71
8,566	9,611E-01	0,97	1,570E-02	5,93	1,109E+00	0,78	1,758E-02	5,68
7,627	8,961E-01	0,94	1,618E-02	5,92	1,061E+00	0,74	1,861E-02	5,65
6,791	8,373E-01	0,92	1,670E-02	5,91	1,020E+00	0,71	1,981E-02	5,62
6,047	7,835E-01	0,89	1,724E-02	5,91	9,831E-01	0,69	2,116E-02	5,60
5,384	7,341E-01	0,86	1,779E-02	5,90	9,503E-01	0,66	2,269E-02	5,58
4,794	6,849E-01	0,84	1,824E-02	5,90	9,203E-01	0,65	2,440E-02	5,57
4,268	6,424E-01	0,81	1,877E-02	5,90	8,920E-01	0,63	2,629E-02	5,56
3,800	6,033E-01	0,78	1,929E-02	5,89	8,647E-01	0,63	2,835E-02	5,56
3,384	5,673E-01	0,76	1,980E-02	5,89	8,377E-01	0,62	3,057E-02	5,56
3,013	5,345E-01	0,72	2,029E-02	5,89	8,096E-01	0,62	3,290E-02	5,58
2,683	5,049E-01	0,69	2,077E-02	5,88	7,782E-01	0,63	3,522E-02	5,60
2,389	4,785E-01	0,66	2,124E-02	5,87	7,477E-01	0,64	3,768E-02	5,62
2,127	4,551E-01	0,62	2,172E-02	5,87	7,159E-01	0,65	4,016E-02	5,65
1,894	4,346E-01	0,59	2,221E-02	5,85	6,827E-01	0,66	4,259E-02	5,68
1,686	4,167E-01	0,55	2,273E-02	5,84	6,482E-01	0,67	4,494E-02	5,71
1,501	4,014E-01	0,51	2,329E-02	5,82	6,135E-01	0,67	4,718E-02	5,75
1,337	3,883E-01	0,48	2,391E-02	5,80	5,788E-01	0,68	4,925E-02	5,78
1,190	3,773E-01	0,44	2,462E-02	5,78	5,445E-01	0,68	5,116E-02	5,82
1,060	3,680E-01	0,41	2,543E-02	5,75	5,058E-01	0,67	5,195E-02	5,85
0,9436	3,602E-01	0,38	2,638E-02	5,72	4,752E-01	0,66	5,350E-02	5,89
0,8402	3,537E-01	0,35	2,749E-02	5,70	4,464E-01	0,65	5,485E-02	5,92
0,7481	3,481E-01	0,32	2,878E-02	5,67	4,197E-01	0,63	5,602E-02	5,95
0,6661	3,435E-01	0,30	3,030E-02	5,64	3,955E-01	0,61	5,703E-02	5,98
0,5931	3,394E-01	0,28	3,205E-02	5,61	3,735E-01	0,59	5,785E-02	6,01
0,5281	3,359E-01	0,26	3,406E-02	5,59	3,541E-01	0,56	5,854E-02	6,03
0,4702	3,326E-01	0,25	3,635E-02	5,57	3,373E-01	0,53	5,912E-02	6,06
0,4186	3,295E-01	0,23	3,893E-02	5,55	3,227E-01	0,50	5,959E-02	6,08

Ra = 0,252	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
0,3728	3,265E-01	0,22	4,182E-02	5,54	3,102E-01	0,46	5,996E-02	6,10
0,3319	3,236E-01	0,21	4,502E-02	5,53	2,996E-01	0,43	6,027E-02	6,12
0,2955	3,205E-01	0,21	4,851E-02	5,53	2,908E-01	0,39	6,053E-02	6,13
0,2631	3,173E-01	0,20	5,226E-02	5,53	2,835E-01	0,36	6,071E-02	6,15
0,2343	3,138E-01	0,20	5,619E-02	5,54	2,775E-01	0,33	6,090E-02	6,16
0,2086	3,100E-01	0,19	6,027E-02	5,56	2,725E-01	0,30	6,105E-02	6,17
0,1857	3,061E-01	0,19	6,449E-02	5,58	2,685E-01	0,27	6,117E-02	6,19
0,1654	3,021E-01	0,18	6,870E-02	5,60	2,652E-01	0,24	6,125E-02	6,20
0,1473	2,979E-01	0,18	7,287E-02	5,63	2,624E-01	0,22	6,134E-02	6,21
0,1311	2,935E-01	0,18	7,694E-02	5,66	2,603E-01	0,19	6,134E-02	6,22
0,1167	2,892E-01	0,17	8,072E-02	5,69	2,585E-01	0,17	6,143E-02	6,23
0,1039	2,849E-01	0,16	8,419E-02	5,73	2,571E-01	0,16	6,148E-02	6,23
0,0926	2,809E-01	0,16	8,733E-02	5,76	2,560E-01	0,14	6,148E-02	6,24
0,0824	2,773E-01	0,15	9,031E-02	5,79	2,551E-01	0,13	6,150E-02	6,25
0,0734	2,736E-01	0,14	9,249E-02	5,82	2,543E-01	0,11	6,159E-02	6,26
0,0653	2,707E-01	0,13	9,477E-02	5,85	2,537E-01	0,10	6,158E-02	6,26
0,0582	2,680E-01	0,12	9,664E-02	5,88	2,532E-01	0,09	6,162E-02	6,27
0,0518	2,656E-01	0,11	9,810E-02	5,90	2,529E-01	0,08	6,164E-02	6,28
0,0461	2,634E-01	0,10	9,938E-02	5,93	2,526E-01	0,07	6,158E-02	6,29
0,0411	2,618E-01	0,09	1,006E-01	5,94	2,523E-01	0,06	6,170E-02	6,29
0,0366	2,603E-01	0,09	1,015E-01	5,96	2,521E-01	0,06	6,173E-02	6,30
0,0326	2,590E-01	0,08	1,021E-01	5,98	2,519E-01	0,05	6,171E-02	6,31
0,0290	2,580E-01	0,07	1,029E-01	5,99	2,518E-01	0,04	6,179E-02	6,32
0,0258	2,571E-01	0,06	1,034E-01	6,00	2,517E-01	0,04	6,179E-02	6,33
0,0230	2,565E-01	0,06	1,043E-01	6,01	2,516E-01	0,04	6,185E-02	6,34
0,0205	2,559E-01	0,05	1,044E-01	6,01	2,516E-01	0,03	6,194E-02	6,35
0,0182	2,554E-01	0,05	1,051E-01	6,02	2,516E-01	0,03	6,194E-02	6,35
0,0162	2,550E-01	0,04	1,053E-01	6,02	2,516E-01	0,03	6,203E-02	6,36
0,0144	2,546E-01	0,04	1,057E-01	6,03	2,516E-01	0,02	6,217E-02	6,36
0,0129	2,544E-01	0,03	1,061E-01	6,02	2,516E-01	0,02	6,223E-02	6,37
0,0115	2,541E-01	0,03	1,064E-01	6,02	2,516E-01	0,02	6,241E-02	6,38
0,0102	2,540E-01	0,03	1,074E-01	6,01	2,516E-01	0,02	6,260E-02	6,39
0,0051	2,534E-01	0,01	1,142E-01	5,91	2,516E-01	0,01	6,484E-02	6,49

Annexe D: Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur turbo de 5.4 kVA

➤ Essai 1 : Inducteur en court-circuit dans l'axe d

Fréq. Hz	Ifd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
1000.00	1.377E-02	-0.03	5.157E-01	0.20	5.691E+01	1.71	5.52E+01	1.50	3.76E+00	2.313E-02	6.05
890.39	1.580E-02	1.41	5.836E-01	1.64	5.750E+01	3.15	4.93E+01	1.50	3.38E+00	2.345E-02	6.05
792.79	1.806E-02	3.58	6.571E-01	3.82	5.804E+01	5.32	4.42E+01	1.50	3.11E+00	2.380E-02	6.04
705.89	1.398E-02	3.65	5.039E-01	3.90	3.974E+01	5.40	3.94E+01	1.50	2.82E+00	2.402E-02	6.04
628.52	1.575E-02	0.42	5.600E-01	0.67	3.957E+01	2.17	3.53E+01	1.50	2.60E+00	2.436E-02	6.04
559.63	1.561E-02	2.61	5.474E-01	2.88	3.461E+01	4.37	3.16E+01	1.50	2.38E+00	2.470E-02	6.02
498.29	1.340E-02	2.58	4.642E-01	2.85	2.623E+01	4.35	2.83E+01	1.49	2.14E+00	2.501E-02	6.01
443.67	1.350E-02	4.14	4.609E-01	4.42	2.331E+01	5.92	2.53E+01	1.49	1.95E+00	2.537E-02	6.00
395.04	1.538E-02	2.18	5.166E-01	2.48	2.340E+01	3.97	2.26E+01	1.49	1.79E+00	2.579E-02	5.99
351.74	1.755E-02	-0.36	5.785E-01	-0.05	2.347E+01	1.45	2.03E+01	1.49	1.60E+00	2.627E-02	5.97
313.18	2.006E-02	1.61	6.472E-01	1.94	2.354E+01	3.43	1.82E+01	1.49	1.51E+00	2.684E-02	5.95
278.85	2.299E-02	4.15	7.246E-01	4.50	2.360E+01	5.98	1.63E+01	1.49	1.36E+00	2.748E-02	5.94
248.29	2.512E-02	2.07	7.706E-01	2.44	2.247E+01	3.92	1.46E+01	1.48	1.28E+00	2.823E-02	5.92
221.07	2.294E-02	2.77	6.831E-01	3.16	1.778E+01	4.65	1.30E+01	1.48	1.15E+00	2.908E-02	5.89
196.84	1.930E-02	2.41	5.566E-01	2.82	1.292E+01	4.30	1.16E+01	1.48	1.07E+00	3.002E-02	5.88
175.27	2.093E-02	3.35	5.824E-01	3.77	1.208E+01	5.25	1.04E+01	1.48	9.85E-01	3.113E-02	5.86
156.05	2.441E-02	2.18	6.520E-01	2.62	1.211E+01	4.09	9.28E+00	1.47	9.21E-01	3.241E-02	5.85
138.95	2.850E-02	3.68	7.294E-01	4.13	1.213E+01	5.60	8.31E+00	1.47	8.67E-01	3.384E-02	5.83
123.72	3.336E-02	3.02	8.156E-01	3.48	1.215E+01	4.94	7.45E+00	1.46	8.26E-01	3.543E-02	5.82
110.16	3.968E-02	1.56	9.114E-01	2.06	1.217E+01	3.51	6.68E+00	1.45	7.76E-01	3.771E-02	5.79
98.08	4.731E-02	-0.94	1.017E+00	-0.42	1.219E+01	1.03	5.99E+00	1.45	7.32E-01	4.028E-02	5.76
87.33	4.216E-02	0.09	8.584E-01	0.62	9.164E+00	2.06	5.34E+00	1.44	7.02E-01	4.254E-02	5.75
77.76	4.827E-02	-1.22	9.309E-01	-0.69	8.914E+00	0.74	4.79E+00	1.43	6.67E-01	4.491E-02	5.75
69.24	5.428E-02	-0.03	9.923E-01	0.49	8.519E+00	1.91	4.29E+00	1.42	6.36E-01	4.737E-02	5.76
61.65	5.883E-02	-1.26	1.021E+00	-0.75	7.864E+00	0.66	3.85E+00	1.41	6.08E-01	4.989E-02	5.77
54.89	4.039E-02	-0.98	6.659E-01	-0.48	4.569E+00	0.92	3.43E+00	1.40	5.76E-01	5.253E-02	5.79
48.87	4.579E-02	0.85	7.207E-01	1.32	4.439E+00	2.71	3.08E+00	1.39	5.53E-01	5.501E-02	5.81
43.52	5.160E-02	-1.05	7.774E-01	-0.59	4.304E+00	0.78	2.77E+00	1.38	5.31E-01	5.748E-02	5.83
38.75	5.690E-02	4.31	8.239E-01	-1.54	4.099E+00	6.11	2.49E+00	1.36	5.11E-01	5.981E-02	5.85
34.50	6.334E-02	4.23	8.849E-01	4.64	3.959E+00	5.98	2.24E+00	1.35	4.93E-01	6.199E-02	5.88
30.72	7.007E-02	-1.04	9.480E-01	-0.66	3.818E+00	0.67	2.01E+00	1.33	4.77E-01	6.401E-02	5.90

Fréq. Hz	lfd		larm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
27.35	6.921E-02	1.80	9.105E-01	2.15	3.294E+00	3.47	1.81E+00	1.31	4.60E-01	6.583E-02	5.93
24.35	6.936E-02	3.20	8.889E-01	3.54	2.897E+00	4.83	1.63E+00	1.29	4.47E-01	6.757E-02	5.95
21.68	5.116E-02	2.93	6.403E-01	3.23	1.872E+00	4.50	1.46E+00	1.27	4.31E-01	6.919E-02	5.98
19.31	5.345E-02	-1.52	6.562E-01	-1.24	1.732E+00	0.01	1.32E+00	1.25	4.21E-01	7.054E-02	6.00
17.19	5.944E-02	3.53	7.170E-01	3.80	1.714E+00	5.02	1.20E+00	1.22	4.11E-01	7.180E-02	6.02
15.31	6.110E-02	-7.72	7.266E-01	-1.20	1.573E+00	6.28	1.08E+00	1.19	4.02E-01	7.282E-02	6.04
13.63	6.195E-02	3.67	7.266E-01	3.89	1.429E+00	5.05	9.83E-01	1.16	3.95E-01	7.383E-02	6.06
12.13	6.770E-02	-0.19	7.842E-01	0.01	1.407E+00	1.14	8.97E-01	1.12	3.88E-01	7.476E-02	6.08
10.80	6.750E-02	-1.12	7.733E-01	-0.94	1.267E+00	0.15	8.19E-01	1.09	3.81E-01	7.559E-02	6.10
9.620	6.080E-02	-0.21	6.881E-01	-0.04	1.034E+00	1.00	7.51E-01	1.05	3.76E-01	7.652E-02	6.12
8.566	5.806E-02	0.47	6.512E-01	0.62	9.001E-01	1.63	6.91E-01	1.01	3.70E-01	7.721E-02	6.13
7.627	6.191E-02	4.17	6.889E-01	4.30	8.808E-01	5.27	6.39E-01	0.96	3.65E-01	7.783E-02	6.15
6.791	4.116E-02	-0.46	4.533E-01	-0.34	5.359E-01	0.58	5.91E-01	0.92	3.58E-01	7.864E-02	6.16
6.047	4.346E-02	-4.56	4.749E-01	1.83	5.225E-01	2.70	5.50E-01	0.88	3.52E-01	7.926E-02	6.18
5.384	4.509E-02	1.62	4.883E-01	-4.58	4.946E-01	2.54	5.06E-01	0.84	3.39E-01	7.997E-02	6.20
4.794	4.739E-02	-0.41	5.113E-01	-0.33	5.006E-01	0.45	4.89E-01	0.78	3.46E-01	8.027E-02	6.21
4.268	4.916E-02	-1.09	5.278E-01	-1.04	4.898E-01	5.99	4.64E-01	0.74	3.43E-01	8.067E-02	6.22
3.800	5.077E-02	3.65	5.424E-01	3.69	4.797E-01	4.39	4.42E-01	0.70	3.40E-01	8.106E-02	6.24
3.384	5.222E-02	-0.07	5.555E-01	-0.04	4.705E-01	0.61	4.23E-01	0.65	3.36E-01	8.141E-02	6.25
3.013	5.350E-02	3.34	5.673E-01	3.35	4.620E-01	3.96	4.07E-01	0.61	3.33E-01	8.168E-02	6.27
2.683	5.463E-02	2.54	5.780E-01	2.54	4.545E-01	3.11	3.93E-01	0.57	3.31E-01	8.187E-02	0.00
2.389	5.562E-02	0.78	5.873E-01	0.76	4.477E-01	1.30	3.81E-01	0.54	3.28E-01	8.202E-02	0.02
2.127	5.649E-02	0.47	5.957E-01	0.43	4.417E-01	0.94	3.71E-01	0.50	3.25E-01	8.213E-02	0.03
1.894	5.725E-02	3.63	6.033E-01	3.58	4.364E-01	4.05	3.62E-01	0.47	3.22E-01	8.218E-02	0.05
1.686	5.790E-02	4.38	6.102E-01	4.32	4.317E-01	4.76	3.54E-01	0.44	3.20E-01	8.217E-02	0.06
1.501	5.844E-02	-0.68	6.165E-01	-0.76	4.274E-01	5.94	3.47E-01	0.42	3.17E-01	8.209E-02	0.08
1.337	5.890E-02	1.92	6.223E-01	1.82	4.236E-01	2.22	3.40E-01	0.39	3.14E-01	8.197E-02	0.10
1.190	5.928E-02	-1.24	6.278E-01	-1.36	4.201E-01	5.30	3.35E-01	0.37	3.12E-01	8.177E-02	0.12
1.060	5.958E-02	3.79	6.329E-01	3.66	4.171E-01	4.01	3.30E-01	0.35	3.09E-01	8.152E-02	0.14
0.9436	5.980E-02	-0.58	6.380E-01	-0.74	4.142E-01	5.89	3.25E-01	0.34	3.06E-01	8.117E-02	0.16
0.8402	5.993E-02	-0.96	6.427E-01	-1.14	4.115E-01	5.47	3.20E-01	0.33	3.03E-01	8.076E-02	0.18
0.7481	6.002E-02	1.68	6.475E-01	1.48	4.090E-01	1.79	3.16E-01	0.31	3.00E-01	8.027E-02	0.20
0.6661	6.001E-02	2.80	6.520E-01	2.58	4.067E-01	2.88	3.12E-01	0.31	2.97E-01	7.971E-02	0.22
0.5931	5.983E-02	3.15	6.572E-01	2.90	4.043E-01	3.20	3.08E-01	0.30	2.94E-01	7.883E-02	0.25
0.5281	5.974E-02	-1.49	6.616E-01	4.52	4.022E-01	4.82	3.04E-01	0.29	2.91E-01	7.820E-02	0.27
0.4702	5.953E-02	-0.09	6.664E-01	-0.39	4.000E-01	6.18	3.00E-01	0.29	2.88E-01	7.736E-02	0.30
0.4186	5.912E-02	1.60	6.721E-01	1.27	3.977E-01	1.56	2.96E-01	0.29	2.84E-01	7.619E-02	0.33

Fréq. Hz	lfd		larm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
0.3728	5.865E-02	3.84	6.778E-01	3.48	3.954E-01	3.77	2.92E-01	0.29	2.80E-01	7.493E-02	0.36
0.3319	5.816E-02	-0.61	6.839E-01	-1.01	3.930E-01	5.56	2.87E-01	0.29	2.75E-01	7.365E-02	0.40
0.2955	5.743E-02	2.51	6.904E-01	2.08	3.903E-01	2.37	2.83E-01	0.29	2.71E-01	7.205E-02	0.43
0.2631	5.673E-02	-1.24	6.970E-01	4.58	3.878E-01	4.87	2.78E-01	0.29	2.66E-01	7.049E-02	0.46
0.2343	5.570E-02	0.16	7.052E-01	-0.34	3.847E-01	6.24	2.73E-01	0.30	2.61E-01	6.840E-02	0.50
0.2086	5.482E-02	0.23	7.133E-01	-0.32	3.817E-01	6.27	2.68E-01	0.30	2.55E-01	6.656E-02	0.55
0.1857	5.354E-02	-1.18	7.224E-01	4.52	3.782E-01	4.83	2.62E-01	0.31	2.49E-01	6.418E-02	0.58
0.1654	5.218E-02	2.09	7.331E-01	7.74	3.741E-01	1.77	2.55E-01	0.32	2.43E-01	6.164E-02	0.64
0.1473	5.089E-02	3.60	7.427E-01	2.92	3.705E-01	3.24	2.49E-01	0.32	2.37E-01	5.934E-02	0.68
0.1311	4.882E-02	-1.06	7.565E-01	4.49	3.651E-01	4.82	2.41E-01	0.32	2.29E-01	5.589E-02	0.73
0.1167	4.712E-02	0.20	7.672E-01	-0.57	3.607E-01	6.03	2.35E-01	0.33	2.23E-01	5.319E-02	0.77
0.1039	4.495E-02	-0.64	7.813E-01	-1.47	3.551E-01	5.14	2.27E-01	0.33	2.15E-01	4.983E-02	0.83
0.0926	4.273E-02	-0.89	7.944E-01	4.51	3.496E-01	4.84	2.20E-01	0.33	2.08E-01	4.658E-02	0.88
0.0824	4.012E-02	4.07	8.071E-01	3.15	3.440E-01	3.47	2.13E-01	0.32	2.02E-01	4.305E-02	0.92
0.0734	3.795E-02	2.54	8.189E-01	1.57	3.388E-01	1.89	2.07E-01	0.31	1.97E-01	4.014E-02	0.96
0.0653	3.512E-02	0.52	8.309E-01	-0.48	3.331E-01	6.10	2.00E-01	0.30	1.92E-01	3.660E-02	1.00
0.0582	3.261E-02	4.02	8.427E-01	2.97	3.278E-01	3.26	1.95E-01	0.29	1.87E-01	3.351E-02	1.05
0.0518	3.011E-02	1.04	8.531E-01	-0.05	3.229E-01	0.23	1.89E-01	0.27	1.82E-01	3.056E-02	1.09
0.0461	2.762E-02	3.83	8.622E-01	2.71	3.185E-01	2.97	1.85E-01	0.26	1.79E-01	2.774E-02	1.12
0.0411	2.543E-02	0.17	8.699E-01	-0.98	3.147E-01	5.55	1.81E-01	0.24	1.76E-01	2.531E-02	1.15
0.0366	2.333E-02	2.36	8.775E-01	1.18	3.111E-01	1.41	1.77E-01	0.23	1.73E-01	2.302E-02	1.19
0.0326	2.105E-02	4.33	8.838E-01	3.11	3.076E-01	3.32	1.74E-01	0.21	1.70E-01	2.063E-02	1.22
0.0290	1.911E-02	-0.09	8.891E-01	-1.33	3.050E-01	5.15	1.72E-01	0.19	1.68E-01	1.861E-02	1.24
0.0258	1.728E-02	1.66	8.940E-01	0.39	3.025E-01	0.57	1.69E-01	0.18	1.66E-01	1.674E-02	1.27
0.0230	1.553E-02	3.07	8.978E-01	1.78	3.006E-01	1.95	1.67E-01	0.16	1.65E-01	1.498E-02	1.28
0.0205	1.389E-02	4.22	9.014E-01	2.91	2.988E-01	3.06	1.66E-01	0.15	1.64E-01	1.335E-02	1.31
0.0182	1.257E-02	-0.95	9.040E-01	4.01	2.974E-01	4.14	1.64E-01	0.13	1.63E-01	1.204E-02	1.32
0.0162	1.121E-02	-0.04	9.063E-01	-1.38	2.962E-01	5.03	1.63E-01	0.12	1.62E-01	1.071E-02	1.34
0.0144	9.936E-03	0.87	9.084E-01	-0.48	2.951E-01	5.91	1.62E-01	0.11	1.61E-01	9.472E-03	1.35
0.0129	9.034E-03	1.66	9.100E-01	0.29	2.943E-01	0.39	1.62E-01	0.10	1.61E-01	8.598E-03	1.37
0.0115	8.099E-03	2.28	9.113E-01	0.91	2.937E-01	1.00	1.61E-01	0.09	1.60E-01	7.697E-03	1.38
0.0102	7.211E-03	2.86	9.125E-01	1.47	2.931E-01	1.55	1.61E-01	0.08	1.60E-01	6.844E-03	1.39
0.0091	6.400E-03	3.35	9.133E-01	1.96	2.926E-01	2.03	1.60E-01	0.07	1.60E-01	6.069E-03	1.39
0.0081	5.676E-03	3.82	9.141E-01	2.42	2.922E-01	2.48	1.60E-01	0.06	1.59E-01	5.378E-03	1.40
0.0072	5.072E-03	4.23	9.148E-01	2.82	2.918E-01	2.88	1.60E-01	0.06	1.59E-01	4.801E-03	1.41
0.0064	4.541E-03	4.62	9.155E-01	3.19	2.916E-01	3.24	1.59E-01	0.05	1.59E-01	4.296E-03	1.43
0.0057	4.059E-03	-1.32	9.160E-01	3.54	2.914E-01	3.59	1.59E-01	0.05	1.59E-01	3.837E-03	1.43
0.0051	3.651E-03	-1.02	9.163E-01	3.83	2.912E-01	3.87	1.59E-01	0.04	1.59E-01	3.450E-03	1.44

Fréq. Hz	Ifd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
0.0045	3.186E-03	-0.79	9.168E-01	4.06	2.911E-01	4.10	1.59E-01	0.04	1.59E-01	3.009E-03	1.43
0.004	2.874E-03	-0.53	9.172E-01	4.31	2.910E-01	4.35	1.59E-01	0.03	1.59E-01	2.714E-03	1.44
0.0036	2.592E-03	-0.33	9.174E-01	4.51	2.909E-01	4.54	1.59E-01	0.03	1.58E-01	2.447E-03	1.44
0.0032	2.266E-03	-0.14	9.175E-01	4.70	2.908E-01	4.73	1.58E-01	0.03	1.58E-01	2.139E-03	1.44
0.0028	1.991E-03	0.02	9.175E-01	-7.71	2.906E-01	4.88	1.58E-01	0.03	1.58E-01	1.879E-03	1.45
0.0025	1.785E-03	0.19	9.177E-01	-1.27	2.906E-01	5.04	1.58E-01	0.02	1.58E-01	1.685E-03	1.46
0.0023	1.287E-03	0.28	7.304E-01	-1.15	2.315E-01	5.16	1.58E-01	0.02	1.58E-01	1.526E-03	1.42
0.0020	1.124E-03	0.43	7.304E-01	-1.02	2.314E-01	5.28	1.58E-01	0.02	1.58E-01	1.332E-03	1.45
0.0018	1.019E-03	0.51	7.306E-01	-0.93	2.314E-01	5.37	1.58E-01	0.02	1.58E-01	1.208E-03	1.44
0.0016	7.033E-04	0.61	5.352E-01	-0.84	1.697E-01	5.46	1.59E-01	0.02	1.59E-01	1.138E-03	1.45
0.0014	5.557E-04	0.67	5.352E-01	-0.77	1.697E-01	5.53	1.59E-01	0.01	1.59E-01	8.992E-04	1.44
0.0013	5.266E-04	0.75	5.353E-01	-0.69	1.697E-01	5.61	1.59E-01	0.01	1.59E-01	8.520E-04	1.44
0.0011	4.593E-04	0.64	5.353E-01	-0.62	1.697E-01	5.68	1.59E-01	0.01	1.58E-01	7.432E-04	1.26
0.0010	4.099E-04	0.85	5.352E-01	-0.57	1.697E-01	5.73	1.59E-01	0.01	1.58E-01	6.633E-04	1.42

➤ **Essai 2 : Inducteur en circuit ouvert dans l'axe d**

Fréq. Hz	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	V/A	rad
1000.00	1.089E-01	4.25	4.498E+00	-1.18	3.577E+01	0.85
890.39	1.227E-01	-0.74	4.756E+00	0.10	3.356E+01	0.84
792.79	1.385E-01	1.75	5.030E+00	2.58	3.146E+01	0.83
705.89	7.505E-02	4.52	2.523E+00	-0.93	2.912E+01	0.83
628.52	8.420E-02	3.49	2.662E+00	4.31	2.738E+01	0.82
559.63	9.444E-02	4.33	2.805E+00	-1.15	2.572E+01	0.80
498.29	1.060E-01	1.49	2.952E+00	2.29	2.412E+01	0.80
443.67	1.186E-01	10.84	3.103E+00	-0.94	2.265E+01	0.78
395.04	1.329E-01	-1.39	3.261E+00	-0.62	2.124E+01	0.77
351.74	1.485E-01	4.54	3.425E+00	-0.98	1.997E+01	0.76
313.18	1.663E-01	3.01	3.603E+00	3.75	1.876E+01	0.74
278.85	1.862E-01	-1.09	3.794E+00	-0.37	1.765E+01	0.72
248.29	1.033E-01	1.28	1.967E+00	1.98	1.649E+01	0.70
221.07	1.160E-01	1.35	2.082E+00	2.02	1.554E+01	0.67
196.84	1.298E-01	-0.41	2.209E+00	0.23	1.474E+01	0.65
175.27	1.449E-01	1.82	2.352E+00	2.43	1.406E+01	0.62
156.05	1.624E-01	4.41	2.513E+00	-1.29	1.340E+01	0.59
138.95	1.816E-01	-1.05	2.693E+00	-0.50	1.284E+01	0.56
123.72	2.031E-01	2.07	2.896E+00	2.60	1.235E+01	0.53
110.16	2.270E-01	0.22	3.124E+00	0.72	1.192E+01	0.50
98.08	2.536E-01	3.39	3.381E+00	3.86	1.155E+01	0.47
87.33	4.287E-01	1.91	5.568E+00	2.35	1.125E+01	0.44
77.76	4.786E-01	10.84	6.049E+00	-1.31	1.095E+01	0.42
69.24	5.329E-01	2.73	6.582E+00	3.12	1.070E+01	0.39
61.65	5.931E-01	1.07	7.171E+00	7.72	1.047E+01	0.37
54.89	6.576E-01	0.76	7.814E+00	1.10	1.029E+01	0.34
48.87	7.089E-01	3.65	8.279E+00	3.98	1.011E+01	0.32
43.52	7.604E-01	-0.16	8.752E+00	0.14	9.967E+00	0.30
38.75	7.995E-01	2.32	9.079E+00	2.60	9.835E+00	0.29
34.50	8.497E-01	3.13	9.536E+00	3.40	9.719E+00	0.27
30.72	8.989E-01	4.34	9.975E+00	10.88	9.611E+00	0.26

Fréq.	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	V/A
27.35	8.488E-01	0.10	9.315E+00	0.35	9.504E+00	0.25
24.35	8.136E-01	2.78	8.833E+00	3.02	9.403E+00	0.24
21.68	5.729E-01	4.15	6.141E+00	4.39	9.283E+00	0.23
19.31	5.712E-01	-0.19	6.073E+00	0.04	9.208E+00	0.23
17.19	6.088E-01	4.27	6.401E+00	4.49	9.105E+00	0.22
15.31	5.979E-01	0.51	6.228E+00	0.73	9.020E+00	0.22
13.63	5.797E-01	0.64	5.977E+00	0.86	8.929E+00	0.22
12.13	6.068E-01	4.22	6.194E+00	4.44	8.840E+00	0.22
10.80	5.786E-01	0.76	5.853E+00	0.98	8.760E+00	0.22
9.620	4.992E-01	1.39	4.995E+00	1.61	8.665E+00	0.22
8.566	4.575E-01	0.20	4.534E+00	0.42	8.583E+00	0.22
7.627	4.700E-01	2.24	4.613E+00	2.47	8.500E+00	0.23
6.791	3.011E-01	-4.52	2.916E+00	2.00	8.389E+00	0.24
6.047	3.068E-01	3.55	2.952E+00	3.80	8.334E+00	0.25
5.384	3.120E-01	1.09	2.966E+00	1.33	8.233E+00	0.25
4.794	3.183E-01	3.57	2.999E+00	3.84	8.159E+00	0.26
4.268	3.231E-01	4.35	3.015E+00	4.63	8.080E+00	0.28
3.800	3.276E-01	3.66	3.026E+00	3.95	7.999E+00	0.29
3.384	3.322E-01	0.83	3.034E+00	1.13	7.911E+00	0.31
3.013	3.365E-01	2.98	3.039E+00	3.30	7.822E+00	0.32
2.683	3.411E-01	2.45	3.042E+00	2.79	7.724E+00	0.34
2.389	3.458E-01	0.74	3.042E+00	1.10	7.620E+00	0.36
2.127	3.508E-01	0.27	3.040E+00	0.65	7.505E+00	0.38
1.894	3.561E-01	2.73	3.036E+00	3.13	7.384E+00	0.41
1.686	3.621E-01	3.93	3.029E+00	4.36	7.245E+00	0.43
1.501	3.688E-01	-1.47	3.020E+00	-1.01	7.093E+00	0.46
1.337	3.762E-01	0.54	3.009E+00	1.04	6.927E+00	0.49
1.190	3.845E-01	3.33	2.994E+00	3.85	6.744E+00	0.53
1.060	3.939E-01	1.93	2.977E+00	2.49	6.545E+00	0.56
0.9436	4.040E-01	4.12	2.957E+00	4.72	6.338E+00	0.60
0.8402	4.154E-01	3.59	2.933E+00	4.23	6.114E+00	0.63
0.7481	4.282E-01	0.07	2.904E+00	0.74	5.873E+00	0.67
0.6661	4.423E-01	1.15	2.870E+00	1.85	5.620E+00	0.71
0.5931	4.582E-01	1.27	2.831E+00	2.02	5.351E+00	0.75
0.5281	4.755E-01	2.79	2.786E+00	3.58	5.075E+00	0.79
0.4702	4.943E-01	4.29	2.736E+00	-1.17	4.793E+00	0.83
0.4186	5.149E-01	-0.28	2.677E+00	0.59	4.503E+00	0.87

Fréq. Hz	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	V/A	rad
0.3728	5.373E-01	2.14	2.610E+00	3.05	4.207E+00	0.91
0.3319	5.606E-01	4.20	2.538E+00	-1.14	3.921E+00	0.95
0.2955	5.855E-01	1.25	2.455E+00	2.24	3.632E+00	0.99
0.2631	6.107E-01	0.91	2.366E+00	1.93	3.354E+00	1.03
0.2343	6.361E-01	3.87	2.268E+00	-1.35	3.088E+00	1.06
0.2086	6.633E-01	4.68	2.157E+00	-0.51	2.817E+00	1.10
0.1857	6.885E-01	3.41	2.049E+00	4.54	2.577E+00	1.13
0.1654	7.141E-01	0.61	1.930E+00	1.77	2.340E+00	1.16
0.1473	7.376E-01	2.35	1.807E+00	3.54	2.122E+00	1.19
0.1311	7.618E-01	3.96	1.676E+00	-1.10	1.905E+00	1.22
0.1167	7.814E-01	-1.10	1.553E+00	0.14	1.721E+00	1.24
0.1039	8.017E-01	4.30	1.427E+00	-0.71	1.541E+00	1.27
0.0926	8.184E-01	4.00	1.311E+00	-1.00	1.387E+00	1.29
0.0824	8.311E-01	2.68	1.198E+00	3.99	1.249E+00	1.30
0.0734	8.446E-01	1.12	1.088E+00	2.44	1.116E+00	1.32
0.0653	8.548E-01	-0.94	9.844E-01	0.40	9.973E-01	1.33
0.0582	8.640E-01	2.52	8.911E-01	3.87	8.932E-01	1.35
0.0518	8.723E-01	-0.50	8.017E-01	0.86	7.960E-01	1.36
0.0461	8.788E-01	2.27	7.205E-01	3.65	7.101E-01	1.37
0.0411	8.845E-01	-7.72	6.501E-01	-0.05	6.365E-01	1.39
0.0366	8.895E-01	0.72	5.836E-01	2.12	5.682E-01	1.40
0.0326	8.930E-01	2.67	5.204E-01	4.07	5.047E-01	1.40
0.0290	8.969E-01	4.50	4.673E-01	-0.36	4.512E-01	1.42
0.0258	8.992E-01	-0.37	4.153E-01	1.05	4.000E-01	1.42
0.0230	9.017E-01	1.03	3.733E-01	2.46	3.585E-01	1.43
0.0205	9.032E-01	2.17	3.322E-01	3.59	3.185E-01	1.43
0.0182	9.050E-01	3.27	2.973E-01	4.71	2.845E-01	1.44
0.0162	9.065E-01	4.18	2.646E-01	-0.66	2.528E-01	1.44
0.0144	9.074E-01	-1.22	2.353E-01	0.23	2.245E-01	1.44
0.0129	9.083E-01	-0.50	2.099E-01	0.95	2.001E-01	1.44
0.0115	9.093E-01	0.12	1.889E-01	1.57	1.799E-01	1.45
0.0102	9.099E-01	0.68	1.677E-01	2.13	1.596E-01	1.45
0.0091	9.103E-01	1.16	1.495E-01	2.62	1.423E-01	1.46
0.0081	9.109E-01	1.63	1.332E-01	3.09	1.266E-01	1.46
0.0072	9.112E-01	2.03	1.182E-01	3.49	1.123E-01	1.46
0.0064	9.115E-01	2.40	1.046E-01	3.85	9.942E-02	1.46
0.0057	9.120E-01	2.74	9.313E-02	4.21	8.844E-02	1.46
0.0051	9.123E-01	3.03	8.371E-02	4.50	7.946E-02	1.46

Fréq.	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	A	rad	V	rad	V/A	rad
0.0045	9.124E-01	3.27	7.423E-02	-1.55	7.046E-02	1.47
0.004	9.128E-01	3.51	6.601E-02	-1.30	6.263E-02	1.47
0.0036	9.129E-01	3.71	5.941E-02	-1.11	5.636E-02	1.47
0.0032	9.130E-01	3.90	5.281E-02	-0.91	5.010E-02	1.47
0.0028	9.131E-01	4.05	4.620E-02	-0.76	4.382E-02	1.47
0.0025	9.134E-01	4.22	4.126E-02	-0.60	3.912E-02	1.47
0.0023	7.266E-01	4.34	3.004E-02	-0.48	3.581E-02	1.46
0.0020	7.268E-01	4.46	2.607E-02	-0.36	3.106E-02	1.46
0.0018	7.269E-01	10.84	2.345E-02	-0.26	2.794E-02	1.46
0.0016	5.327E-01	4.64	1.495E-02	-0.19	2.430E-02	1.45
0.0014	5.328E-01	-1.56	1.301E-02	-0.11	2.115E-02	1.45
0.0013	5.328E-01	-1.49	1.207E-02	-0.03	1.961E-02	1.45
0.0011	5.329E-01	-7.70	1.021E-02	0.04	1.659E-02	1.46
0.0010	5.330E-01	-1.37	9.274E-03	0.09	1.507E-02	1.46

➤ **Essai 3 : Inducteur en court-circuit dans l'axe q**

Fréq. Hz	I _{arm}		V _{arm}		Z _{q(s)}	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad
1000.00	3.822E-01	2.97	5.701E+01	4.46	7.458E+01	1.49
890.39	4.324E-01	4.18	5.761E+01	-0.62	6.662E+01	1.49
792.79	4.864E-01	3.97	5.815E+01	-0.83	5.978E+01	1.48
705.89	3.739E-01	4.22	3.982E+01	-0.58	5.324E+01	1.48
628.52	4.155E-01	2.49	3.966E+01	3.97	4.772E+01	1.48
559.63	4.062E-01	7.12	3.469E+01	2.32	4.270E+01	1.48
498.29	3.454E-01	2.29	2.629E+01	3.77	3.806E+01	1.48
443.67	3.432E-01	2.13	2.336E+01	3.60	3.403E+01	1.48
395.04	3.842E-01	7.18	2.345E+01	2.37	3.052E+01	1.47
351.74	4.298E-01	3.70	2.353E+01	-1.12	2.737E+01	1.47
313.18	4.808E-01	1.77	2.360E+01	3.24	2.454E+01	1.47
278.85	5.380E-01	5.87	2.366E+01	1.05	2.198E+01	1.46
248.29	5.716E-01	3.14	2.253E+01	10.88	1.971E+01	1.46
221.07	5.072E-01	6.64	1.782E+01	1.81	1.757E+01	1.45
196.84	4.146E-01	6.59	1.295E+01	1.75	1.562E+01	1.45
175.27	4.338E-01	2.24	1.212E+01	3.67	1.396E+01	1.44
156.05	4.845E-01	2.51	1.214E+01	3.94	1.253E+01	1.43
138.95	5.414E-01	3.76	1.216E+01	-1.11	1.123E+01	1.42
123.72	6.042E-01	5.37	1.218E+01	0.49	1.008E+01	1.41
110.16	6.746E-01	6.25	1.220E+01	1.36	9.043E+00	1.39
98.08	7.526E-01	2.50	1.222E+01	3.87	8.117E+00	1.38
87.33	3.215E-01	6.45	4.577E+00	1.53	7.119E+00	1.36
77.76	3.580E-01	3.59	4.580E+00	-1.35	6.397E+00	1.34
69.24	3.977E-01	3.33	4.581E+00	4.65	5.759E+00	1.32
61.65	4.409E-01	4.82	4.580E+00	-0.17	5.194E+00	1.30
54.89	4.877E-01	2.34	4.577E+00	3.61	4.692E+00	1.27
48.87	5.238E-01	7.22	4.444E+00	2.18	4.242E+00	1.25
43.52	5.594E-01	14.00	4.307E+00	2.65	3.849E+00	1.22
38.75	5.861E-01	3.87	4.100E+00	-1.23	3.498E+00	1.18
34.50	6.209E-01	4.26	3.959E+00	-0.87	3.188E+00	1.15
30.72	6.539E-01	3.24	3.818E+00	4.35	2.919E+00	1.11

Fréq.	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	Ω	rad
27.35	6.150E-01	3.08	3.295E+00	4.16	2.679E+00	1.08
24.35	5.873E-01	6.53	2.900E+00	1.28	2.469E+00	1.04
21.68	4.138E-01	3.40	1.878E+00	4.41	2.269E+00	1.00
19.31	4.127E-01	3.41	1.742E+00	4.37	2.110E+00	0.96
17.19	4.378E-01	2.67	1.731E+00	3.59	1.977E+00	0.92
15.31	4.303E-01	5.27	1.597E+00	-0.13	1.855E+00	0.89
13.63	4.178E-01	6.27	1.461E+00	0.84	1.748E+00	0.85
12.13	4.385E-01	3.16	1.451E+00	3.98	1.655E+00	0.82
10.80	4.208E-01	5.95	1.321E+00	0.45	1.570E+00	0.78
9.620	3.650E-01	7.84	1.092E+00	2.31	1.496E+00	0.75
8.566	3.385E-01	5.06	9.638E-01	-0.50	1.424E+00	0.72
7.627	3.496E-01	6.22	9.580E-01	0.64	1.370E+00	0.70
6.791	2.274E-01	6.80	5.942E-01	1.20	1.307E+00	0.68
6.047	2.344E-01	5.64	5.878E-01	0.02	1.254E+00	0.67
5.384	2.423E-01	5.90	5.890E-01	0.25	1.216E+00	0.64
4.794	2.483E-01	5.95	5.846E-01	0.30	1.177E+00	0.63
4.268	2.547E-01	5.06	5.813E-01	-0.61	1.141E+00	0.62
3.800	2.611E-01	3.71	5.785E-01	4.32	1.108E+00	0.61
3.384	2.679E-01	5.41	5.758E-01	-0.27	1.075E+00	0.60
3.013	2.745E-01	1.58	5.732E-01	2.18	1.044E+00	0.60
2.683	2.815E-01	3.18	5.706E-01	3.78	1.014E+00	0.60
2.389	2.889E-01	3.15	5.681E-01	3.75	9.832E-01	0.60
2.127	2.969E-01	2.22	5.656E-01	2.84	9.523E-01	0.61
1.894	3.056E-01	4.28	5.629E-01	-1.39	9.211E-01	0.62
1.686	3.149E-01	10.88	5.602E-01	-1.06	8.894E-01	0.63
1.501	3.251E-01	5.40	5.572E-01	-0.24	8.570E-01	0.64
1.337	3.364E-01	-4.58	5.541E-01	2.36	8.235E-01	0.66
1.190	3.490E-01	4.80	5.506E-01	-0.81	7.889E-01	0.67
1.060	3.624E-01	3.24	5.468E-01	3.93	7.546E-01	0.69
0.9436	3.778E-01	5.25	5.427E-01	-0.32	7.182E-01	0.70
0.8402	3.939E-01	4.74	5.380E-01	-0.83	6.829E-01	0.72
0.7481	4.122E-01	7.31	5.328E-01	1.76	6.462E-01	0.73
0.6661	4.321E-01	2.04	5.268E-01	2.79	6.096E-01	0.75
0.5931	4.528E-01	2.31	5.204E-01	3.07	5.746E-01	0.76
0.5281	4.759E-01	3.86	5.133E-01	4.63	5.393E-01	0.77
0.4702	5.012E-01	5.25	5.050E-01	-0.25	5.039E-01	0.78
0.4186	5.276E-01	6.96	4.960E-01	1.46	4.700E-01	0.78

Fréq.	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	Ω	rad
0.3728	5.548E-01	2.96	4.859E-01	3.74	4.379E-01	0.78
0.3319	5.836E-01	-1.39	4.751E-01	-0.61	4.071E-01	0.78
0.2955	6.121E-01	1.81	4.634E-01	2.58	3.785E-01	0.78
0.2631	6.407E-01	4.43	4.513E-01	-1.09	3.522E-01	0.77
0.2343	6.687E-01	5.91	4.383E-01	0.38	3.277E-01	0.75
0.2086	6.957E-01	6.53	4.254E-01	0.98	3.058E-01	0.73
0.1857	7.222E-01	5.18	4.120E-01	-0.40	2.852E-01	0.71
0.1654	7.463E-01	2.09	3.989E-01	2.77	2.672E-01	0.68
0.1473	7.694E-01	3.64	3.861E-01	4.29	2.509E-01	0.65
0.1311	7.896E-01	5.29	3.740E-01	-0.37	2.368E-01	0.62
0.1167	8.082E-01	6.54	3.626E-01	0.84	2.244E-01	0.58
0.1039	8.240E-01	5.64	3.524E-01	-0.09	2.138E-01	0.55
0.0926	8.373E-01	5.42	3.433E-01	-0.35	2.050E-01	0.51
0.0824	8.508E-01	4.12	3.345E-01	10.87	1.966E-01	0.47
0.0734	8.597E-01	2.56	3.277E-01	3.00	1.906E-01	0.43
0.0653	8.700E-01	6.82	3.211E-01	0.93	1.845E-01	0.40
0.0582	8.773E-01	4.04	3.158E-01	4.40	1.800E-01	0.36
0.0518	8.837E-01	7.30	3.112E-01	1.35	1.761E-01	0.33
0.0461	8.884E-01	3.79	3.075E-01	4.09	1.731E-01	0.30
0.0411	8.924E-01	6.37	3.045E-01	0.36	1.706E-01	0.27
0.0366	8.958E-01	2.24	3.018E-01	2.49	1.685E-01	0.24
0.0326	8.996E-01	4.18	2.995E-01	4.40	1.665E-01	0.22
0.0290	9.017E-01	6.02	2.977E-01	-0.07	1.651E-01	0.20
0.0258	9.041E-01	7.42	2.961E-01	1.31	1.638E-01	0.18
0.0230	9.054E-01	2.53	2.950E-01	2.69	1.629E-01	0.16
0.0205	9.070E-01	3.67	2.940E-01	3.81	1.621E-01	0.14
0.0182	9.084E-01	4.77	2.931E-01	-1.38	1.613E-01	0.13
0.0162	9.092E-01	5.67	2.924E-01	-0.50	1.608E-01	0.11
0.0144	9.102E-01	6.55	2.918E-01	0.37	1.603E-01	0.10
0.0129	9.110E-01	7.27	2.913E-01	1.08	1.599E-01	0.09
0.0115	9.116E-01	1.60	2.910E-01	-4.60	1.596E-01	0.08
0.0102	9.121E-01	2.16	2.907E-01	2.24	1.593E-01	0.07
0.0091	9.123E-01	2.64	2.903E-01	2.71	1.591E-01	0.07
0.0081	9.128E-01	3.11	2.900E-01	3.17	1.589E-01	0.06
0.0072	9.131E-01	3.51	2.899E-01	3.57	1.587E-01	0.05
0.0064	9.134E-01	3.88	2.897E-01	3.93	1.586E-01	0.05
0.0057	9.137E-01	4.23	2.896E-01	4.27	1.584E-01	0.04
0.0051	9.139E-01	4.52	2.894E-01	10.84	1.584E-01	0.04

Fréq. Hz	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	Ω	rad
0.0045	9.139E-01	4.75	2.893E-01	-1.50	1.583E-01	0.04
0.004	9.140E-01	5.00	2.892E-01	-1.25	1.582E-01	0.03
0.0036	9.142E-01	5.19	2.892E-01	-1.06	1.582E-01	0.03
0.0032	9.142E-01	5.38	2.891E-01	-0.87	1.581E-01	0.03
0.0028	9.143E-01	5.54	2.891E-01	-0.72	1.581E-01	0.02
0.0025	9.143E-01	5.70	2.890E-01	-0.56	1.581E-01	0.02
0.0023	7.275E-01	5.82	2.302E-01	-0.44	1.582E-01	0.02
0.0020	7.274E-01	5.94	2.301E-01	-0.32	1.582E-01	0.02
0.0018	7.275E-01	6.04	2.302E-01	-0.23	1.582E-01	0.02
0.0016	5.330E-01	6.12	1.689E-01	-0.14	1.585E-01	0.02
0.0014	5.330E-01	6.20	1.689E-01	-0.07	1.585E-01	0.01

➤ Détermination de $L_d(s)$ et $L_q(s)$

Ra = 0,158	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
1000.00	5.517E+01	1.50	8.780E-03	-0.07	7.458E+01	1.49	1.187E-02	-0.08
890.39	4.926E+01	1.50	8.804E-03	-0.07	6.662E+01	1.49	1.191E-02	-0.08
792.79	4.416E+01	1.50	8.863E-03	-0.07	5.978E+01	1.48	1.200E-02	-0.08
705.89	3.943E+01	1.50	8.887E-03	-0.07	5.324E+01	1.48	1.200E-02	-0.08
628.52	3.533E+01	1.50	8.944E-03	-0.07	4.772E+01	1.48	1.208E-02	-0.09
559.63	3.161E+01	1.50	8.987E-03	-0.07	4.270E+01	1.48	1.214E-02	-0.09
498.29	2.826E+01	1.49	9.021E-03	-0.07	3.806E+01	1.48	1.215E-02	-0.09
443.67	2.528E+01	1.49	9.065E-03	-0.07	3.403E+01	1.48	1.220E-02	-0.09
395.04	2.265E+01	1.49	9.118E-03	-0.07	3.052E+01	1.47	1.229E-02	-0.09
351.74	2.029E+01	1.49	9.174E-03	-0.07	2.737E+01	1.47	1.238E-02	-0.10
313.18	1.818E+01	1.49	9.234E-03	-0.07	2.454E+01	1.47	1.246E-02	-0.10
278.85	1.628E+01	1.49	9.287E-03	-0.07	2.198E+01	1.46	1.254E-02	-0.10
248.29	1.458E+01	1.48	9.337E-03	-0.08	1.971E+01	1.46	1.262E-02	-0.11
221.07	1.301E+01	1.48	9.359E-03	-0.08	1.757E+01	1.45	1.264E-02	-0.11
196.84	1.160E+01	1.48	9.370E-03	-0.08	1.562E+01	1.45	1.261E-02	-0.12
175.27	1.037E+01	1.48	9.408E-03	-0.08	1.396E+01	1.44	1.266E-02	-0.12
156.05	9.283E+00	1.47	9.453E-03	-0.08	1.253E+01	1.43	1.275E-02	-0.13
138.95	8.313E+00	1.47	9.505E-03	-0.09	1.123E+01	1.42	1.284E-02	-0.14
123.72	7.448E+00	1.46	9.561E-03	-0.09	1.008E+01	1.41	1.293E-02	-0.15
110.16	6.676E+00	1.45	9.621E-03	-0.09	9.043E+00	1.39	1.303E-02	-0.16
98.08	5.990E+00	1.45	9.692E-03	-0.10	8.117E+00	1.38	1.312E-02	-0.17
87.33	5.338E+00	1.44	9.695E-03	-0.10	7.119E+00	1.36	1.292E-02	-0.19
77.76	4.788E+00	1.43	9.760E-03	-0.11	6.397E+00	1.34	1.302E-02	-0.20
69.24	4.293E+00	1.42	9.821E-03	-0.11	5.759E+00	1.32	1.315E-02	-0.22
61.65	3.850E+00	1.41	9.884E-03	-0.12	5.194E+00	1.30	1.331E-02	-0.24
54.89	3.431E+00	1.40	9.881E-03	-0.12	4.692E+00	1.27	1.348E-02	-0.27
48.87	3.079E+00	1.39	9.948E-03	-0.13	4.242E+00	1.25	1.366E-02	-0.29
43.52	2.768E+00	1.38	1.003E-02	-0.14	3.849E+00	1.22	1.389E-02	-0.32
38.75	2.487E+00	1.36	1.010E-02	-0.14	3.498E+00	1.18	1.414E-02	-0.34
34.50	2.237E+00	1.35	1.018E-02	-0.15	3.188E+00	1.15	1.443E-02	-0.37
30.72	2.014E+00	1.33	1.027E-02	-0.16	2.919E+00	1.11	1.478E-02	-0.41

Ra = 0,158	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
27.35	1.809E+00	1.31	1.033E-02	-0.17	2.679E+00	1.08	1.518E-02	-0.44
24.35	1.629E+00	1.29	1.041E-02	-0.18	2.469E+00	1.04	1.564E-02	-0.47
21.68	1.462E+00	1.27	1.045E-02	-0.19	2.269E+00	1.00	1.606E-02	-0.51
19.31	1.319E+00	1.25	1.053E-02	-0.21	2.110E+00	0.96	1.669E-02	-0.54
17.19	1.196E+00	1.22	1.065E-02	-0.22	1.977E+00	0.92	1.746E-02	-0.58
15.31	1.082E+00	1.19	1.075E-02	-0.24	1.855E+00	0.89	1.830E-02	-0.61
13.63	9.832E-01	1.16	1.087E-02	-0.26	1.748E+00	0.85	1.925E-02	-0.65
12.13	8.968E-01	1.12	1.103E-02	-0.28	1.655E+00	0.82	2.034E-02	-0.68
10.80	8.191E-01	1.09	1.117E-02	-0.30	1.570E+00	0.78	2.153E-02	-0.71
9.620	7.512E-01	1.05	1.135E-02	-0.32	1.496E+00	0.75	2.291E-02	-0.74
8.566	6.911E-01	1.01	1.154E-02	-0.35	1.424E+00	0.72	2.433E-02	-0.77
7.627	6.393E-01	0.96	1.177E-02	-0.38	1.370E+00	0.70	2.615E-02	-0.79
6.791	5.911E-01	0.92	1.198E-02	-0.40	1.307E+00	0.68	2.784E-02	-0.81
6.047	5.501E-01	0.88	1.224E-02	-0.43	1.254E+00	0.67	2.985E-02	-0.82
5.384	5.065E-01	0.84	1.235E-02	-0.45	1.216E+00	0.64	3.230E-02	-0.85
4.794	4.895E-01	0.78	1.308E-02	-0.50	1.177E+00	0.63	3.497E-02	-0.85
4.268	4.640E-01	0.74	1.355E-02	-0.53	1.141E+00	0.62	3.790E-02	-0.86
3.800	4.422E-01	0.70	1.409E-02	-0.57	1.108E+00	0.61	4.113E-02	-0.87
3.384	4.235E-01	0.65	1.472E-02	-0.61	1.075E+00	0.60	4.463E-02	-0.87
3.013	4.073E-01	0.61	1.544E-02	-0.64	1.044E+00	0.60	4.849E-02	-0.87
2.683	3.932E-01	0.57	1.626E-02	-0.68	1.014E+00	0.60	5.267E-02	-0.87
2.389	3.812E-01	0.54	1.721E-02	-0.72	9.832E-01	0.60	5.716E-02	-0.86
2.127	3.708E-01	0.50	1.829E-02	-0.75	9.523E-01	0.61	6.195E-02	-0.85
1.894	3.616E-01	0.47	1.951E-02	-0.79	9.211E-01	0.62	6.705E-02	-0.84
1.686	3.537E-01	0.44	2.090E-02	-0.82	8.894E-01	0.63	7.243E-02	-0.82
1.501	3.466E-01	0.42	2.247E-02	-0.85	8.570E-01	0.64	7.810E-02	-0.80
1.337	3.403E-01	0.39	2.424E-02	-0.88	8.235E-01	0.66	8.394E-02	-0.78
1.190	3.346E-01	0.37	2.622E-02	-0.90	7.889E-01	0.67	8.994E-02	-0.75
1.060	3.295E-01	0.35	2.845E-02	-0.92	7.546E-01	0.69	9.616E-02	-0.73
0.9436	3.246E-01	0.34	3.092E-02	-0.94	7.182E-01	0.70	1.023E-01	-0.70
0.8402	3.201E-01	0.33	3.367E-02	-0.96	6.829E-01	0.72	1.086E-01	-0.67
0.7481	3.158E-01	0.31	3.673E-02	-0.97	6.462E-01	0.73	1.148E-01	-0.64
0.6661	3.119E-01	0.31	4.014E-02	-0.98	6.096E-01	0.75	1.207E-01	-0.61
0.5931	3.075E-01	0.30	4.379E-02	-0.99	5.746E-01	0.76	1.268E-01	-0.58
0.5281	3.040E-01	0.29	4.799E-02	-0.99	5.393E-01	0.77	1.326E-01	-0.55
0.4702	3.001E-01	0.29	5.258E-02	-0.99	5.039E-01	0.78	1.377E-01	-0.52
0.4186	2.959E-01	0.29	5.748E-02	-0.98	4.700E-01	0.78	1.426E-01	-0.49

Ra = 0,158	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
0.0045	1.588E-01	0.04	2.150E-01	-0.10	1.583E-01	0.04	1.970E-01	-0.03
0.004	1.586E-01	0.03	2.175E-01	-0.10	1.582E-01	0.03	1.990E-01	-0.03
0.0036	1.585E-01	0.03	2.201E-01	-0.09	1.582E-01	0.03	2.011E-01	-0.02
0.0032	1.585E-01	0.03	2.232E-01	-0.09	1.581E-01	0.03	2.035E-01	-0.02
0.0028	1.584E-01	0.03	2.266E-01	-0.08	1.581E-01	0.02	2.070E-01	-0.01
0.0025	1.583E-01	0.02	2.293E-01	-0.08	1.581E-01	0.02	2.102E-01	-0.01
0.0023	1.584E-01	0.02	2.374E-01	-0.12	1.582E-01	0.02	2.172E-01	-0.06
0.0020	1.584E-01	0.02	2.396E-01	-0.12	1.582E-01	0.02	2.220E-01	-0.06
0.0018	1.584E-01	0.02	2.462E-01	-0.12	1.582E-01	0.02	2.283E-01	-0.07
0.0016	1.586E-01	0.02	2.590E-01	-0.22	1.585E-01	0.02	2.423E-01	-0.19
0.0014	1.586E-01	0.01	2.662E-01	-0.24	1.585E-01	0.01	2.527E-01	-0.21
0.0013	1.585E-01	0.01	2.688E-01	-0.24				
0.0011	1.585E-01	0.01	2.857E-01	-0.25				
0.0010	1.585E-01	0.01	2.966E-01	-0.27				

Ra = 0,158	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
0.3728	2.917E-01	0.29	6.282E-02	-0.97	4.379E-01	0.78	1.471E-01	-0.46
0.3319	2.873E-01	0.29	6.865E-02	-0.96	4.071E-01	0.78	1.513E-01	-0.43
0.2955	2.827E-01	0.29	7.481E-02	-0.95	3.785E-01	0.78	1.550E-01	-0.40
0.2631	2.782E-01	0.29	8.164E-02	-0.93	3.522E-01	0.77	1.587E-01	-0.37
0.2343	2.728E-01	0.30	8.850E-02	-0.91	3.277E-01	0.75	1.617E-01	-0.35
0.2086	2.676E-01	0.30	9.620E-02	-0.88	3.058E-01	0.73	1.647E-01	-0.33
0.1857	2.617E-01	0.31	1.037E-01	-0.86	2.852E-01	0.71	1.669E-01	-0.30
0.1654	2.552E-01	0.32	1.115E-01	-0.82	2.672E-01	0.68	1.689E-01	-0.29
0.1473	2.494E-01	0.32	1.201E-01	-0.79	2.509E-01	0.65	1.704E-01	-0.27
0.1311	2.413E-01	0.32	1.269E-01	-0.74	2.368E-01	0.62	1.722E-01	-0.25
0.1167	2.350E-01	0.33	1.353E-01	-0.71	2.244E-01	0.58	1.734E-01	-0.23
0.1039	2.272E-01	0.33	1.422E-01	-0.66	2.138E-01	0.55	1.745E-01	-0.22
0.0926	2.200E-01	0.33	1.489E-01	-0.62	2.050E-01	0.51	1.755E-01	-0.21
0.0824	2.131E-01	0.32	1.544E-01	-0.59	1.966E-01	0.47	1.754E-01	-0.19
0.0734	2.069E-01	0.31	1.615E-01	-0.55	1.906E-01	0.43	1.769E-01	-0.18
0.0653	2.004E-01	0.30	1.655E-01	-0.52	1.845E-01	0.40	1.771E-01	-0.17
0.0582	1.945E-01	0.29	1.699E-01	-0.48	1.800E-01	0.36	1.776E-01	-0.16
0.0518	1.892E-01	0.27	1.742E-01	-0.44	1.761E-01	0.33	1.780E-01	-0.15
0.0461	1.847E-01	0.26	1.776E-01	-0.41	1.731E-01	0.30	1.787E-01	-0.14
0.0411	1.809E-01	0.24	1.818E-01	-0.38	1.706E-01	0.27	1.796E-01	-0.14
0.0366	1.773E-01	0.23	1.858E-01	-0.35	1.685E-01	0.24	1.788E-01	-0.13
0.0326	1.740E-01	0.21	1.872E-01	-0.32	1.665E-01	0.22	1.797E-01	-0.12
0.0290	1.715E-01	0.19	1.897E-01	-0.30	1.651E-01	0.20	1.798E-01	-0.12
0.0258	1.692E-01	0.18	1.923E-01	-0.28	1.638E-01	0.18	1.806E-01	-0.11
0.0230	1.674E-01	0.16	1.932E-01	-0.26	1.629E-01	0.16	1.803E-01	-0.11
0.0205	1.657E-01	0.15	1.938E-01	-0.24	1.621E-01	0.14	1.820E-01	-0.10
0.0182	1.645E-01	0.13	1.972E-01	-0.22	1.613E-01	0.13	1.823E-01	-0.10
0.0162	1.634E-01	0.12	1.974E-01	-0.21	1.608E-01	0.11	1.818E-01	-0.09
0.0144	1.624E-01	0.11	1.973E-01	-0.20	1.603E-01	0.10	1.839E-01	-0.09
0.0129	1.617E-01	0.10	2.005E-01	-0.18	1.599E-01	0.09	1.843E-01	-0.08
0.0115	1.611E-01	0.09	2.020E-01	-0.17	1.596E-01	0.08	1.852E-01	-0.08
0.0102	1.606E-01	0.08	2.028E-01	-0.16	1.593E-01	0.07	1.855E-01	-0.07
0.0091	1.602E-01	0.07	2.033E-01	-0.15	1.591E-01	0.07	1.858E-01	-0.07
0.0081	1.598E-01	0.06	2.037E-01	-0.14	1.589E-01	0.06	1.882E-01	-0.06
0.0072	1.595E-01	0.06	2.053E-01	-0.13	1.587E-01	0.05	1.897E-01	-0.06
0.0064	1.592E-01	0.05	2.086E-01	-0.12	1.586E-01	0.05	1.912E-01	-0.05
0.0057	1.591E-01	0.05	2.108E-01	-0.12	1.584E-01	0.04	1.928E-01	-0.04
0.0051	1.589E-01	0.04	2.130E-01	-0.11	1.584E-01	0.04	1.948E-01	-0.04

Annexe E : Résultats expérimentaux et fonctions de transfert expérimentales pour le générateur hydro de 95 MVA

➤ Essai 1 : Inducteur en court-circuit dans l'axe d

Fréq. Hz	Ifd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
1000.00	1.955E-01	1.28	4.355E+00	1.29	8.330E+01	2.72	9.56E+00	1.42	1.40E+00	3.888E-02	6.27
890.39	2.207E-01	3.19	5.029E+00	3.19	8.416E+01	4.63	8.37E+00	1.44	1.12E+00	3.801E-02	6.28
792.79	2.489E-01	3.92	5.776E+00	3.91	8.493E+01	5.36	7.35E+00	1.45	8.97E-01	3.732E-02	0.01
705.89	2.802E-01	5.44	6.602E+00	5.43	8.560E+01	0.61	6.48E+00	1.46	7.33E-01	3.676E-02	0.01
628.52	3.153E-01	2.47	7.517E+00	2.46	8.619E+01	3.93	5.73E+00	1.47	6.05E-01	3.633E-02	0.01
559.63	3.541E-01	5.61	8.528E+00	5.59	8.669E+01	0.78	5.08E+00	1.47	5.05E-01	3.596E-02	0.01
498.29	3.972E-01	4.06	9.648E+00	4.05	8.711E+01	5.52	4.51E+00	1.48	4.26E-01	3.565E-02	0.02
443.67	4.450E-01	3.30	1.089E+01	3.28	8.746E+01	4.76	4.02E+00	1.48	3.62E-01	3.539E-02	0.02
395.04	4.982E-01	0.10	1.227E+01	0.09	8.776E+01	1.57	3.58E+00	1.48	3.09E-01	3.517E-02	0.02
351.74	5.576E-01	3.52	1.379E+01	3.51	8.800E+01	4.99	3.19E+00	1.49	2.66E-01	3.500E-02	0.01
313.18	6.234E-01	5.29	1.549E+01	5.28	8.821E+01	0.48	2.85E+00	1.49	2.29E-01	3.485E-02	0.01
278.85	6.969E-01	5.65	1.738E+01	5.63	8.837E+01	0.84	2.54E+00	1.49	1.97E-01	3.472E-02	0.01
248.29	7.788E-01	2.52	1.949E+01	2.51	8.851E+01	4.01	2.27E+00	1.50	1.70E-01	3.461E-02	0.01
221.07	8.704E-01	3.42	2.183E+01	3.41	8.861E+01	4.91	2.03E+00	1.50	1.47E-01	3.453E-02	0.01
196.84	9.726E-01	1.07	2.444E+01	1.06	8.868E+01	2.56	1.81E+00	1.50	1.27E-01	3.446E-02	0.01
175.27	1.087E+00	4.90	2.736E+01	4.90	8.874E+01	0.12	1.62E+00	1.50	1.09E-01	3.442E-02	0.00
156.05	1.216E+00	3.39	3.063E+01	3.39	8.878E+01	4.89	1.45E+00	1.51	9.37E-02	3.438E-02	6.28
138.95	1.361E+00	5.16	3.428E+01	5.16	8.879E+01	0.39	1.30E+00	1.51	8.05E-02	3.438E-02	6.28
123.72	1.523E+00	0.98	3.836E+01	0.98	8.878E+01	2.49	1.16E+00	1.51	6.90E-02	3.438E-02	6.28
110.16	1.705E+00	1.54	4.293E+01	1.55	8.875E+01	3.07	1.03E+00	1.51	5.90E-02	3.440E-02	6.27
98.08	1.861E+00	2.83	4.682E+01	2.84	8.642E+01	4.35	9.23E-01	1.52	5.06E-02	3.442E-02	6.27
87.00	1.968E+00	1.78	4.950E+01	1.79	8.127E+01	3.31	8.21E-01	1.52	4.30E-02	3.444E-02	6.27
77.80	1.948E+00	0.55	4.898E+01	0.57	7.209E+01	2.09	7.36E-01	1.52	3.76E-02	3.445E-02	6.27
69.20	2.081E+00	4.43	5.226E+01	4.45	6.855E+01	5.97	6.56E-01	1.52	3.24E-02	3.448E-02	6.26
61.60	2.041E+00	0.83	5.125E+01	0.86	5.997E+01	2.38	5.85E-01	1.52	2.79E-02	3.449E-02	6.26
54.90	2.046E+00	3.37	5.134E+01	3.40	5.365E+01	4.92	5.23E-01	1.52	2.48E-02	3.451E-02	6.26
48.90	2.135E+00	5.59	5.352E+01	5.62	4.990E+01	0.86	4.66E-01	1.52	2.17E-02	3.455E-02	6.25
43.50	1.955E+00	3.08	4.901E+01	3.11	4.071E+01	4.63	4.15E-01	1.52	1.96E-02	3.455E-02	6.25
38.75	1.990E+00	6.08	4.982E+01	6.12	3.692E+01	1.36	3.71E-01	1.52	1.76E-02	3.459E-02	6.25
34.50	2.026E+00	4.67	5.067E+01	4.72	3.349E+01	6.24	3.30E-01	1.52	1.58E-02	3.462E-02	6.24
30.72	2.023E+00	2.35	5.053E+01	2.40	2.978E+01	3.92	2.95E-01	1.52	1.44E-02	3.466E-02	6.24

Fréq. Hz	lfd		larm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
27.35	2.054E+00	4.10	5.123E+01	4.15	2.693E+01	5.67	2.63E-01	1.52	1.33E-02	3.472E-02	6.23
24.35	2.061E+00	1.97	5.131E+01	2.03	2.405E+01	3.55	2.34E-01	1.52	1.23E-02	3.478E-02	6.22
21.68	2.120E+00	3.83	5.266E+01	3.89	2.201E+01	5.41	2.09E-01	1.52	1.14E-02	3.486E-02	6.22
19.31	2.074E+00	6.28	5.137E+01	0.07	1.915E+01	1.58	1.86E-01	1.51	1.08E-02	3.495E-02	6.21
17.19	1.987E+00	4.53	4.908E+01	4.61	1.633E+01	6.12	1.66E-01	1.51	1.04E-02	3.506E-02	6.20
15.31	2.067E+00	2.60	5.085E+01	2.69	1.510E+01	4.20	1.48E-01	1.50	9.85E-03	3.521E-02	6.19
13.63	2.080E+00	1.51	5.089E+01	1.62	1.349E+01	3.12	1.33E-01	1.50	9.38E-03	3.539E-02	6.18
12.13	2.066E+00	1.13	5.027E+01	1.25	1.190E+01	2.74	1.18E-01	1.49	9.07E-03	3.560E-02	6.17
10.80	2.092E+00	2.85	5.051E+01	2.97	1.069E+01	4.46	1.06E-01	1.49	8.76E-03	3.587E-02	6.16
9.620	2.098E+00	0.71	5.021E+01	0.84	9.506E+00	2.32	9.47E-02	1.48	8.50E-03	3.619E-02	6.15
8.566	2.089E+00	6.02	4.947E+01	6.16	8.378E+00	1.35	8.47E-02	1.47	8.25E-03	3.658E-02	6.14
7.627	2.059E+00	0.40	4.814E+01	0.56	7.311E+00	2.02	7.59E-02	1.46	8.09E-03	3.703E-02	6.12
6.791	2.044E+00	2.64	4.710E+01	2.81	6.413E+00	4.26	6.81E-02	1.45	7.87E-03	3.758E-02	6.11
6.047	1.973E+00	4.31	4.473E+01	4.49	5.471E+00	5.94	6.12E-02	1.44	7.69E-03	3.820E-02	6.10
5.384	2.076E+00	0.66	4.617E+01	0.86	5.080E+00	2.29	5.50E-02	1.44	7.35E-03	3.895E-02	6.09
4.794	1.977E+00	0.16	4.305E+01	0.37	4.266E+00	1.79	4.95E-02	1.43	7.17E-03	3.978E-02	6.08
0.8402	2.355E+00	2.15	3.793E+01	2.21	1.096E+00	3.13	1.44E-02	0.92	8.73E-03	5.377E-02	6.22
0.7481	2.377E+00	0.56	3.802E+01	0.60	1.019E+00	1.48	1.34E-02	0.88	8.55E-03	5.415E-02	6.24
0.6661	2.391E+00	1.43	3.809E+01	1.44	9.522E-01	2.28	1.25E-02	0.83	8.40E-03	5.437E-02	6.27
0.5931	2.401E+00	5.73	3.814E+01	5.73	8.936E-01	0.23	1.17E-02	0.79	8.27E-03	5.451E-02	0.00
0.5281	2.411E+00	2.05	3.818E+01	2.03	8.434E-01	2.77	1.10E-02	0.74	8.17E-03	5.469E-02	0.02
0.4702	2.418E+00	4.42	3.821E+01	4.38	8.004E-01	5.07	1.05E-02	0.69	8.08E-03	5.480E-02	0.04
0.4186	2.420E+00	5.25	3.823E+01	5.18	7.638E-01	5.82	9.99E-03	0.64	8.00E-03	5.482E-02	0.07
0.3728	2.420E+00	5.37	3.825E+01	5.28	7.332E-01	5.88	9.59E-03	0.59	7.95E-03	5.480E-02	0.09
0.3319	2.417E+00	2.38	3.825E+01	2.27	7.073E-01	2.82	9.25E-03	0.55	7.89E-03	5.472E-02	0.11
0.2955	2.410E+00	5.40	3.826E+01	5.26	6.858E-01	5.77	8.96E-03	0.50	7.85E-03	5.455E-02	0.14
0.2631	2.400E+00	3.73	3.827E+01	3.56	6.679E-01	4.02	8.73E-03	0.46	7.81E-03	5.430E-02	0.17
0.2343	2.388E+00	2.32	3.827E+01	2.13	6.526E-01	2.56	8.53E-03	0.42	7.77E-03	5.404E-02	0.19
0.2086	2.383E+00	1.46	3.827E+01	1.25	6.401E-01	1.63	8.36E-03	0.39	7.74E-03	5.393E-02	0.22
0.1857	2.362E+00	1.48	3.827E+01	1.22	6.295E-01	1.58	8.23E-03	0.36	7.71E-03	5.346E-02	0.25
0.1654	2.337E+00	1.44	3.827E+01	1.15	6.205E-01	1.48	8.11E-03	0.33	7.67E-03	5.289E-02	0.29
0.1473	2.316E+00	0.72	3.827E+01	0.39	6.130E-01	0.69	8.01E-03	0.30	7.64E-03	5.240E-02	0.33
0.1311	2.272E+00	5.28	3.827E+01	4.90	6.055E-01	5.18	7.91E-03	0.28	7.60E-03	5.140E-02	0.38
0.1167	2.232E+00	2.19	3.829E+01	1.76	5.993E-01	2.02	7.83E-03	0.26	7.57E-03	5.049E-02	0.43
0.1039	1.801E+00	3.84	3.178E+01	3.37	4.985E-01	3.61	7.84E-03	0.23	7.63E-03	4.907E-02	0.47

Fréq. Hz	lfd		Iarm		Varm		Zd(s)			sG(s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad	P. réelle Ω	Ampl. A/A	Ph. rad
0.0926	1.753E+00	3.79	3.183E+01	3.28	4.945E-01	3.49	7.77E-03	0.22	7.58E-03	4.769E-02	0.52
0.0824	1.694E+00	4.32	3.187E+01	3.74	4.906E-01	3.94	7.70E-03	0.20	7.54E-03	4.603E-02	0.58
0.0734	1.638E+00	4.77	3.190E+01	4.13	4.867E-01	4.32	7.63E-03	0.19	7.49E-03	4.448E-02	0.64
0.0653	1.572E+00	2.89	3.191E+01	2.20	4.829E-01	2.38	7.57E-03	0.18	7.45E-03	4.266E-02	0.68
0.0582	1.497E+00	2.01	3.193E+01	1.26	4.789E-01	1.43	7.50E-03	0.17	7.39E-03	4.060E-02	0.75
0.0518	1.408E+00	0.03	3.195E+01	5.52	4.753E-01	5.67	7.44E-03	0.15	7.35E-03	3.816E-02	0.80
0.0461	1.318E+00	4.35	3.197E+01	3.49	4.715E-01	3.63	7.37E-03	0.14	7.30E-03	3.570E-02	0.86
0.0411	1.240E+00	1.93	3.198E+01	1.02	4.682E-01	1.15	7.32E-03	0.13	7.25E-03	3.357E-02	0.92
0.0366	1.149E+00	5.08	3.199E+01	4.11	4.649E-01	4.23	7.27E-03	0.12	7.21E-03	3.111E-02	0.97
0.0326	8.405E-01	1.83	2.543E+01	0.80	3.714E-01	0.91	7.30E-03	0.11	7.26E-03	2.862E-02	1.03
0.0290	7.651E-01	4.40	2.547E+01	3.32	3.696E-01	3.42	7.25E-03	0.10	7.22E-03	2.601E-02	1.08
0.0258	7.011E-01	6.10	2.549E+01	4.99	3.681E-01	5.08	7.22E-03	0.09	7.19E-03	2.382E-02	1.12
0.0230	6.400E-01	1.85	2.551E+01	0.68	3.666E-01	0.77	7.19E-03	0.09	7.16E-03	2.173E-02	1.17
0.0205	5.747E-01	3.66	2.551E+01	2.46	3.653E-01	2.53	7.16E-03	0.08	7.14E-03	1.951E-02	1.20
0.0182	5.220E-01	4.95	2.552E+01	3.70	3.642E-01	3.77	7.14E-03	0.07	7.12E-03	1.772E-02	1.25
0.0162	4.684E-01	6.22	2.552E+01	4.94	3.634E-01	5.00	7.12E-03	0.06	7.10E-03	1.589E-02	1.28
0.0144	4.189E-01	1.29	2.552E+01	6.26	3.624E-01	0.03	7.10E-03	0.06	7.09E-03	1.421E-02	1.32
0.0129	3.813E-01	2.26	2.553E+01	0.92	3.619E-01	0.97	7.09E-03	0.05	7.08E-03	1.294E-02	1.34
0.0115	3.401E-01	3.09	2.553E+01	1.73	3.614E-01	1.78	7.08E-03	0.05	7.07E-03	1.154E-02	1.36
0.0102	3.014E-01	3.90	2.553E+01	2.51	3.609E-01	2.55	7.07E-03	0.04	7.06E-03	1.023E-02	1.39
0.0091	2.713E-01	4.66	2.553E+01	3.24	3.605E-01	3.27	7.06E-03	0.04	7.06E-03	9.203E-03	1.42
0.0081	2.438E-01	5.36	2.553E+01	3.93	3.602E-01	3.96	7.06E-03	0.03	7.05E-03	8.271E-03	1.44
0.0072	2.166E-01	6.00	2.554E+01	4.55	3.600E-01	4.58	7.05E-03	0.03	7.04E-03	7.346E-03	1.45
0.0064	1.919E-01	0.24	2.554E+01	5.06	3.597E-01	5.08	7.04E-03	0.03	7.04E-03	6.508E-03	1.47
0.0057	1.709E-01	0.76	2.554E+01	5.55	3.594E-01	5.58	7.04E-03	0.03	7.04E-03	5.795E-03	1.49
0.0051	1.532E-01	1.22	2.553E+01	6.00	3.592E-01	6.02	7.03E-03	0.02	7.03E-03	5.197E-03	1.51
0.0045	1.359E-01	1.53	2.554E+01	0.01	3.589E-01	0.03	7.03E-03	0.02	7.02E-03	4.606E-03	1.53
0.0040	1.212E-01	1.84	2.554E+01	0.30	3.588E-01	0.32	7.02E-03	0.02	7.02E-03	4.109E-03	1.54
0.0036	1.094E-01	2.15	2.555E+01	0.59	3.587E-01	0.61	7.02E-03	0.02	7.02E-03	3.710E-03	1.55
0.0032	9.746E-02	2.44	2.555E+01	0.88	3.586E-01	0.89	7.02E-03	0.02	7.02E-03	3.304E-03	1.56
0.0028	8.539E-02	2.68	2.555E+01	1.10	3.585E-01	1.12	7.01E-03	0.01	7.01E-03	2.894E-03	1.58
0.0025	7.592E-02	2.91	2.555E+01	1.31	3.584E-01	1.32	7.01E-03	0.01	7.01E-03	2.573E-03	1.59
0.0023	6.999E-02	3.06	2.556E+01	1.46	3.583E-01	1.48	7.01E-03	0.01	7.01E-03	2.372E-03	1.60
0.0020	6.082E-02	3.25	2.556E+01	1.63	3.582E-01	1.64	7.01E-03	0.01	7.01E-03	2.061E-03	1.62
0.0018	5.455E-02	3.39	2.556E+01	1.75	3.581E-01	1.76	7.01E-03	0.01	7.01E-03	1.849E-03	1.64
0.0016	4.871E-02	3.54	2.556E+01	1.89	3.580E-01	1.89	7.00E-03	0.01	7.00E-03	1.651E-03	1.65

➤ **Essai 2 : Inducteur en circuit ouvert dans l'axe d**

Fréq. Hz	I _{arm}		V _{fd}		Z _{afo} (s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. V/A	Ph. rad
1000.00	3.877E+00	0.52	4.815E+02	1.30	1.076E+02	0.78
890.39	4.467E+00	3.01	4.795E+02	3.89	9.295E+01	0.88
792.79	5.126E+00	3.90	4.785E+02	4.86	8.084E+01	0.96
705.89	5.861E+00	1.46	4.794E+02	2.49	7.083E+01	1.02
628.52	6.677E+00	3.13	4.823E+02	4.20	6.255E+01	1.08
559.63	7.579E+00	2.30	4.865E+02	3.42	5.559E+01	1.12
498.29	8.577E+00	3.30	4.902E+02	4.46	4.950E+01	1.16
443.67	9.683E+00	8.64	4.930E+02	3.54	4.409E+01	1.19
395.04	1.091E+01	2.98	4.937E+02	4.20	3.920E+01	1.22
351.74	1.226E+01	3.38	4.939E+02	4.63	3.488E+01	1.24
313.18	1.377E+01	5.86	4.941E+02	0.84	3.107E+01	1.27
278.85	1.545E+01	5.59	4.946E+02	0.59	2.772E+01	1.29
248.29	1.732E+01	6.09	4.952E+02	1.11	2.477E+01	1.30
221.07	1.940E+01	6.00	4.958E+02	1.04	2.213E+01	1.32
196.84	2.172E+01	3.42	4.965E+02	4.75	1.980E+01	1.33
175.27	2.431E+01	2.29	4.972E+02	3.63	1.771E+01	1.34
156.05	2.720E+01	1.96	4.977E+02	3.32	1.585E+01	1.36
138.95	3.043E+01	1.56	4.983E+02	2.93	1.418E+01	1.37
123.72	3.404E+01	2.78	4.987E+02	4.16	1.269E+01	1.37
110.16	3.807E+01	5.08	4.993E+02	0.18	1.136E+01	1.38
98.08	4.205E+01	4.88	4.949E+02	6.27	1.019E+01	1.39
87.00	4.615E+01	3.99	4.882E+02	5.39	9.161E+00	1.39
77.80	4.853E+01	1.02	4.696E+02	2.43	8.380E+00	1.40
69.20	5.241E+01	4.63	4.599E+02	6.04	7.599E+00	1.41
61.60	5.187E+01	5.77	4.202E+02	0.90	7.015E+00	1.41
54.90	5.184E+01	1.85	3.760E+02	3.26	6.281E+00	1.41
48.90	5.402E+01	4.52	3.510E+02	5.94	5.627E+00	1.42
43.50	4.961E+01	0.79	2.874E+02	2.20	5.017E+00	1.42
38.75	5.049E+01	5.12	2.618E+02	0.25	4.491E+00	1.41
34.50	5.215E+01	4.00	2.421E+02	5.41	4.020E+00	1.41
30.72	5.203E+01	0.23	2.158E+02	1.64	3.592E+00	1.41

Fréq. Hz	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	V/A	rad
27.35	5.205E+01	1.64	1.932E+02	3.04	3.215E+00	1.40
24.35	5.226E+01	5.88	1.737E+02	0.99	2.879E+00	1.40
21.68	5.379E+01	1.67	1.602E+02	3.06	2.579E+00	1.39
19.31	5.267E+01	0.28	1.405E+02	1.66	2.311E+00	1.38
17.19	5.061E+01	5.05	1.209E+02	0.13	2.069E+00	1.37
15.31	5.262E+01	3.41	1.130E+02	4.77	1.860E+00	1.36
13.63	5.287E+01	2.05	1.021E+02	3.39	1.672E+00	1.34
12.13	5.261E+01	2.72	9.144E+01	4.04	1.505E+00	1.32
10.80	5.319E+01	6.12	8.341E+01	1.14	1.358E+00	1.31
9.620	5.327E+01	6.01	7.550E+01	1.01	1.227E+00	1.29
8.566	5.277E+01	4.15	6.779E+01	5.42	1.113E+00	1.26
7.627	5.168E+01	3.55	6.033E+01	4.79	1.011E+00	1.24
6.791	4.990E+01	0.22	5.309E+01	1.44	9.214E-01	1.22
6.047	4.766E+01	3.87	4.640E+01	5.07	8.430E-01	1.19
5.384	4.944E+01	4.95	4.422E+01	6.12	7.747E-01	1.17
4.794	4.718E+01	4.46	3.891E+01	5.61	7.142E-01	1.15
0.8402	3.622E+01	5.65	1.065E+01	0.56	2.547E-01	1.19
0.7481	3.657E+01	4.01	9.859E+00	5.23	2.335E-01	1.22
0.6661	3.688E+01	4.68	9.085E+00	5.92	2.133E-01	1.24
0.5931	3.716E+01	2.68	8.333E+00	3.95	1.942E-01	1.27
0.5281	3.739E+01	5.21	7.617E+00	0.21	1.764E-01	1.29
0.4702	3.760E+01	1.27	6.933E+00	2.59	1.597E-01	1.31
0.4186	3.777E+01	2.06	6.290E+00	3.40	1.442E-01	1.34
0.3728	3.791E+01	2.18	5.691E+00	3.53	1.300E-01	1.36
0.3319	3.804E+01	5.47	5.134E+00	0.56	1.169E-01	1.38
0.2955	3.813E+01	2.17	4.622E+00	3.57	1.050E-01	1.39
0.2631	3.822E+01	0.53	4.153E+00	1.94	9.412E-02	1.41
0.2343	3.826E+01	5.43	3.724E+00	0.57	8.428E-02	1.43
0.2086	3.831E+01	4.57	3.333E+00	6.01	7.533E-02	1.44
0.1857	3.834E+01	4.60	2.982E+00	6.06	6.735E-02	1.45
0.1654	3.837E+01	4.55	2.666E+00	6.01	6.018E-02	1.46
0.1473	3.839E+01	3.84	2.383E+00	5.31	5.375E-02	1.47
0.1311	3.840E+01	2.04	2.124E+00	3.53	4.790E-02	1.48
0.1167	3.842E+01	5.24	1.896E+00	0.45	4.274E-02	1.49
0.1039	3.190E+01	0.55	1.400E+00	2.05	3.801E-02	1.50

Fréq. Hz	Iarm		Vfd		Zafo(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	V/A	rad
0.0926	3.194E+01	0.46	1.250E+00	1.97	3.390E-02	1.51
0.0824	3.199E+01	0.93	1.115E+00	2.45	3.018E-02	1.51
0.0734	3.200E+01	1.34	9.942E-01	2.86	2.690E-02	1.52
0.0653	3.201E+01	5.70	8.852E-01	0.94	2.395E-02	1.52
0.0582	3.201E+01	4.75	7.891E-01	6.28	2.135E-02	1.53
0.0518	3.203E+01	2.73	7.027E-01	4.26	1.900E-02	1.53
0.0461	3.203E+01	0.69	6.266E-01	2.23	1.694E-02	1.53
0.0411	3.203E+01	4.49	5.583E-01	6.03	1.510E-02	1.54
0.0366	3.203E+01	1.31	4.972E-01	2.85	1.345E-02	1.54
0.0326	2.556E+01	4.77	3.524E-01	0.02	1.194E-02	1.54
0.0290	2.554E+01	1.00	3.131E-01	2.55	1.062E-02	1.55
0.0258	2.552E+01	2.67	2.781E-01	4.22	9.437E-03	1.55
0.0230	2.553E+01	4.58	2.483E-01	6.13	8.424E-03	1.55
0.0205	2.552E+01	0.12	2.212E-01	1.67	7.507E-03	1.55
0.0182	2.553E+01	1.36	1.965E-01	2.92	6.665E-03	1.55
0.0162	2.552E+01	2.64	1.747E-01	4.19	5.927E-03	1.55
0.0144	2.553E+01	3.98	1.555E-01	5.53	5.276E-03	1.55
0.0129	2.553E+01	4.93	1.393E-01	0.20	4.726E-03	1.56
0.0115	2.218E+01	5.74	1.077E-01	1.01	4.203E-03	1.56
0.0102	2.219E+01	0.28	9.559E-02	1.84	3.730E-03	1.56
0.0091	2.220E+01	1.01	8.531E-02	2.57	3.327E-03	1.56
0.0081	2.220E+01	1.71	7.593E-02	3.26	2.962E-03	1.56
0.0072	2.220E+01	8.62	6.750E-02	3.89	2.633E-03	1.56
0.0064	2.220E+01	2.85	5.996E-02	4.41	2.339E-03	1.56
0.0057	2.220E+01	3.35	5.341E-02	4.91	2.083E-03	1.56
0.0051	2.221E+01	3.79	4.781E-02	5.35	1.865E-03	1.56
0.0045	2.221E+01	4.10	4.218E-02	5.67	1.645E-03	1.56
0.0040	2.221E+01	4.41	3.749E-02	5.97	1.462E-03	1.56
0.0036	2.222E+01	4.70	3.374E-02	6.26	1.315E-03	1.56
0.0032	2.222E+01	4.99	2.999E-02	0.27	1.169E-03	1.56
0.0028	2.222E+01	5.22	2.624E-02	0.50	1.023E-03	1.56
0.0025	2.222E+01	5.43	2.342E-02	0.71	9.130E-04	1.56
0.0023	2.222E+01	5.58	2.155E-02	0.86	8.398E-04	1.56
0.0020	2.222E+01	5.76	1.873E-02	1.04	7.301E-04	1.56
0.0018	2.221E+01	5.88	1.685E-02	1.16	6.570E-04	1.56
0.0016	2.221E+01	6.01	1.498E-02	1.29	5.839E-04	1.56

➤ **Essai 3 : Inducteur en court-circuit dans l'axe q**

Fréq. Hz	I _{arm}		V _{arm}		Z _q (s)	
	Ampl. A	Ph. rad	Ampl. V	Ph. rad	Ampl. Ω	Ph. rad
1000.00						
890.39	4.734E+00	0.91	9.750E+01	2.23	1.030E+01	1.32
792.79	5.409E+00	0.42	9.843E+01	1.74	9.098E+00	1.33
705.89	6.143E+00	5.70	9.924E+01	0.75	8.077E+00	1.33
628.52	6.943E+00	2.97	9.994E+01	4.31	7.197E+00	1.34
559.63	7.816E+00	0.09	1.005E+02	1.43	6.432E+00	1.34
498.29	8.767E+00	3.92	1.011E+02	5.26	5.763E+00	1.34
443.67	9.802E+00	3.24	1.015E+02	4.59	5.176E+00	1.34
395.04	1.093E+01	1.68	1.018E+02	3.02	4.656E+00	1.34
351.74	1.216E+01	3.96	1.021E+02	5.29	4.199E+00	1.34
313.18	1.351E+01	0.04	1.024E+02	1.38	3.791E+00	1.34
278.85	1.497E+01	4.15	1.026E+02	5.49	3.427E+00	1.34
248.29	1.657E+01	0.36	1.028E+02	1.69	3.101E+00	1.34
221.07	1.832E+01	5.15	1.029E+02	0.20	2.809E+00	1.33
196.84	2.024E+01	4.47	1.031E+02	5.80	2.547E+00	1.33
175.27	2.233E+01	1.96	1.032E+02	3.29	2.310E+00	1.33
156.05	2.463E+01	1.03	1.033E+02	2.36	2.097E+00	1.33
138.95	2.716E+01	2.03	1.034E+02	3.36	1.904E+00	1.33
123.72	2.993E+01	3.97	1.035E+02	5.31	1.729E+00	1.34
110.16	3.298E+01	1.50	1.036E+02	2.84	1.570E+00	1.34
98.08	3.482E+01	3.94	9.924E+01	5.28	1.425E+00	1.34
87.00	3.565E+01	2.77	9.187E+01	4.12	1.288E+00	1.34
77.80	3.849E+01	0.31	9.032E+01	1.66	1.173E+00	1.35
69.20	4.246E+01	2.32	9.032E+01	3.67	1.064E+00	1.35
61.60	4.112E+01	0.04	7.918E+01	1.40	9.628E-01	1.36
54.90	4.069E+01	1.42	7.097E+01	2.78	8.722E-01	1.36
48.90	4.193E+01	0.16	6.620E+01	1.53	7.894E-01	1.37
43.50	3.803E+01	5.40	5.419E+01	0.49	7.126E-01	1.37
38.75	3.832E+01	4.61	4.935E+01	6.00	6.439E-01	1.38
34.50	3.869E+01	4.52	4.498E+01	5.90	5.813E-01	1.39
30.72	3.839E+01	0.01	4.025E+01	1.40	5.242E-01	1.39

Fréq.	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Hz	A	rad	V	rad	Ω
27.35	3.881E+01	2.12	3.667E+01	3.52	4.724E-01	1.40
24.35	3.886E+01	1.00	3.306E+01	2.41	4.253E-01	1.41
21.68	3.998E+01	3.69	3.060E+01	5.11	3.827E-01	1.41
19.31	3.924E+01	3.02	2.699E+01	4.44	3.439E-01	1.42
17.19	3.785E+01	1.14	2.338E+01	2.57	3.089E-01	1.42
15.31	3.971E+01	6.06	2.203E+01	1.20	2.774E-01	1.43
13.63	4.040E+01	5.31	2.012E+01	0.46	2.490E-01	1.43
12.13	4.071E+01	0.29	1.819E+01	1.73	2.234E-01	1.44
10.80	4.188E+01	2.85	1.678E+01	4.29	2.004E-01	1.44
9.620	4.277E+01	0.93	1.538E+01	2.37	1.797E-01	1.44
8.566	4.340E+01	0.03	1.399E+01	1.48	1.612E-01	1.44
7.627	4.359E+01	0.68	1.260E+01	2.13	1.446E-01	1.45
6.791	4.406E+01	2.81	1.143E+01	4.26	1.297E-01	1.45
6.047	4.325E+01	6.26	1.007E+01	1.42	1.164E-01	1.45
5.384	4.608E+01	1.61	9.635E+00	3.06	1.045E-01	1.45
4.794	4.436E+01	2.27	8.333E+00	3.72	9.392E-02	1.45
0.8402	3.781E+01	3.13	1.645E+00	4.32	2.176E-02	1.19
0.7481	3.800E+01	1.53	1.497E+00	2.69	1.970E-02	1.16
0.6661	3.815E+01	2.23	1.363E+00	3.35	1.787E-02	1.12
0.5931	3.826E+01	0.26	1.245E+00	1.35	1.627E-02	1.09
0.5281	3.836E+01	2.76	1.139E+00	3.80	1.485E-02	1.04
0.4702	3.842E+01	5.14	1.047E+00	6.14	1.362E-02	1.00
0.4186	3.847E+01	5.97	9.653E-01	0.64	1.255E-02	0.95
0.3728	3.851E+01	6.09	8.957E-01	0.71	1.163E-02	0.90
0.3319	3.853E+01	3.09	8.350E-01	3.94	1.084E-02	0.85
0.2955	3.860E+01	2.03	7.846E-01	2.82	1.016E-02	0.80
0.2631	3.860E+01	0.33	7.406E-01	1.07	9.593E-03	0.74
0.2343	3.859E+01	5.20	7.030E-01	5.88	9.108E-03	0.69
0.2086	3.859E+01	4.32	6.716E-01	4.95	8.701E-03	0.63
0.1857	3.859E+01	4.30	6.455E-01	4.88	8.365E-03	0.58
0.1654	3.858E+01	4.25	6.241E-01	4.78	8.088E-03	0.53
0.1473	3.858E+01	3.51	6.066E-01	3.99	7.862E-03	0.49
0.1311	3.857E+01	1.74	5.913E-01	2.18	7.666E-03	0.44
0.1167	3.857E+01	4.92	5.795E-01	5.31	7.512E-03	0.40
0.1039	3.201E+01	0.25	4.787E-01	0.60	7.478E-03	0.35

Fréq. Hz	Iarm		Varm		Zq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	A	rad	V	rad	Ω	rad
0.0926	3.211E+01	2.69	4.734E-01	9.29	7.372E-03	0.32
0.0824	3.211E+01	3.19	4.680E-01	3.47	7.288E-03	0.29
0.0734	3.212E+01	3.58	4.639E-01	3.84	7.221E-03	0.26
0.0653	3.211E+01	1.67	4.602E-01	1.90	7.167E-03	0.23
0.0582	3.211E+01	0.74	4.575E-01	0.95	7.124E-03	0.21
0.0518	3.210E+01	5.01	4.552E-01	5.19	7.091E-03	0.18
0.0461	3.211E+01	2.98	4.534E-01	3.14	7.059E-03	0.16
0.0411	3.211E+01	0.50	4.519E-01	0.65	7.037E-03	0.15
0.0366	3.211E+01	3.60	4.506E-01	3.74	7.018E-03	0.13
0.0326	2.551E+01	0.31	3.617E-01	0.42	7.089E-03	0.12
0.0290	2.555E+01	2.82	3.614E-01	2.92	7.072E-03	0.10
0.0258	2.557E+01	4.49	3.610E-01	4.58	7.059E-03	0.09
0.0230	2.556E+01	0.12	3.606E-01	0.20	7.054E-03	0.08
0.0205	2.557E+01	1.90	3.604E-01	1.97	7.047E-03	0.07
0.0182	2.557E+01	3.14	3.601E-01	3.21	7.043E-03	0.07
0.0162	2.558E+01	4.38	3.600E-01	4.44	7.037E-03	0.06
0.0144	2.556E+01	5.70	3.598E-01	5.75	7.038E-03	0.05
0.0129	2.556E+01	0.36	3.597E-01	0.41	7.035E-03	0.05
0.0115	2.557E+01	1.17	3.596E-01	1.21	7.031E-03	0.04
0.0102	2.557E+01	1.95	3.594E-01	1.99	7.029E-03	0.04
0.0091	2.557E+01	2.68	3.593E-01	2.71	7.026E-03	0.03
0.0081	2.556E+01	3.37	3.592E-01	3.40	7.026E-03	0.03
0.0072	2.557E+01	4.00	3.591E-01	4.02	7.024E-03	0.03
0.0064	2.557E+01	4.50	3.590E-01	4.52	7.021E-03	0.02
0.0057	2.557E+01	5.00	3.589E-01	5.02	7.017E-03	0.02
0.0051	2.557E+01	5.45	3.587E-01	5.47	7.015E-03	0.02
0.0045	2.557E+01	5.74	3.586E-01	5.76	7.012E-03	0.02
0.0040	2.557E+01	6.04	3.585E-01	6.06	7.011E-03	0.02
0.0036	2.557E+01	0.05	3.584E-01	0.06	7.008E-03	0.01
0.0032	2.557E+01	0.33	3.583E-01	0.35	7.006E-03	0.01
0.0028	2.557E+01	0.56	3.583E-01	0.57	7.005E-03	0.01
0.0025	2.558E+01	0.77	3.583E-01	0.78	7.002E-03	0.01
0.0023	2.558E+01	0.93	3.582E-01	0.94	7.001E-03	0.01
0.0020	2.558E+01	1.10	3.582E-01	1.11	7.000E-03	0.01
0.0018	2.557E+01	1.22	3.574E-01	1.23	6.989E-03	0.01
0.0016						

➤ **Détermination de $L_d(s)$ et $L_q(s)$**

Ra = 0,007	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
1000.00	9.563E+00	1.42	1.522E-03	6.14				
890.39	8.368E+00	1.44	1.496E-03	6.15	1.030E+01	1.32	1.840E-03	6.03
792.79	7.351E+00	1.45	1.476E-03	6.16	9.098E+00	1.33	1.826E-03	6.04
705.89	6.483E+00	1.46	1.462E-03	6.17	8.077E+00	1.33	1.821E-03	6.05
628.52	5.733E+00	1.47	1.452E-03	6.18	7.197E+00	1.34	1.822E-03	6.05
559.63	5.082E+00	1.47	1.445E-03	6.18	6.432E+00	1.34	1.829E-03	6.05
498.29	4.514E+00	1.48	1.442E-03	6.19	5.763E+00	1.34	1.840E-03	6.05
443.67	4.016E+00	1.48	1.440E-03	6.19	5.176E+00	1.34	1.856E-03	6.05
395.04	3.577E+00	1.48	1.441E-03	6.20	4.656E+00	1.34	1.875E-03	6.05
351.74	3.190E+00	1.49	1.443E-03	6.20	4.199E+00	1.34	1.899E-03	6.05
313.18	2.847E+00	1.49	1.446E-03	6.21	3.791E+00	1.34	1.925E-03	6.05
278.85	2.542E+00	1.49	1.451E-03	6.21	3.427E+00	1.34	1.955E-03	6.05
248.29	2.271E+00	1.50	1.455E-03	6.21	3.101E+00	1.34	1.987E-03	6.05
221.07	2.030E+00	1.50	1.461E-03	6.21	2.809E+00	1.33	2.021E-03	6.05
196.84	1.814E+00	1.50	1.466E-03	6.22	2.547E+00	1.33	2.058E-03	6.05
175.27	1.622E+00	1.50	1.472E-03	6.22	2.310E+00	1.33	2.097E-03	6.05
156.05	1.449E+00	1.51	1.478E-03	6.22	2.097E+00	1.33	2.137E-03	6.05
138.95	1.295E+00	1.51	1.483E-03	6.23	1.904E+00	1.33	2.179E-03	6.05
123.72	1.157E+00	1.51	1.488E-03	6.23	1.729E+00	1.34	2.222E-03	6.05
110.16	1.034E+00	1.51	1.493E-03	6.23	1.570E+00	1.34	2.266E-03	6.05
98.08	9.229E-01	1.52	1.497E-03	6.24	1.425E+00	1.34	2.310E-03	6.06
87.00	8.210E-01	1.52	1.501E-03	6.24	1.288E+00	1.34	2.354E-03	6.06
77.80	7.358E-01	1.52	1.505E-03	6.24	1.173E+00	1.35	2.397E-03	6.07
69.20	6.559E-01	1.52	1.508E-03	6.24	1.064E+00	1.35	2.443E-03	6.07
61.60	5.851E-01	1.52	1.511E-03	6.25	9.628E-01	1.36	2.484E-03	6.08
54.90	5.225E-01	1.52	1.514E-03	6.25	8.722E-01	1.36	2.524E-03	6.08
48.90	4.661E-01	1.52	1.516E-03	6.25	7.894E-01	1.37	2.565E-03	6.09
43.50	4.154E-01	1.52	1.519E-03	6.25	7.126E-01	1.37	2.602E-03	6.10
38.75	3.705E-01	1.52	1.521E-03	6.25	6.439E-01	1.38	2.640E-03	6.10
34.50	3.304E-01	1.52	1.523E-03	6.26	5.813E-01	1.39	2.676E-03	6.11
30.72	2.946E-01	1.52	1.525E-03	6.26	5.242E-01	1.39	2.710E-03	6.12

Ra = 0,007	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
Fréq.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
Hz	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
27.35	2.628E-01	1.52	1.528E-03	6.26	4.724E-01	1.40	2.742E-03	6.13
24.35	2.343E-01	1.52	1.530E-03	6.26	4.253E-01	1.41	2.773E-03	6.14
21.68	2.090E-01	1.52	1.532E-03	6.26	3.827E-01	1.41	2.801E-03	6.14
19.31	1.864E-01	1.51	1.534E-03	6.26	3.439E-01	1.42	2.827E-03	6.15
17.19	1.663E-01	1.51	1.537E-03	6.26	3.089E-01	1.42	2.851E-03	6.16
15.31	1.484E-01	1.50	1.540E-03	6.26	2.774E-01	1.43	2.875E-03	6.17
13.63	1.325E-01	1.50	1.544E-03	6.27	2.490E-01	1.43	2.898E-03	6.17
12.13	1.184E-01	1.49	1.548E-03	6.27	2.234E-01	1.44	2.919E-03	6.18
10.80	1.058E-01	1.49	1.553E-03	6.27	2.004E-01	1.44	2.940E-03	6.19
9.620	9.465E-02	1.48	1.560E-03	6.27	1.797E-01	1.44	2.961E-03	6.19
8.566	8.467E-02	1.47	1.566E-03	6.27	1.612E-01	1.44	2.981E-03	6.20
7.627	7.593E-02	1.46	1.576E-03	6.27	1.446E-01	1.45	3.003E-03	6.21
6.791	6.808E-02	1.45	1.585E-03	6.27	1.297E-01	1.45	3.024E-03	6.21
6.047	6.115E-02	1.44	1.597E-03	6.27	1.164E-01	1.45	3.046E-03	6.22
5.384	5.502E-02	1.44	1.612E-03	6.28	1.045E-01	1.45	3.072E-03	6.23
4.794	4.954E-02	1.43	1.628E-03	6.28	9.392E-02	1.45	3.098E-03	6.24
0.8402	1.445E-02	0.92	2.205E-03	6.13	2.176E-02	1.19	3.830E-03	6.23
0.7481	1.341E-02	0.88	2.221E-03	6.13	1.970E-02	1.16	3.843E-03	6.23
0.6661	1.250E-02	0.83	2.237E-03	6.13	1.787E-02	1.12	3.854E-03	6.24
0.5931	1.171E-02	0.79	2.252E-03	6.13	1.627E-02	1.09	3.864E-03	6.24
0.5281	1.105E-02	0.74	2.269E-03	6.13	1.485E-02	1.04	3.871E-03	6.25
0.4702	1.047E-02	0.69	2.286E-03	6.12	1.362E-02	1.00	3.880E-03	6.25
0.4186	9.990E-03	0.64	2.304E-03	6.12	1.255E-02	0.95	3.886E-03	6.26
0.3728	9.586E-03	0.59	2.325E-03	6.11	1.163E-02	0.90	3.894E-03	6.26
0.3319	9.245E-03	0.55	2.348E-03	6.10	1.084E-02	0.85	3.900E-03	6.26
0.2955	8.961E-03	0.50	2.375E-03	6.09	1.016E-02	0.80	3.909E-03	6.27
0.2631	8.726E-03	0.46	2.409E-03	6.08	9.593E-03	0.74	3.919E-03	6.27
0.2343	8.527E-03	0.42	2.442E-03	6.07	9.108E-03	0.69	3.924E-03	6.28
0.2086	8.363E-03	0.39	2.482E-03	6.05	8.701E-03	0.63	3.928E-03	6.28
0.1857	8.225E-03	0.36	2.536E-03	6.04	8.365E-03	0.58	3.937E-03	0.00
0.1654	8.107E-03	0.33	2.596E-03	6.03	8.088E-03	0.53	3.946E-03	0.01
0.1473	8.009E-03	0.30	2.671E-03	6.02	7.862E-03	0.49	3.962E-03	0.01
0.1311	7.910E-03	0.28	2.747E-03	6.01	7.666E-03	0.44	3.961E-03	0.02
0.1167	7.826E-03	0.26	2.840E-03	6.01	7.512E-03	0.40	3.976E-03	0.03
0.1039	7.842E-03	0.23	2.952E-03	5.95	7.478E-03	0.35	3.958E-03	6.28

Ra = 0,007								
Fréq.	Zd(s)		Ld(s)		Zq(s)		Lq(s)	
	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.	Ampl.	Ph.
	Ω	rad	H	rad	Ω	rad	H	rad
0.0926	7.768E-03	0.22	3.055E-03	5.95	7.372E-03	0.32	3.953E-03	6.28
0.0824	7.697E-03	0.20	3.178E-03	5.95	7.288E-03	0.29	3.964E-03	0.00
0.0734	7.627E-03	0.19	3.301E-03	5.96	7.221E-03	0.26	3.977E-03	0.01
0.0653	7.566E-03	0.18	3.426E-03	5.96	7.167E-03	0.23	3.977E-03	0.01
0.0582	7.498E-03	0.17	3.551E-03	5.97	7.124E-03	0.21	3.984E-03	0.02
0.0518	7.439E-03	0.15	3.671E-03	5.98	7.091E-03	0.18	3.991E-03	0.02
0.0461	7.373E-03	0.14	3.803E-03	6.01	7.059E-03	0.16	4.003E-03	0.03
0.0411	7.319E-03	0.13	3.916E-03	6.03	7.037E-03	0.15	4.015E-03	0.04
0.0366	7.268E-03	0.12	4.022E-03	6.05	7.018E-03	0.13	4.025E-03	0.05
0.0326	7.302E-03	0.11	4.181E-03	5.98	7.089E-03	0.12	3.983E-03	-0.05
0.0290	7.254E-03	0.10	4.256E-03	6.00	7.072E-03	0.10	3.974E-03	-0.05
0.0258	7.219E-03	0.09	4.325E-03	6.01	7.059E-03	0.09	3.986E-03	-0.05
0.0230	7.186E-03	0.09	4.408E-03	6.03	7.054E-03	0.08	4.000E-03	-0.05
0.0205	7.160E-03	0.08	4.436E-03	6.04	7.047E-03	0.07	3.997E-03	-0.05
0.0182	7.136E-03	0.07	4.528E-03	6.05	7.043E-03	0.07	4.012E-03	-0.06
0.0162	7.118E-03	0.06	4.553E-03	6.06	7.037E-03	0.06	4.014E-03	-0.06
0.0144	7.100E-03	0.06	4.597E-03	6.07	7.038E-03	0.05	4.025E-03	-0.08
0.0129	7.089E-03	0.05	4.648E-03	6.07	7.035E-03	0.05	4.056E-03	-0.08
0.0115	7.078E-03	0.05	4.677E-03	6.07	7.031E-03	0.04	4.062E-03	-0.08
0.0102	7.069E-03	0.04	4.696E-03	6.07	7.029E-03	0.04	4.083E-03	-0.09
0.0091	7.060E-03	0.04	4.768E-03	6.08	7.026E-03	0.03	4.096E-03	-0.10
0.0081	7.055E-03	0.03	4.838E-03	6.07	7.026E-03	0.03	4.174E-03	-0.11
0.0072	7.048E-03	0.03	4.884E-03	6.08	7.024E-03	0.03	4.203E-03	-0.11
0.0064	7.043E-03	0.03	4.953E-03	6.08	7.021E-03	0.02	4.268E-03	-0.11
0.0057	7.038E-03	0.03	5.011E-03	6.09	7.017E-03	0.02	4.339E-03	-0.10
0.0051	7.033E-03	0.02	5.040E-03	6.09	7.015E-03	0.02	4.387E-03	-0.09
0.0045	7.026E-03	0.02	5.175E-03	6.11	7.012E-03	0.02	4.460E-03	-0.09
0.0040	7.023E-03	0.02	5.255E-03	6.12	7.011E-03	0.02	4.512E-03	-0.08
0.0036	7.020E-03	0.02	5.302E-03	6.12	7.008E-03	0.01	4.565E-03	-0.07
0.0032	7.018E-03	0.02	5.346E-03	6.12	7.006E-03	0.01	4.619E-03	-0.06
0.0028	7.015E-03	0.01	5.391E-03	6.13	7.005E-03	0.01	4.655E-03	-0.05
0.0025	7.012E-03	0.01	5.377E-03	6.15	7.002E-03	0.01	4.663E-03	-0.03
0.0023	7.010E-03	0.01	5.378E-03	6.16	7.001E-03	0.01	4.721E-03	-0.01
0.0020	7.008E-03	0.01	5.386E-03	6.18	7.000E-03	0.01	4.716E-03	0.01
0.0018	7.007E-03	0.01	5.421E-03	6.18	6.989E-03	0.01	3.654E-03	0.26
0.0016	7.005E-03	0.01	5.419E-03	6.20				