

# Table des matières

Résumé.....	iii
Abstract.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des tableaux .....	viii
Liste des figures.....	ix
Remerciements.....	xiii
1 Introduction .....	1
1.1 Mise en contexte et problématique.....	1
1.2 Structure d'une machine synchrone à rotor bobiné .....	2
1.2.1 Stator.....	2
1.2.2 Rotor .....	3
1.3 Méthode de modélisation choisie et principales contributions du mémoire .....	4
1.4 Plan du mémoire .....	5
2 Les méthodes de modélisation des machines synchrones .....	6
2.1 Modèle de Behn-Eschenburg .....	6
2.2 Modèle dq.....	7
2.3 Modélisation par des circuits magnétiquement couplés .....	8
2.3.1 Formulation générale pour un modèle de circuits-couplés.....	9
2.3.2 Exemple d'une variation du modèle de circuits-couplés avec réduction du nombre de circuits au rotor	10
2.4 Modélisation par réseaux de perméance.....	13
2.5 Modélisation par éléments finis .....	13
2.6 Résumé comparatif des modèles .....	14
2.7 Conclusion.....	15
3 Formulation générale et méthodologie pour une modélisation avec des circuits-couplés.....	16
3.1 Présentation de la méthode et des hypothèses.....	16
3.1.1 Présentation de la méthode .....	16
3.1.2 Hypothèses de la méthode.....	20
3.2 Mise en équation avec la modélisation des cages et des grilles .....	20
3.3 Méthode d'identification des paramètres .....	24

3.3.1	Calcul analytique.....	25
3.3.2	Calcul par éléments finis.....	25
3.4	Domaine d'étude réduit et coefficients de symétrie.....	27
3.5	Prise en compte de la saturation.....	28
3.6	Modélisation des connexions électriques entre des circuits.....	29
3.7	Calcul du couple et prétraitement pour la simulation du modèle circuits-couplés.....	33
3.8	Conclusion.....	34
4	Développement du modèle circuits-couplés dans MATLAB/Simulink.....	35
4.1	Résolution d'un modèle de circuits-couplés en phaseurs.....	35
4.1.1	Hypothèses et simplifications.....	35
4.1.2	Implantation du modèle.....	36
4.1.3	Simulation d'une réponse en fréquence à l'arrêt (test SSFR).....	37
4.1.4	Résumé des étapes pour une simulation en phaseurs.....	37
4.2	Implantation du modèle de circuits-couplés pour une simulation dynamique dans Simulink.....	38
4.2.1	Description des différents blocs simulink constituant les entrées du modèle.....	39
4.2.2	Description des différents blocs simulink pour la représentation du générateur.....	41
4.2.3	Description des différents blocs simulink pour le traitement des courants obtenus en sortie.....	46
4.2.4	Prétraitement: calcul des valeurs initiales de simulation.....	47
4.2.5	Résumé des étapes de la simulation dynamique dans Simulink.....	48
4.3	Conclusion.....	49
5	Simulations et validations pour un alternateur à pôles saillants de petite puissance (5.4 kVA).....	51
5.1	Description de la machine.....	51
5.2	Description du banc d'essai pour les mesures expérimentales.....	52
5.3	Préparation du modèle circuits-couplés.....	53
5.4	Validation des résultats de simulation.....	55
5.4.1	Essais en court-circuit.....	55
5.4.2	Essai à vide.....	63
5.5	Conclusion.....	65
6	Simulations et validations pour un grand hydrogénérateur de 109 MVA.....	66
6.1	Description de la machine.....	66
6.2	Mesures expérimentales.....	67
6.2.1	Dispositif expérimental installé.....	67
6.2.2	Problèmes rencontrés avec les signaux mesurés.....	68

6.3	Préparation du modèle de circuits couplés .....	70
6.4	Validation des résultats de simulation .....	73
6.4.1	Essais en court-circuit .....	74
6.4.2	Tests à vide .....	91
6.4.3	Essai en charge .....	93
6.4.4	Commentaires sur le contenu harmonique .....	97
6.5	Conclusion.....	101
	Conclusion générale .....	103
	Bibliographie .....	104

## Liste des tableaux

Tableau 1: Coefficients pour la simulation sur le domaine de symétrie .....	27
Tableau 2: Étapes d'utilisation du modèle circuits-couplés en phaseur appliqué au test de réponse en fréquence à l'arrêt .....	38
Tableau 3: Étapes d'utilisation du modèle circuits-couplés dynamique .....	48
Tableau 4 : Quelques caractéristiques électriques et physiques de la machine PHG5 .....	52
Tableau 5: Paramètres retenus de la machine PHG5.....	54
Tableau 6 : Quelques caractéristiques électriques et physiques de la machine LHG109.....	67
Tableau 7: Paramètres retenus sans la cage.....	71
Tableau 8: Paramètres de la cage retenus .....	72



# Liste des figures

Figure 1: a) Photo d'un stator avec détails sur les encoches b) Segment de tôle d'un stator .....	2
Figure 2: Exemple de machine avec a) rotor à pôles lisses b) rotor à pôles saillants .....	3
Figure 3: Différentes configurations d'enroulements d'amortisseurs a) Cage b) Grille .....	4
Figure 4: Schéma monophasé équivalent d'une machine synchrone avec le modèle de Behn Eschenburg .....	7
Figure 5: a) Convention générateur b) Convention moteur .....	9
Figure 6: a) Schéma simplifié d'une machine à pôles saillants avec son stator dans le repère a,b,c et le rotor dans le repère dq [43] b) Schéma équivalent avec détails sur les couplages entre les inductances [37] .....	11
Figure 7: Détail sur différentes précisions de maillage triangulaire avec les éléments finis .....	14
Figure 8: Schémas blocs de la méthode de modélisation avec les circuits-couplés .....	19
Figure 9 : a) cage b) grille c) circuit équivalent des amortisseurs. ....	21
Figure 10: a) Machine à pôles saillants représentée dans le logiciel de calcul par éléments finis b) Résumé des étapes de l'identification .....	26
Figure 11: Procédure de gestion des coefficients de symétrie sur le domaine d'étude réduit .....	27
Figure 12: Étapes de la détermination de la saturation .....	28
Figure 13: Présence de la saturation magnétique sur une courbe caractéristique à vide .....	29
Figure 14: Schéma d'une connexion triangle avec relation entre courants de phase et courants de ligne .....	31
Figure 15: Étapes du prétraitement pour la simulation du modèle circuits-couplés .....	33
Figure 16: Schéma bloc du modèle circuits-couplés dynamique .....	39
Figure 17: Classification des conducteurs utilisés dans la simulation .....	40
Figure 18: Mise en forme des tensions du stator et de l'inducteur .....	40
Figure 19: Blocs Simulink pour l'obtention des tensions d'entrées .....	41
Figure 20: Blocs de simulation de la machine synchrone sur le domaine de symétrie .....	42
Figure 21: Blocs utilisés pour le calcul de la chute de tension résistive .....	43
Figure 22: Blocs Simulink pour la prise en compte de la saturation .....	44
Figure 23: Schéma blocs pour la gestion de la position du rotor .....	44
Figure 24: Blocs pour le calcul de l'inductance inverse .....	46
Figure 25: Schéma bloc général présentant le courant sur le domaine à la sortie du générateur .....	46
Figure 26: Blocs Simulink utilisés pour obtenir les courants totaux à partir des courants sur le domaine .....	47
Figure 27: Vue en coupe des caractéristiques géométriques du PHG5 et détail sur l'emplacement des barres .....	51
Figure 28: Caractéristiques à vide et en court-circuit du PHG5 .....	52
Figure 29: Photo du PHG5 avec des cartes d'acquisition pour les mesures expérimentales des courants de barre .....	53
Figure 30: Inductance en fonction de la fréquence obtenue par SSFR a) axe D b) axe Q .....	55
Figure 31: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	56
Figure 32: Courant dans la barre1 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	56
Figure 33: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	57
Figure 34: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	57
Figure 35: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	58
Figure 36: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	58
Figure 37: Courant dans la barre 6 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	59
Figure 38: Courant dans la barre 7 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .....	59

Figure 39: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale ..	60
Figure 40: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .	60
Figure 41: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale .	61
Figure 42: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale.....	61
Figure 43: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale.....	62
Figure 44: Courant de la phase C au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale.....	62
Figure 45: Courant de la barre #3 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale.....	63
Figure 46: Courant de la barre #4 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale.....	63
Figure 47: a) Tension Ligne-Ligne à vide b) Courant de la barre amortisseur #6 à vide .....	64
Figure 48: Configuration au rotor de la machine LHG 109 [13].....	66
Figure 49: Caractéristiques à vide et en court-circuit de la LHG109.....	67
Figure 50: Dispositif expérimental avec le pôle instrumenté pour la mesure des courants de barre .....	68
Figure 51: Instrumentation pour la mesure de la vitesse .....	68
Figure 52: Courant dans la barre 3 pour le court-circuit triphasé à 0.2 pu a) sans correction de gain sur le capteur 2.5 kA b) avec correction de gain sur le capteur 2.5 kA.....	69
Figure 53: Courant dans la barre 3 pour le court-circuit biphasé à 0.2 pu a) sans correction de gain sur le capteur 2.5 kA b) avec correction de gain sur le capteur 2.5 kA.....	69
Figure 54: Comparaison entre les 2 capteurs pour un courant élevé- courant-circuit triphasé à 0.5 pu a) Avec correction de la composante continue sur la phase A b) sans correction de la composante continue sur la phase B	70
Figure 55: Représentation de la machine LHG109 pour le calcul par éléments finis a) machine complète b) un sixième de la machine c) vue détaillée .....	71
Figure 56: Recherche des paramètres SSFR par comparaison avec les résultats expérimentaux a) axe D b) axe Q. ....	72
Figure 57: Inductance en fonction de la fréquence obtenue par SSFR a) axe D b) axe Q .....	73
Figure 58 : Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu.....	74
Figure 59: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu.....	75
Figure 60: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu.....	75
Figure 61: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu.....	75
Figure 62: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu.....	76
Figure 63: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé à 1pu a) Expérience b) Comparaison en régime permanent.....	77
Figure 64: Courant dans la phase A du stator pendant le court-circuit triphasé à 1pu a)Allure générale b) Régime permanent.....	77
Figure 65: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Allure générale -a)0.2 pu avec vue détaillée b) 0.5 pu .....	78
Figure 66: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu .....	78
Figure 67: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- à 0.5 pu-Comparaison additionnelle avec les éléments finis (FEM).....	79
Figure 68: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu.....	79
Figure 69: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	80
Figure 70: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	80
Figure 71: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	80
Figure 72: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	81
Figure 73: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	81

Figure 74: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	81
Figure 75: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	81
Figure 76: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	82
Figure 77: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	82
Figure 78: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	82
Figure 79: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	82
Figure 80: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé- Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	83
Figure 81: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu ...	83
Figure 82: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .	83
Figure 83: Couple- Comparaison entre les éléments finis (FEM) et le modèle circuits-couplés (CFE-CC) a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	84
Figure 84: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	85
Figure 85: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	85
Figure 86: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	85
Figure 87: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu .....	86
Figure 88: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	86
Figure 89: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	86
Figure 90: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu .....	87
Figure 91: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit biphasé-Régime transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	87
Figure 92: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	87
Figure 93: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	88
Figure 94: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Comparaison entre les éléments finis et le modèle circuits-couplés-Régime transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	88
Figure 95: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	89
Figure 96: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	89
Figure 97: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	89
Figure 98: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu ..	90
Figure 99: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu	90
Figure 100: Tension Ligne-Ligne avec la Phase ouverte A et Phase B au stator pendant le court-circuit biphasé a) 0.2 pu b) 0.5 pu .....	90
Figure 101: Tension Ligne-Ligne à vide entre les phases A et B a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	91
Figure 102: Tension Ligne-Ligne à vide entre les phases C et B a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	91
Figure 103: Courant dans la barre 5 à vide a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	92
Figure 104: Courant dans la barre 3 à vide a) 0.2 pu b) 0.5 pu .....	92
Figure 105: Courant dans la barre 5 à vide à 0.2 pu-Comparaison entre les éléments finis (FEM) et le modèle circuits-couplés (CFE-CC) .....	92
Figure 106: Allure caractéristique sur 0.7 s au rotor-exemple à 0.2 pu a) Courant inducteur b) Courant dans la barre5 .....	93
Figure 107: Courant dans la barre 5 à vide-Vue détaillée de la zone stable a)0.2 pu b) 0.5 pu .....	93
Figure 108: Courant inducteur pendant le test en charge à 0.5 pu .....	94
Figure 109: Courant dans la barre 1 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales .....	94
Figure 110: Courant dans la barre 2 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales .....	95

Figure 111: Courant dans la barre 3 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales .....	95
Figure 112: Courant dans la barre 4 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales .....	95
Figure 113: Courant dans la barre 5 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales .....	96
Figure 114: Courant dans la phase A du stator pendant le test en charge à 0.5 pu .....	96
Figure 115: Tension Ligne Ligne entre les phases A et B pendant le test en charge à 0.5 pu .....	97
Figure 116: Contenu harmonique de la tension ligne-ligne à vide à 0.2 pu .....	98
Figure 117: Contenu harmonique de la tension ligne-ligne à vide à 0.5 pu .....	98
Figure 118: Courant d'armature court-circuit biphasé en régime permanent à 0.5 pu .....	99
Figure 119: Contenu harmonique de courants de barre pendant le régime permanent lors du court-biphasé 0.5 pu a)Barre 3 b) Barre 5 .....	99
Figure 120: Contenu harmonique lors du test en charge à 0.5 pu a) Tension Ligne-Ligne b) Courant d'armature c) Courant Barre 1 d) Courant Barre 3 .....	101

# Remerciements

Je veux avant tout bénir et rendre LA GLOIRE à Dieu Tout Puissant pour tout.

Je veux remercier tout particulièrement Mr Jérôme CROS, mon directeur de recherche pour son aide précieuse, sa patience et sa disponibilité. Son encadrement et l'investissement personnel dont il a fait preuve durant mon projet de maîtrise m'ont été d'une grande aide pour la rédaction de ce mémoire et la finalisation de cette maîtrise en moins de deux ans.

L'ensemble du corps professoral de l'Université Laval.

Aux membres du laboratoire d'électrotechnique, d'électronique de puissance et de commande industrielle (L.E.E.P.C.I), Bouali, Jules, Stéphanie, Atieh et également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ce travail. Merci à vous chers collègues du L.E.E.P.C.I pour la collaboration, l'amitié, et les discussions qui ont contribué à égayer cette maîtrise.

Mes parents, mes ami(e)s, en particulier à Samuella et à mes sœurs Estelle et Cassandre pour leur appui, soutien et leurs encouragements durant toutes mes études jusqu'à ce jour. Je ne vous remercierai jamais assez.

# 1 Introduction

Cette étude porte sur la modélisation des machines avec les circuits-couplés et se concentre sur la machine synchrone à rotor bobiné. En effet, le générateur synchrone à rotor bobiné est la machine électrique la plus utilisée dans la production d'énergie électrique à grande échelle [1]–[4] parmi les autres types de machines comme la machine synchrone à aimant. Ce chapitre introductif débute par une mise en contexte amorçant la problématique étudiée suivie de la description du générateur synchrone. Les principales contributions du mémoire et la méthode de modélisation choisie sont ensuite énoncées pour enfin terminer avec le plan du mémoire.

## 1.1 Mise en contexte et problématique

La planification de l'énergie est de plus en plus ardue en raison de l'augmentation des pics de demande et des problèmes de stabilité des réseaux. Les exigences sont aussi de plus en plus importantes sur l'efficacité des alternateurs de réseau et la conception de ces systèmes requiert des modèles dynamiques plus précis et plus rapides pour évaluer les performances et les pertes dans différentes conditions de fonctionnement. Une grande précision du modèle de pertes est essentielle pour les concepteurs d'alternateurs s'ils veulent approcher les exigences des cahiers de charge sans risquer de s'exposer à des pénalités. Un autre aspect concerne le contenu harmonique de la tension ligne à ligne à vide qui doit respecter les règles énoncées dans la première section de l'IEC 60034 [5][6].

Les grandes machines synchrones à pôles saillants (Figure 2b) sont couramment équipées d'un ensemble de circuits amortisseurs au rotor dont le rôle est d'amortir les oscillations de vitesse et d'augmenter la capacité en courant de l'alternateur en cas de défaut de court-circuit. Certains générateurs sans enroulements d'amortisseur ont dû être remis à niveau lorsque leur importance pour la protection lors de courts-circuits et de la stabilité transitoire a été reconnue [7][8].

L'enroulement amortisseur à la surface des pôles d'un alternateur reste encore une partie de la machine très difficile à caractériser. Il existe peu de méthodes de modélisation qui sont capables de prédire les courants dans ces barres d'amortisseurs et l'impact sur les pertes, notamment en régime permanent. On est souvent réduit à utiliser une modélisation de calcul de champ par éléments finis pour estimer ces pertes, mais les temps de calcul peuvent devenir rapidement excessifs. Dans ce cas, il convient de trouver des modèles qui offrent un meilleur compromis entre précision et temps de calcul.

Comme la mesure des courants dans les barres d'amortisseur n'est pas une chose aisée, il existe peu de mesures expérimentales de ces courants qui sont disponibles dans la littérature, il est donc difficile de valider la précision de ces estimations de pertes.

Généralement pour valider d'autres méthodes de modélisation, on doit utiliser le calcul de champ par éléments finis comme référence en raison de l'absence de mesures. Cette approche peut conduire à des conclusions erronées et ne renseigne pas vraiment sur la précision du modèle par rapport à la réalité [9]–[13].

Un problème clé à la simulation des machines électriques est d'obtenir un modèle efficace et flexible. Cependant, il est nécessaire d'utiliser un modèle d'ordre élevé si l'on doit considérer les harmoniques d'espace pour évaluer les courants dans chaque barre du rotor [14][15]. L'objectif de ce mémoire est donc d'établir un modèle précis et rapide pour l'estimation des courants de barres du circuit amortisseur d'une machine synchrone et d'en valider les performances.

## 1.2 Structure d'une machine synchrone à rotor bobiné

Une machine synchrone comporte un stator et un rotor qui sont maintenus ensemble par un assemblage mécanique. Cette dernière comprend également le système de refroidissement. Le stator et le rotor sont décrits dans cette section.

### 1.2.1 Stator

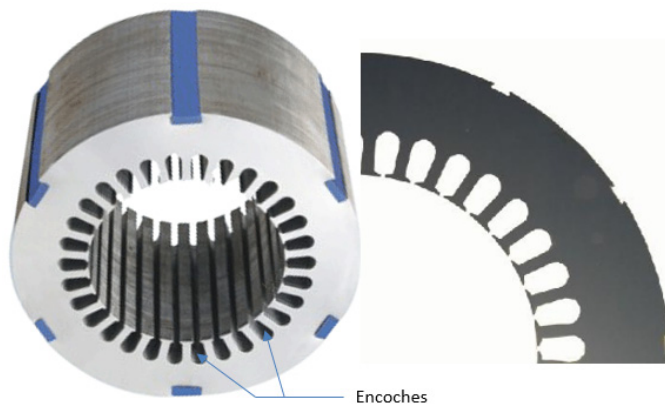


Figure 1: a) Photo d'un stator avec détails sur les encoches b) Segment de tôle d'un stator

Le stator est constitué d'un noyau magnétique fait de tôles au silicium feuilletées qui sont perforées de fentes uniformes appelées encoches (Figure 1) dans lesquelles sont logés les enroulements constituant le bobinage statorique [16]. Ces enroulements sont identiques pour chaque phase, mais décalés de façon symétrique les uns par rapport aux autres le long de la périphérie (décalage de 120 degrés pour une machine triphasée). Lors du fonctionnement de la machine, le circuit magnétique du stator subit un champ magnétique variable qui peut causer des pertes par courants de Foucault et par hystérésis. C'est la raison pour laquelle il faut utiliser des tôles de faible

épaisseur qui sont isolées électriquement les unes des autres pour empêcher la circulation de ces courants induits et réduire ces pertes. Les encoches du stator des grands générateurs synchrones sont généralement ouvertes pour faciliter l'insertion de bobines préformées ou des barres au stator. Cependant, ces encoches ouvertes produisent des harmoniques d'induction dans l'entrefer qui sont très importants et qui peuvent nuire au bon fonctionnement de l'alternateur avec une augmentation des vibrations et des harmoniques de f.e.m à vide.

### 1.2.2 Rotor

Le rotor constitue la partie tournante de la machine. Il peut être à pôles lisses (Figure 2a) ou à pôles saillants (Figure 2b). Un rotor à pôles lisses a un circuit magnétique parfaitement cylindrique avec un entrefer uniforme le long de la circonférence du stator à l'exception des encoches. La variation des inductances du stator en fonction de la position du rotor est négligeable et on peut les considérer constantes. Il faut quand même noter que l'inductance mutuelle entre un bobinage du stator et un bobinage du rotor varie en fonction de la position du rotor. Dans le cas des turboalternateurs, le circuit magnétique du rotor est souvent fait d'acier forgé à cause des vitesses périphériques très élevées. Il comporte des fentes radiales pour introduire le bobinage inducteur. Ce bobinage est réalisé de telle sorte que l'axe magnétique soit radial (les bobines sont dans un plan parallèle à celui de l'entrefer). Dans le cas d'une machine à pôles saillants comme les hydrogénérateurs, une bobine est enroulée autour de chaque pôle de telle sorte que chacun des pôles successifs sur la périphérie du rotor soit alternativement nord et sud. Toutes les bobines d'excitation sont parcourues par le même courant continu en série. Les inductances des bobines du stator ne sont pas constantes en fonction de la position du rotor).

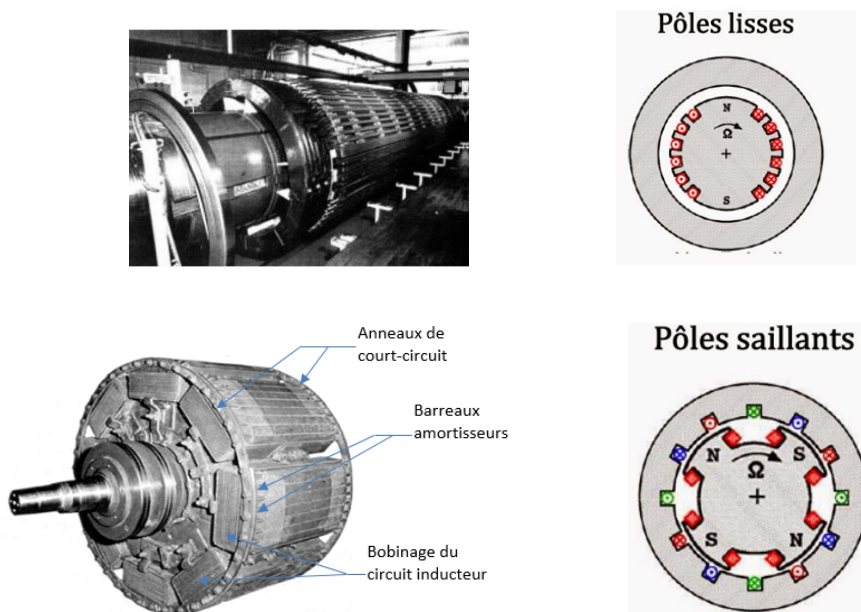


Figure 2: Exemple de machine avec a) rotor à pôles lisses b) rotor à pôles saillants



Plus la machine a un nombre élevé de pôles, plus faible est le nombre d'encoches par pôle et plus il y a d'harmoniques d'espace dans la force électromagnétique[16][17]. La disposition des enroulements dans les encoches et des ouvertures d'encoche influence les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice et permet une tension induite au stator plus conforme aux standards tels que la norme IEEE 519 [6].

Les grandes machines synchrones à pôles saillants sont généralement équipées d'enroulements amortisseurs qui sont arrangés sous la forme d'une cage d'écureuil ou d'une grille. Ces enroulements jouent un rôle important dans le comportement de la machine pendant les périodes transitoires et aussi en régime permanent [8][18]. Pendant la période transitoire, ils participent à un fonctionnement plus stable de la machine et protègent le bobinage inducteur en diminuant la tension induite lors des courts-circuits francs.

Les barres d'amortisseurs modifient la réponse du courant au stator pendant les transitoires que l'on modélise souvent par les réactances subtransitoires  $X''_d$ ,  $X''_q$ . En régime permanent, ils aident à réduire les harmoniques de champ dans l'entrefer [10] et à diminuer les harmoniques des f.e.m.s. On retrouve généralement deux principales configurations d'enroulements d'amortisseurs. Il s'agit de la cage et de la grille (Figure 3) [19]. Dans la cage, toutes les barres sont reliées par des connexions appelées anneaux de court-circuit. Avec la grille, il n'y a aucune connexion entre pôles adjacents.

On retrouve beaucoup de configuration de type « cage » dans les grands générateurs avec un nombre élevé de pôles [8]. Cependant, pour des raisons économiques et de maintenance, les concepteurs privilégient maintenant l'utilisation des grilles [20].

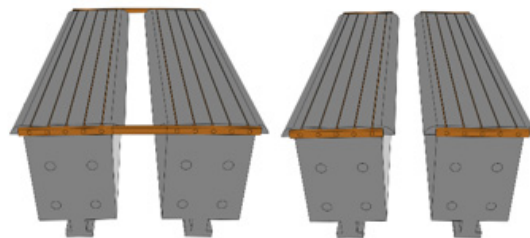


Figure 3: Différentes configurations d'enroulements d'amortisseurs a) Cage b) Grille

### 1.3 Méthode de modélisation choisie et principales contributions du mémoire

Le but de cette recherche est la mise en forme d'une modélisation rapide et d'ordre élevé afin de tenir compte des harmoniques d'espace et pour reproduire de façon précise les différents courants dans les barres d'amortisseur. Une approche de type « circuits couplés » est privilégiée sachant qu'il est possible d'identifier tous les couplages magnétiques entre les bobinages à l'aide d'un logiciel de calcul de champ par éléments finis. Cette méthode d'identification offre beaucoup d'avantages en termes de précision. En effet, la discrétisation spatiale est très fine

grâce au maillage et il n'est pas nécessaire de faire des approximations géométriques ou des hypothèses pouvant nuire à la précision des résultats. Son efficacité a été confirmée dans [14][21], mais sans valider les courants de barres.

La méthode présentée dans ce travail se base sur la combinaison d'une modélisation par éléments finis avec un modèle de circuits magnétiques couplés, qu'on désigne sous le terme "CFE-CC" pour Combined Finite Element Coupled Circuit en anglais [22]. Ce travail vise à développer un modèle capable de considérer différentes connexions rotoriques et permettre l'observation des différents courants de barre. L'auteure a opté pour un modèle de cage général permettant de simuler à la fois une grille ou une cage complète. La contribution la plus considérable est la validation du modèle avec des mesures expérimentales réalisées sur deux machines à pôles saillants : une machine de 5.4 kVA dans un banc d'essai de laboratoire et un grand hydroalternateur de 109 MVA testé dans une centrale électrique.

## **1.4 Plan du mémoire**

Après ce chapitre d'introduction, les différentes méthodes de modélisation des machines synchrones sont abordées dans le chapitre 2, en se basant sur la bibliographie disponible.

Le chapitre 3 détaille la méthodologie de modélisation retenue qui est celle des circuits couplés et des hypothèses associées. La méthode d'identification des paramètres avec les éléments finis est présentée par la suite ainsi que la méthode de gestion d'un domaine d'étude réduit et la prise en compte de la saturation.

La première section du chapitre 4 est consacrée à l'implémentation du modèle circuits-couplés en phaseurs pour des études à l'arrêt. On montre l'application de ce modèle pour le calcul d'une réponse en fréquence à l'arrêt. La dernière section traite du modèle circuits-couplés dynamique dans MATLAB/Simulink qui permet des études en rotation.

Dans les chapitres suivants, le modèle est appliqué pour la simulation du fonctionnement de plusieurs alternateurs. Des essais en charge et des tests de courts-circuits triphasés et biphasés sont comparés à des mesures expérimentales. Ces exemples d'application permettent d'illustrer les performances du modèle et de valider son comportement.

## 2 Les méthodes de modélisation des machines synchrones

La littérature scientifique abonde de méthodes de modélisation pour des machines électriques et décrit une multitude de variantes de modèles. Le choix de la méthode de modélisation dépend du type d'information recherchée et de nombreux facteurs tels que le type et la taille de la machine. Il faut aussi tenir compte des exigences sur le temps de calcul et sur la précision.

Il est possible de classer les modèles en trois grands groupes: il s'agit des éléments finis (EF) "Finite Element" en anglais, des modèles de perméance ou circuits magnétiques équivalents "Magnetic Equivalent Circuits"(MEC) et du groupe des circuits localisés connu sous le nom de "lumped circuits" en anglais. Modéliser "par des circuits localisés" consiste à représenter le comportement de systèmes physiques spatialement repartis de façon concentrée dans des éléments localisés tels que des résistances, des inductances, capacitances. C'est une approche très utilisée dans les systèmes électriques afin de simplifier des problèmes complexes. De façon mathématique, cette simplification permet de réduire l'espace d'état d'un système à une dimension finie. On passe d'équations différentielles partielles d'un problème physique complexe à des équations différentielles ordinaires avec un nombre fini de paramètres, permettant une résolution numérique plus efficace comparée aux éléments finis [9]. Ainsi, une grande majorité des programmes de simulation transitoire "ElectroMagnetic Transient (EMT)" des machines tournantes sont implantés à partir des modèles par paramètres localisés [23]. Le principal défi de ce type de modélisation réside dans l'identification des paramètres. Le modèle de circuits magnétiques couplés, le modèle dq et le modèle de Behn Eschenburg en sont les modèles les plus connus pour des machines électriques.

### 2.1 Modèle de Behn-Eschenburg

Le modèle linéaire de Behn Eschenburg est un modèle de circuit équivalent pour le stator d'une machine synchrone. Il ne tient pas compte de la saturation magnétique et des effets de réductance variable. Il suppose que l'épaisseur de l'entrefer est constante et par conséquent les inductances du stator ne dépendent pas de la position du rotor. Il est donc seulement valide pour une machine à pôles lisses et néglige l'effet des amortisseurs. Cette méthode de modélisation est simple et rapide pour une analyse en régime permanent, sans saturation. Ce modèle est valide en condition d'équilibre et donc chacune des phases peut être représentée par le schéma monophasé de la Figure 4 dans lequel  $r$  est la résistance d'une phase du stator et  $X$  la réactance constante. En présence d'amortisseurs, elle ne peut pas s'appliquer pour modéliser des régimes transitoires.

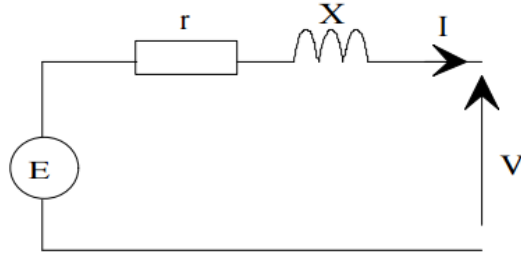


Figure 4: Schéma monophasé équivalent d'une machine synchrone avec le modèle de Behn Eschenburg

## 2.2 Modèle dq

Le modèle dq ou "two-axis" s'obtient en transformant les variables du stator dans le repère des phases a, b et c en variables fictives dans le repère d, q qui est lié au rotor. L'axe direct ou axe d est l'axe magnétique du rotor. La norme IEEE [24] définit la position de l'axe en quadrature ou axe q à 90 degrés en avant de l'axe d suivant le sens trigonométrique (Figure 6).

La transformation mathématique qui permet de passer du repère a, b, c au repère dq est appelée transformation de Park. Les équations de la machine sont simplifiées avec le modèle dq, mais l'interfaçage des systèmes d'énergie externe devient plus complexe. La transformée de Park a la propriété de conserver la puissance instantanée d'où sa validité dans le régime transitoire contrairement au modèle de Behn Eschenburg [25]. Toutefois, la représentation des harmoniques d'espace est biaisée [26] dans le modèle dq, car les enroulements du stator sont supposés distribués de façon sinusoïdale [27]. Le modèle est largement utilisé, mais ils ne conviennent pas pour certaines études spécifiques comme la simulation d'une machine ayant des enroulements arbitrairement connectés et des fautes internes [28]. L'utilisation du modèle dq pour une analyse dans des conditions déséquilibrées est aussi remise en question par certains chercheurs [29][30],[31]. Dans le cas de générateurs équipés d'une cage complète, Ranlof et al. montre dans [32] qu'il génère moins d'amortissement comparé aux résultats d'une simulation par éléments finis. Des conclusions similaires ont été faites en comparant les résultats de simulation en régime transitoire du modèle dq à d'autres modèles d'ordre plus élevé comme le modèle de circuits-couplés, dans les références [33], [34]. Toutefois, le modèle dq reste un outil puissant de modélisation en raison de sa facilité d'implémentation, mais il ne convient pas pour une modélisation précise des phénomènes au rotor et l'estimation des courants dans les barres d'amortisseur. En effet, il ne peut fournir qu'un courant dans un enroulement équivalent et non la distribution de courants dans chaque barre [35][36].

## 2.3 Modélisation par des circuits magnétiquement couplés

Le modèle de circuits magnétiques couplés est plus complet et plus proche de la réalité physique puisque le nombre de circuits électriques considérés peut correspondre à tous les circuits physiquement installés dans la machine. Cependant, il s'agit de circuits linéaires et il néglige certains phénomènes comme la saturation magnétique.

Dans les machines synchrones, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique (et vice versa) à travers un champ magnétique. Dans la modélisation par circuits-couplés, la représentation des enroulements au rotor peut être fidèle à la réalité au moyen d'inductances qui vont varier en fonction de la position du rotor. On peut dériver des variantes de ce modèle en appliquant des transformations mathématiques avec des changements de référentiel et d'autres hypothèses simplificatrices.

Le modèle de circuits couplés est souvent référé dans la littérature par les termes en anglais de *general coupled-circuit* [37], *abc-model*, *phase-variable* ainsi que *the phase-domain* [14][15][21]. Les équations du stator dans le repère des phases a b c ne sont pas transformées, ce qui permet un interfaçage direct entre le stator et les systèmes d'énergie externe, généralement formulés avec les variables réelles. Toutes les inductances sont couplées entre elles et varient en fonction de la position du rotor, ce qui rend le calcul des inductances un peu plus complexe. C'est pour cette raison que le modèle a-b-c a été un peu délaissé au profit du modèle dq plus simple à identifier, mais il connaît de plus en plus un regain d'intérêt [15][21][22][38][39].

Tous les circuits de la machine peuvent être représentés par l'équation (1) ci-dessous. Cette équation générale de circuits-couplés s'écrit comme suit en convention moteur:

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d[\Psi]}{dt} = [R] \cdot [I] + \frac{d\{[L(\theta)] \cdot [I]\}}{dt} \quad (1)$$

Avec  $V$ ,  $R$ ,  $I$ ,  $\psi$  qui sont respectivement le vecteur de tensions, les matrices de résistances, le vecteur de courants et la matrice de flux magnétiques entre tous les circuits électriques de la machine.

En effet, selon la loi de Lenz-Faraday, une tension est induite aux bornes d'un conducteur électrique traversé par un flux qui varie dans le temps. Dans une machine, cette tension peut être représentée en convention moteur ou générateur à la différence du sens de la puissance (Figure 5).

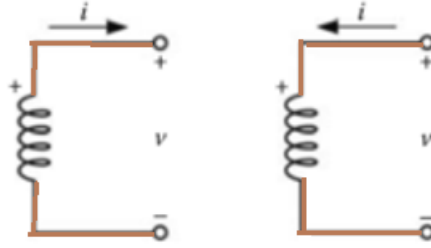


Figure 5: a)Convention générateur b) Convention moteur

On peut développer l'expression de la dérivée du flux de l'équation (1) et obtenir l'équation (2) suivante

$$[V] = [R][I] + \Omega \left\{ \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} \right\} [I] + [L(\theta)] \left\{ \frac{d[I]}{dt} \right\} \quad (2)$$

Cette mise en forme de l'équation est utilisée dans les références [21][40]. Lors de sa résolution, on obtient la dérivée du courant dans un premier temps puis les courants sont résolus par intégration. L'un des inconvénients de cette approche est le besoin de déterminer la matrice d'inductances  $[L(\theta)]$  ainsi que la matrice de dérivées d'inductances  $[dL(\theta)/d\theta]$ ; ce qui augmente le nombre de calculs à effectuer pour résoudre l'équation et donc le temps de calcul. Ainsi, la formulation de l'équation (1) permet une simulation plus directe et plus rapide étant donné qu'il y a moins d'opérations à effectuer. Cette méthode est recommandée dans les références [41][42]. Ce gain en temps de calcul est très intéressant pour la simulation d'un grand hydrogénérateur étant donné que le nombre de circuits à résoudre peut devenir très important.

### 2.3.1 Formulation générale pour un modèle de circuits-couplés

La formulation générale du modèle est simple à établir en utilisant les équations sous une forme matricielle. On adopte les termes suivants dans les prochaines équations: les indices en r et s se réfèrent respectivement au rotor et au stator. Lorsque les inductances sont écrites avec des indices avec une double lettre, il s'agit d'une inductance mutuelle entre ces 2 indices.

Les équations de tension et les relations flux-courant sont les suivantes :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

Avec  $[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T$  étant le vecteur des tensions aux bornes d'un stator triphasé.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix}, \text{ la matrice des résistances du stator. } R_a \text{ est la résistance d'une phase du stator.}$$

$[V_r] = [V_f \quad V_{dp}]^T = [V_f \quad 0 \dots 0]^T$ , le vecteur des tensions du circuit inducteur au rotor suivi par les tensions des barres d'amortisseurs.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_{dp} \end{bmatrix}, \text{ la matrice des résistances au rotor; } R_f \text{ représente la résistance du bobinage inducteur}$$

et  $R_{dp}$  est la matrice de résistances pour le circuit des barres.

Les vecteurs  $i_s$  et  $i_r$  sont respectivement les vecteurs de courant au stator et au rotor et on obtient les équations suivantes entre le flux et le courant :

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

Dans l'équation (4),  $L_{ss}$ ,  $L_{sr}$ ,  $L_{rs}$ ,  $L_{rr}$  représentent différentes matrices pour les inductances de couplage entre le stator et le rotor et sont respectivement les inductances propres puis mutuelles entre les phases du stator et enfin les inductances rotor-rotor. Les différentes matrices d'inductances seront détaillées au prochain chapitre. Avant de simuler le mouvement du rotor, il faut avoir identifié les couplages magnétiques pour différentes positions de rotor. Cette méthode sera aussi décrite au prochain chapitre.

### 2.3.2 Exemple d'une variation du modèle de circuits-couplés avec réduction du nombre de circuits au rotor

Cette variante du modèle consiste à représenter l'ensemble des circuits rotor sous la forme d'un circuit équivalent à deux axes. On utilise une transformation mathématique pour réduire l'ensemble des circuits rotoriques à deux circuits, un dans chaque axe. La transformation inverse permet d'estimer les courants dans chaque barre en supposant une répartition sinusoïdale. Cette formulation du modèle circuits-couplés se rapproche du modèle dq à la différence que les circuits du stator sont gardés dans le référentiel a-b-c. Elle est présentée dans les références [1][43].

À cet effet, sur la Figure 6 suivante, un barreau amortisseur est représenté à titre d'exemple pour le développement des équations des barres. Il est représenté dans le repère dq.

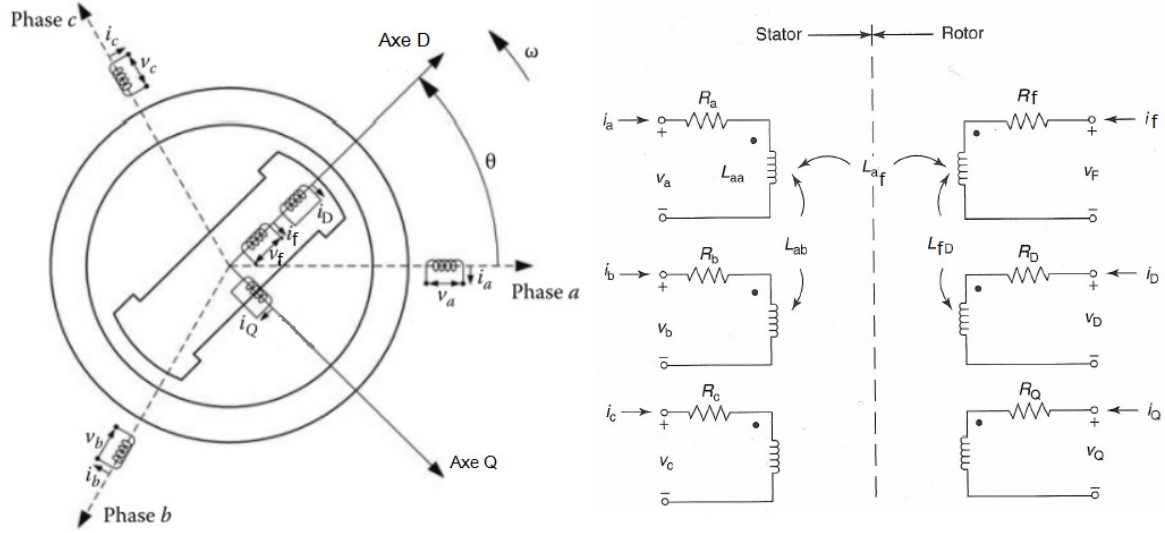


Figure 6: a) Schéma simplifié d'une machine à pôles saillants avec son stator dans le repère a,b,c et le rotor dans le repère dq [43] b) Schéma équivalent avec détails sur les couplages entre les inductances [37]

L'équation flux-courant (4) se développe telle que présentée dans l'équation (5) ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (5)$$

On continue avec plus de détails sur les expressions des différentes inductances.

- Inductances entre les phases du stator  $L_{ss}$  : propre et mutuelle

$$\begin{aligned} [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{a0} + L_m \cdot \cos(2\theta) & -L_m \cdot \cos(2(\theta + 30)) & -L_m \cdot \cos(2(\theta - 30)) \\ -L_m \cdot \cos(2(\theta + 30)) & L_{a0} + L_m \cdot \cos(2(\theta - 120)) & -L_m \cdot \cos(2(\theta - 90)) \\ -L_m \cdot \cos(2(\theta - 30)) & -L_m \cdot \cos(2(\theta - 90)) & L_{a0} + L_m \cdot \cos(2(\theta + 120)) \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$



- Inductances mutuelles entre le rotor et le stator  $L_{sr}$

$$\begin{aligned}
 [L_{sr}] &= [L_{rs}]^T = \begin{bmatrix} L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ LDa & LDb & LDc \\ LQa & LQb & LQc \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} L_{sf} \cdot \cos(\theta) & L_{sD} \cdot \cos(\theta) & L_{sQ} \cdot \sin(\theta) \\ L_{sf} \cdot \cos(\theta - 120) & L_{sD} \cdot \cos(\theta - 120) & L_{sQ} \cdot \sin(\theta - 120) \\ L_{sf} \cdot \cos(\theta + 120) & L_{sD} \cdot \cos(\theta + 120) & L_{sQ} \cdot \sin(\theta + 120) \end{bmatrix} \quad (7)
 \end{aligned}$$

- Inductances rotor-rotor  $L_{rr}$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ LDf & LDD & LDQ \\ LQf & LQD & LQQ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fD} & 0 \\ LDf & LDD & 0 \\ 0 & 0 & LQQ \end{bmatrix} \quad (8)$$

Les inductances de la matrice (5) ont été détaillées avec les équations (6) à (8). Dans cette représentation, les inductances en lien avec le stator dépendent de la position du rotor et suivent une variation sinusoïdale. De plus, les circuits des barres sont modélisés dans le référentiel dq, d'où le nombre réduit des circuits du rotor. En effet, la matrice d'inductances  $L_{rr}$  a plusieurs termes nuls vu que les axes d et q sont orthogonaux. Cela permet de réduire le nombre de termes à calculer. Cependant, les hypothèses liées à cette simplification font perdre de l'information et cette méthode réduit la précision des estimations, notamment pour la forme des courants de barres.

La formulation générale permet de considérer un plus grand nombre de circuits rotoriques avec le modèle circuits-couplés et donc de modéliser les différentes connexions possibles pour les circuits d'amortissement d'un alternateur saillant doté d'une cage ou une grille [8][9][42][44][45]. On peut donc obtenir une représentation plus détaillée qui donne des estimations plus précises pour les courants des circuits amortisseurs.

## 2.4 Modélisation par réseaux de perméance

La modélisation par réseaux de perméance, encore connu sous le nom de modèle de réluctance ou modèle de circuits magnétiques équivalents est une approche de représentation de la structure de la machine [46] souvent considérée comme une méthode d'éléments finis d'ordre réduit [47]–[50]. Dans le modèle de perméance, la densité de flux dans l'entrefer est obtenue par le produit de la force magnétomotrice avec une fonction de perméance. La méthode est basée sur la représentation des trajets principaux de flux dans une machine par des éléments de perméance. Chaque perméance correspond à un trajet de flux ou plus précisément à un tube de flux<sup>1</sup>. Par analogie avec les circuits électriques, on représente les perméances par des résistances et les flux magnétiques par des courants. La force magnétomotrice est similaire à une source de tension [48].

Plusieurs auteurs [9][13][51][52] utilisent un modèle de perméance pour le calcul des courants de barre et valident leurs modèles avec les éléments finis. Traxler calcule des tensions induites dans les barres avec un modèle de perméance par intégration numérique [18]. Le principal inconvénient des fonctions de perméance est qu'il devient compliqué d'obtenir une valeur précise qui représente les harmoniques d'ordre élevé quand il y a des variations de perméance brusques ou des formes complexes. De plus, l'influence des ondulations des dents "tooth ripple" aussi appelée "slot ripple" n'est généralement pas incluse dans la fonction de perméance de l'entrefer [51]. Les lignes de flux dans l'entrefer sont supposées radiales. Cette hypothèse reste vraie si l'entrefer est de faible épaisseur et que les encoches sont fermées. Dans les autres cas, il arrive qu'une partie des lignes de flux se referme directement dans l'entrefer et on peut parler de flux de fuite. La perméance de la forme polaire est souvent obtenue du calcul de champs [9][49][53] pour améliorer la précision de ce modèle.

## 2.5 Modélisation par éléments finis

La méthode de modélisation par éléments finis utilise une approche numérique de résolution des équations générales de l'électromagnétisme. Le maillage à résoudre peut-être en 2D ou 3D. Le choix du maillage de résolution est un compromis entre la précision recherchée et le temps de calcul [47]. Aujourd'hui, l'analyse par éléments finis est un outil standard dans l'analyse électromagnétique des machines électriques tournantes [9]. Sa popularité est liée à sa capacité à gérer les calculs complexes, de géométrie variée, en tenant compte de la rotation et des non-linéarités des matériaux magnétiques. Sa précision est liée entre autres à la densité du maillage utilisé [54] (Figure 7). La résolution magnétodynamique pas-à-pas dans le temps est très utilisée pour les problèmes

---

<sup>1</sup> Un tube de flux est un espace géométrique dans lequel toutes les lignes de flux sont perpendiculaires à leurs bases et aucune ligne de flux ne coupe leurs côtés.

électromagnétiques en régime transitoire [55]–[61]. Les équations d'un modèle par éléments finis peuvent être couplées à des circuits électriques [56] dans le cas d'une alimentation en tension pour une résolution en pas-à-pas. Cependant, le temps de calcul est généralement très élevé [56][57] et la nécessité d'utiliser une résolution transitoire est un inconvénient majeur pour faire une analyse en régime permanent en tenant compte de la rotation. Par exemple, la simulation en magnétodynamique d'une grande machine dotée de 74 circuits s'effectue en 3h pour 0.1 s en temps réel. Il faudrait donc 300h pour simuler un régime permanent à 10s en temps réel.

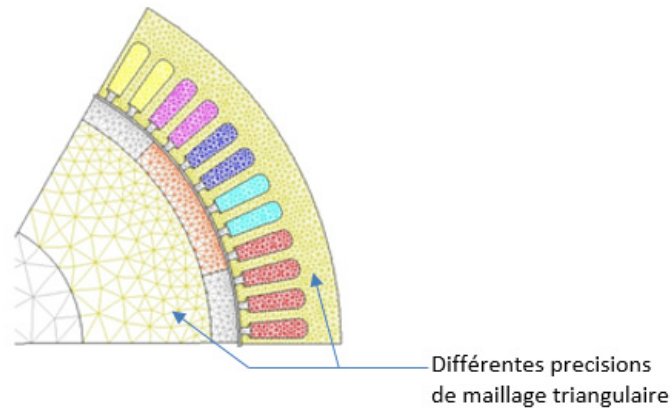


Figure 7: Détail sur différentes précisions de maillage triangulaire avec les éléments finis

## 2.6 Résumé comparatif des modèles

En résumé, le calcul par éléments finis donne les résultats les plus exacts pour une modélisation complète d'une machine, mais coûte trop cher en temps de calcul pour obtenir le régime permanent. À l'opposé, les modèles à paramètres localisés se résolvent plus rapidement, mais un ordre élevé est nécessaire pour une meilleure modélisation des courants de barres. Le modèle de perméance représente un bon compromis entre les deux précédents groupes [47][48], mais a des failles considérables pour la représentation des circuits rotoriques [53].

De ce fait, les approches combinées avec les éléments finis sont prometteuses dans la recherche d'un modèle plus fidèle à la réalité tout en réduisant le temps de calcul de la simulation [9][62].

Le couplage avec les éléments finis peut être direct [63] ou indirect [60]. Dans le couplage direct, les équations de circuit sont intégrées dans le calcul de champ pour une résolution simultanée de toutes les équations [63][64]. Le couplage indirect peut être vu comme une co-simulation avec les éléments finis. La résolution est faite dans des programmes distincts qui sont liés par des variables ou des coefficients. Un inconvénient du couplage direct est le besoin de modifier le programme de calcul de champ existant pour inclure les équations. De plus, la symétrie de la

matrice de coefficients des éléments finis peut être détruite par l'addition des nouvelles équations du circuit. Cette méthode ne produit pas un gain en temps de calcul comparé au couplage indirect. Demerdash [42][65][66] utilise une méthode d'éléments finis couplés indirectement avec les circuits couplés. La méthode est validée sur une petite machine à pôles saillants de 44 kVA avec observation du courant des barres dans [66], mais sans donner des détails sur le temps de calcul. Une approche dérivée du couplage indirect est plus efficace pour le temps de calcul. Elle consiste à identifier des paramètres avec les éléments finis [12][14][21][43]. Dans [12], Keller et al. présentent une approche analytique dont les paramètres sont calculés avec les éléments finis pour déterminer les courants de barre et la tension à vide.

La comparaison avec l'expérience est faite sur la tension à vide. Les autres résultats sont comparés aux éléments finis. Mohammed et al. [21] et Quéval et al. [14] calculent les inductances du modèle circuits-couplés avec le calcul par éléments finis, mais ne tiennent pas compte du courant des barres dans leurs modèles. [67] mesure la température des barres de façon expérimentale. Il les compare à un modèle thermique pour l'estimation de la température des barres à la surface du pôle dont les données de départ sont obtenues du calcul par éléments finis.

Une comparaison des courants de barre avec l'expérience a été faite dans le cas d'un diagnostic avec des barres brisées [45]. Les inductances et les différents couplages magnétiques ont été calculés avec la méthode des fonctions de bobinage (winding functions). MATSUKI et al. dans [68] évalue la tension des barres de façon analytique et la compare à des mesures expérimentales. Une seule étude a été trouvée dans la littérature où le modèle qui a servi pour le calcul des courants de barre a été validé avec les mesures expérimentales. Il s'agit de Knight et al. [13][49] Les courants dans les barres sont calculés avec une approche combinée d'un modèle de perméance et des éléments finis. Les données de perméance sont obtenues par des simulations linéaires avec un logiciel de calcul de champ et la validation expérimentale est faite sur une machine de 550 kW.

## **2.7 Conclusion**

Les principaux modèles de machines synchrones ont été passés en revue dans ce chapitre. On a vu que le calcul par éléments finis donne les résultats les plus proches de la réalité pour une modélisation complète d'une machine, mais coûte cher en temps de calcul, notamment si on recherche les grandeurs de régime permanent. Les modèles à paramètres localisés se résolvent plus rapidement et sont plus simples à implanter. Cependant un ordre élevé est nécessaire pour une meilleure modélisation des courants de barre. En effet, le modèle dq néglige les harmoniques d'espace, ce qui fait qu'il n'est pas performant pour analyser des phénomènes magnétiques internes dans la machine. La précision du modèle à circuits couplés se situe entre celle du modèle dq et celle des éléments finis. Il modélise correctement les phénomènes entre le stator et le rotor. Il est donc plus recommandé pour l'analyse des circuits rotoriques. Voyons maintenant en détail, le développement du modèle circuits-couplés généralisés et son application pour des machines synchrones à rotor bobiné.

## 3 Formulation générale et méthodologie pour une modélisation avec des circuits-couplés

La formulation générale d'un modèle de circuits couplés pour des machines synchrones à rotor bobiné est détaillée dans ce chapitre. On débute le chapitre par une présentation générale de la modélisation utilisée et de ses hypothèses. On présente ensuite les équations du modèle circuits-couplés et la modélisation de la cage d'amortisseurs au rotor ainsi que les différentes variables utilisées.

D'autres parties sont consacrées à l'identification des couplages magnétiques avec les éléments finis, à la gestion des coefficients liés à un domaine d'étude réduit puis à la procédure pour prendre en compte l'effet de saturation du flux à vide. Les connexions électriques entre les circuits sont aussi présentées ainsi que le calcul du couple et la méthode de prétraitement pour simuler le modèle par circuits-couplés.

### 3.1 Présentation de la méthode et des hypothèses

Nous avons une formulation générale dans le repère abc pour le modèle sans utiliser de transformation mathématique. Cette formulation est plus proche de la réalité et permet une modélisation combinée des circuits-couplés avec les éléments finis [12][14][38][42][67]. Nous appelons cette méthode (CFE-CC) pour Combination of Finite Element and Coupled Circuit modeling methods.

#### 3.1.1 Présentation de la méthode

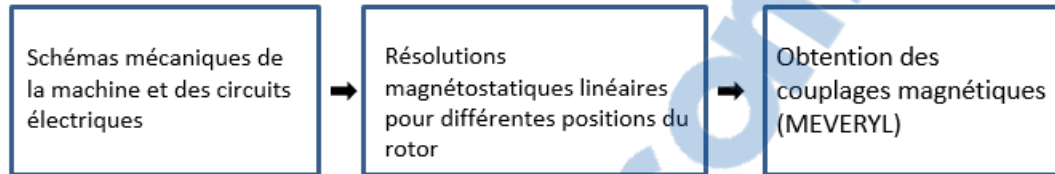
Notre méthodologie se divise en trois principales étapes qui sont résumées par les diagrammes de la Figure 8.

Dans la première étape, on calcule les différentes courbes d'inductance en fonction de la position du rotor par le biais de résolutions magnétostatiques linéaires effectuées avec un logiciel de calcul par éléments finis en 2D. Il faut noter qu'il est possible de faire la même identification avec un logiciel de calcul de champ 3D pour éviter certaines hypothèses simplificatrices d'une simulation en 2D. On peut réduire le domaine d'étude en tenant compte de la symétrie présentée par la machine. Dans ce cas, il est préférable de gérer les coefficients de symétrie dans l'étape 2 plutôt que dans le logiciel de calcul de champ.

La deuxième étape (Figure 8) est consacrée à des calculs préliminaires pour préparer la simulation du modèle. Elle inclut le traitement des différentes inductances et des dérivées d'inductance suivant la position du rotor. Ces résultats sont déduits d'une matrice de couplages magnétiques (MEVERYL) qui est identifiée par des simulations de calcul de champs par éléments finis. Dans cette étape, on traite aussi des informations concernant la saturation magnétique à vide et les coefficients de symétrie du domaine d'étude.

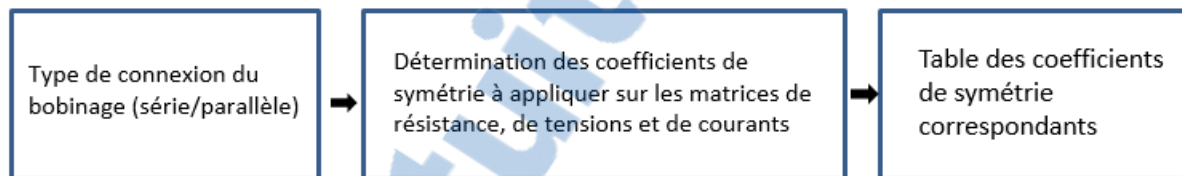
La troisième étape (Figure 8) consiste à implanter le modèle circuits-couplés dans un outil de résolution des équations et de simulation comme Matlab-Simulink. Cette dernière étape est détaillée dans le chapitre suivant.

### Étape 1: Identification des couplages magnétiques par éléments Finis

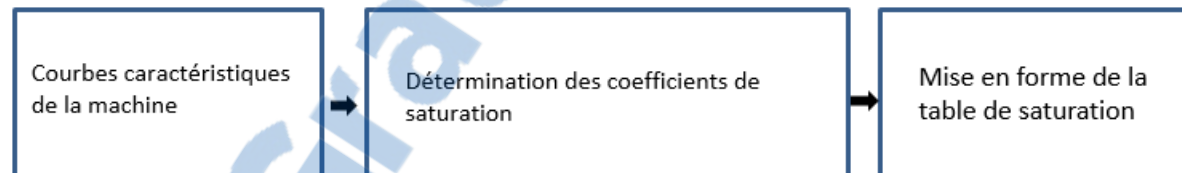


### Étape 2: Calculs préliminaires à la simulation du modèle circuits-couplés

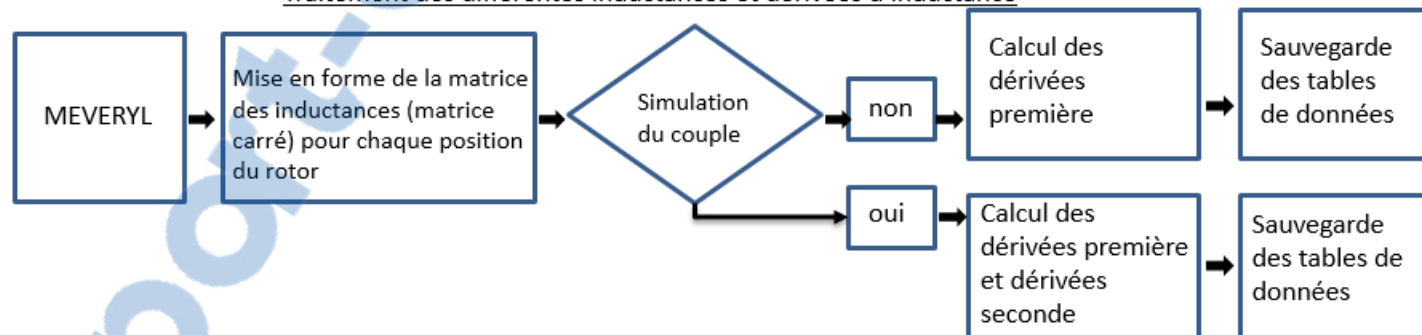
#### Domaine d'étude réduit



#### Prise en compte de la saturation

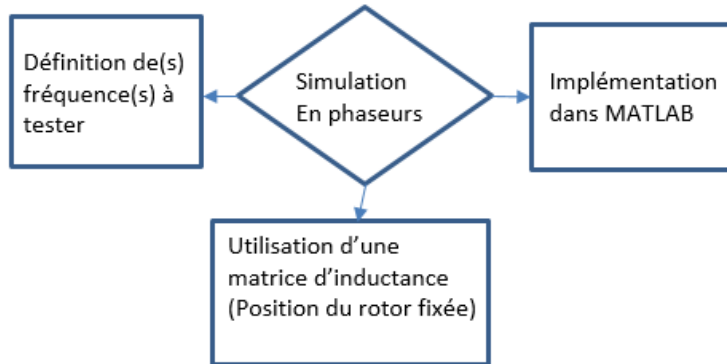


#### Traitement des différentes inductances et dérivées d'inductance

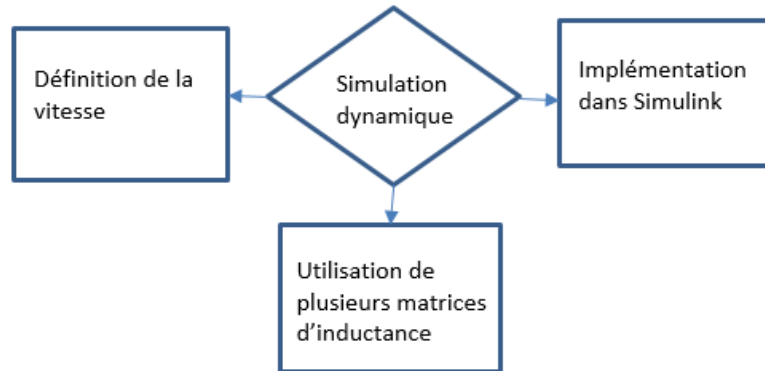


### Étape 3: Implantation du modèle de simulation avec les circuits-couplés

Caractéristiques de l'implantation du modèle de simulation dans le domaine des phaseurs



Caractéristiques de l'implantation du modèle de simulation dynamique



Principales étapes de la simulation

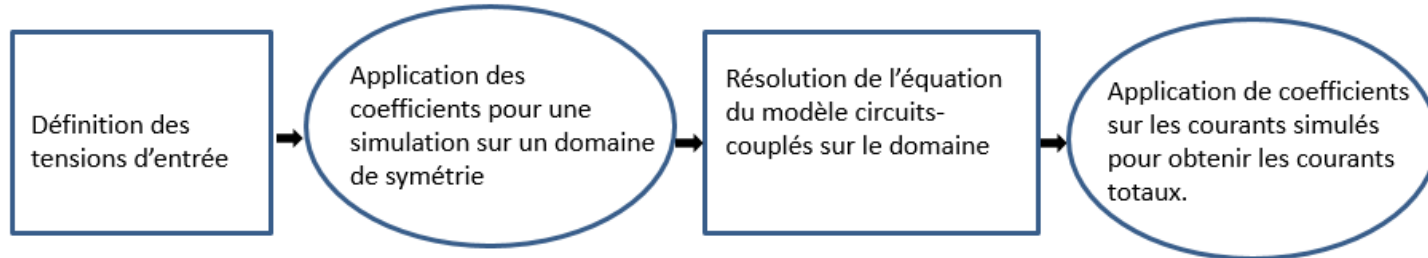


Figure 8: Schémas blocs de la méthode de modélisation avec les circuits-couplés



### 3.1.2 Hypothèses de la méthode

Les hypothèses sur lesquelles s'appuie notre méthode de modélisation sont les suivantes:

- L'identification des inductances avec le logiciel de calcul par éléments finis est faite en linéaire sans considérer la saturation magnétique.
- L'effet de saturation magnétique du flux à vide est considéré par l'intermédiaire de coefficients de saturation liés au courant inducteur. Cette méthode ne permet pas de prendre en compte des saturations magnétiques locales et les inductances de fuite sont considérées indépendantes de la saturation. Cette hypothèse est acceptable puisque les inductances de fuite satureront faiblement même à condition nominale. On néglige l'influence de la réaction d'induit sur la saturation magnétique.
- On néglige l'excentricité. L'entrefer est considéré idéal et conforme aux caractéristiques géométriques de la machine.
- L'hystérésis magnétique est négligée de même que les pertes magnétiques. On suppose que le circuit magnétique n'est pas conducteur.
- Chaque circuit du modèle a une résistance électrique constante et cela revient à négliger l'effet de peau si on utilise un seul circuit pour représenter un conducteur massif dans la machine. Les résistances dc sont uniquement considérées et la densité de courant est supposée constante.

## 3.2 Mise en équation avec la modélisation des cages et des grilles

Dans cette étude, on utilise le modèle circuits-couplés général pour modéliser une machine synchrone triphasée à rotor bobiné. Les circuits à représenter sont les **3** enroulements statoriques et **un** enroulement inducteur; **n+1** circuits sont utilisés pour modéliser les circuits des barreaux avec une connexion en cage ou en grille, n étant le nombre des barreaux amortisseurs.

L'équation générale à résoudre pour tous les circuits d'une machine triphasée est la suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{abc} \\ V_f \\ V_{dp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_{dp} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{abc} \\ I_f \\ J_{dp} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{fS} & L_{dpS} \\ L_{Sf} & L_{ff} & L_{dpf} \\ L_{Sdp} & L_{fdp} & L_{dpdp} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{abc} \\ I_f \\ J_{dp} \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

Les lettres V, R, L, I et J renvoient respectivement à des tensions, des résistances, des inductances et des courants. L'indice f renvoie au circuit inducteur et dp au circuit des barres. Lorsque les inductances sont écrites avec des indices avec une double lettre, il s'agit d'une inductance mutuelle entre ces 2 indices.

$[V_{abc}]$  est le vecteur des tensions aux bornes d'un stator triphasé.  $V_{abc}$  dépend des connexions entre les circuits du stator de la machine (voir section 3.6).

$$[R_{abc}] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \text{ est la matrice des résistances du stator et } R_a \text{ est la résistance d'une phase du stator.}$$

$[J_{abc}]$  est le vecteur des courants circulant dans chacune des phases du stator. Dans le cas d'une connexion triangle, une matrice de connexion des courants permet d'obtenir les courants de ligne (voir section 3.6).

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \text{ est la matrice d'inductances des couplages magnétiques entre les bobines du stator.}$$

Les inductances propres sont sur la diagonale et les autres éléments sont les mutuelles.

La matrice  $[L_{sf}]$  est la matrice contenant les mutuelles entre le stator et l'inducteur. Elle s'écrit :

$$[L_{sf}] = [L_{af} \quad L_{bf} \quad L_{cf}] = [L_{fs}]^T$$

Voyons maintenant la modélisation des circuits des barres :

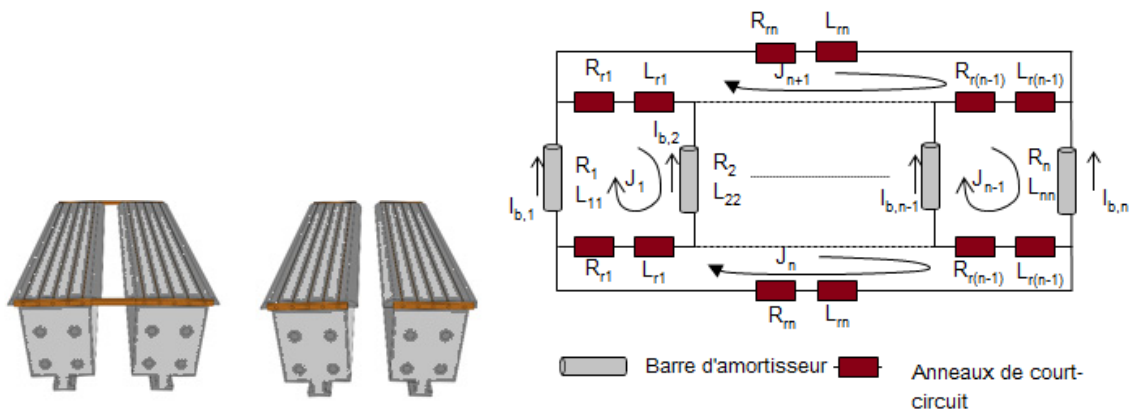


Figure 9 : a) cage b) grille c) circuit équivalent des amortisseurs.

Il est possible de considérer un plus grand nombre de circuits rotoriques avec le modèle circuits-couplés et modéliser de façon détaillée les circuits d'amortissement d'un alternateur saillant doté d'une cage ou une grille (Figure 9a et b). On obtient ainsi une représentation détaillée permettant l'observation de chacun des courants dans les circuits amortisseurs. La Figure 9c présente le circuit équivalent de modélisation des circuits amortisseurs. Toutes les connexions entre les barres sont représentées par des circuits équivalents et les barres sont connectées entre elles par des impédances de court-circuit. L'approche utilisée permet de modéliser une cage ou une grille. Une cage complète est représentée par une faible impédance de l'anneau de court-circuit entre 2 pôles adjacents et une grille par une grande impédance. Par exemple, l'impédance de l'anneau de court-circuit entre pôles dans le cas d'une grille peut être 1000 fois supérieure à celle des anneaux situés sur le même pôle. Tandis que dans le cas d'une cage, toutes les valeurs d'anneau de court-circuit sont du même ordre de grandeur.

Le circuit de la Figure 9c se résout bien avec la loi des mailles de Kirchhoff [45][69]. À cet effet, on définit les mailles de courant  $J_1$  à  $J_{n+1}$  qu'il faut résoudre pour une machine possédant  $n$  barreaux. L'équation générale suivante permet de résoudre les  $n+1$  circuits d'amortisseurs [18].

$$\begin{bmatrix} V_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{dp} \\ (n+1) \times (n+1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{dp, dp} \\ (n+1) \times (n+1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (10)$$

$$\text{Avec, } \begin{bmatrix} V_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix} = [0 \cdots 0]^T \quad (2) \text{ et } \begin{bmatrix} J_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix} = [J_1 \quad J_2 \quad \cdots \quad J_{n+1}]^T$$

$V_{dp}$  représente les différentes tensions des circuits amortisseurs. Ces tensions désignent les tensions appliquées à chaque maille.  $J_{dp}$  est la matrice de courants de maille ( $J_1$  à  $J_{n+1}$ ). Les courants circulant dans les barres  $I_{b,1}$  à  $I_{b,n}$  s'obtiennent selon l'équation (11) ci-dessous.

$$\begin{cases} I_{b,1} = J_1 \\ I_{b,n} = -J_{(n-1)} \\ I_{b,k} = J_{(k)} - J_{(k-1)} \text{ avec } 1 < k < n \end{cases} \quad (11)$$

On a donc

$$\begin{bmatrix} I_{b,k} \\ n \times 1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{T_{idp}: n \times (n+1)} \cdot \begin{bmatrix} J_{dp} \\ (n+1) \times 1 \end{bmatrix}$$

La matrice  $L_{s,dp}$  est détaillée dans (12). Cette dernière représente les inductances mutuelles entre les amortisseurs et les phases du stator. Ses deux dernières lignes sont égales à 0, car les inductances mutuelles entre les phases du stator et les anneaux de court-circuit sont négligées.

$$\begin{bmatrix} L_{s,dp} \\ (n+1) \times 3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{A1} - L_{A2} & L_{B1} - L_{B2} & L_{C1} - L_{C2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{A(n-1)} - L_{An} & L_{B(n-1)} - L_{Bn} & L_{C(n-1)} - L_{Cn} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [L_{dp,s}]^T \quad (12)$$

Les éléments de la matrice  $[R_{dp}]$  et  $[L_{dp,dp}]$  sont décrits dans les expressions (13) et (14).

En effet, en observant la maille du courant fictif  $J_1$  dans la Figure 9, on constate qu'il parcourt les résistances de barre  $R_1$  et  $R_2$  ainsi que 2 résistances d'anneau de court-circuit  $R_{r1}$ . En outre, la résistance commune entre la maille de  $J_1$  et la maille de  $J_2$  est la résistance de barre  $R_2$  d'où la valeur  $-R_2$  à la deuxième ligne et première colonne de la matrice  $[R_{dp}]$ . Il n'y a pas de résistances communes entre la première maille et la troisième maille d'où la valeur 0 à la troisième ligne et première colonne.

$$\left[ R_{dp} \right] = \begin{bmatrix} R1 + R2 + 2 \cdot Rr1 & \cdots & 0 & -Rr1 & -Rr1 \\ -R2 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & -Rk & R(n-1) + Rn + 2 \cdot Rr(n-1) & -Rr(n-1) & -Rr(n-1) \\ \vdots & \vdots & -Rr(n-1) & Rr1 + Rr2 + \cdots Rrn & 0 \\ -Rr1 & \cdots & -Rr(n-1) & 0 & Rr1 + Rr2 + \cdots Rrn \end{bmatrix} \quad (13)$$

Un raisonnement analogue permet de déterminer les différents éléments de la matrice d'inductances de représentation des circuits amortisseurs (14).

$$\left[ L_{dpdp} \right] = \begin{bmatrix} L_{11} + L_{22} - 2L_{12} + 2L_{r1} & \cdots & L_{kl} + L_{(k+1)(l+1)} - L_{k(l+1)} - L_{(k+1)l} & -L_{r1} & -L_{r1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{lk} & \cdots & a_{kk} & -L_{r(n-1)} & -L_{r(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & L_{r1} + L_{r2} + \cdots L_{rm} & 0 \\ -L_{r1} & \cdots & -L_{r(n-1)} & 0 & L_{r1} + L_{r2} + \cdots L_{rm} \end{bmatrix} \quad (14)$$

avec  $a_{lk} = L_{lk} + L_{(l+1)(k+1)} - L_{l(k+1)} - L_{(l+1)k}$   
 $a_{kk} = L_{kk} + L_{(k+1)(k+1)} - 2L_{k(k+1)} + 2L_{rk}$

Les équations du modèle circuits-couplés ont été passées en revue dans ce chapitre, voyons maintenant la méthode d'identification des paramètres.

### 3.3 Méthode d'identification des paramètres

Trouver les paramètres adéquats pour le modèle d'une machine électrique est une tâche primordiale pour assurer la meilleure modélisation possible. Ces paramètres peuvent être fournis par le fabricant, mesurés de façon expérimentale ou encore calculés de façon analytique ou numérique à partir des caractéristiques géométriques de la machine [70]. C'est pourquoi il existe différentes méthodes pour l'identification des paramètres des machines synchrones.

Dans cette étude qui porte sur la modélisation par circuits-couplés, le calcul des inductances est une étape importante. La précision du modèle dépend grandement de la méthode utilisée pour le calcul des couplages magnétiques. Il existe plusieurs méthodes pour le calcul des inductances; des méthodes numériques comme les éléments finis et des méthodes analytiques (comme la méthode des fonctions de bobinage ("Winding Functions")).

### 3.3.1 Calcul analytique

La méthode des fonctions de bobinage est une méthode largement utilisée pour le calcul des inductances dans un modèle circuits-couplés [28][45][70]–[75]. Dans cette méthode, les inductances entre deux bobinages  $i$  et  $j$  se calculent selon l'équation suivante:

$$L_{ij} = \mu_0 \cdot r \cdot l \int N_i(\varphi) N_j(\varphi) g^{-1}(\varphi) d\varphi \quad (15)$$

Avec  $\mu_0$ , la perméabilité du vide,  $r$  le rayon extérieur du rotor,  $l$  la longueur axiale de la machine et  $g^{-1}$  l'inverse de la longueur d'entrefer.  $N$  est la fonction de bobinage de l'enroulement considéré [76].

L'équation (15) dérive du théorème d'Ampère qui stipule que le champ magnétique  $H$  sur une délimitation fermée  $C$  peut être exprimé en fonction de la densité de courant surfacique  $J$  :

$$\oint_C H dl = \int_S J ds = n_i(\varphi) i_i \quad (16)$$

$n_i(\varphi)$  est la fonction de tour d'un enroulement  $i$ . La fonction de tour est la somme du nombre de spires d'enroulement selon la direction du courant et  $\varphi$  est l'angle autour de la surface intérieure considérée. La fonction de bobinage  $N_i(\varphi)$  s'obtient à partir de la fonction de tour  $n_i(\varphi)$ .

Les références [47][71][77] donnent plus de détails sur la méthode de fonction de bobinage. On l'utilise maintenant dans des applications de diagnostic de machines électriques. Le calcul est rapide, mais cette méthode manque de précision par rapport aux éléments finis. Elle biaise la représentation des harmoniques d'espace, car les effets d'encoche sont souvent négligés et la perméabilité du matériau magnétique est considérée infinie [47][77]. D'autres méthodes analytiques de calcul des couplages magnétiques sont présentées dans [78].

### 3.3.2 Calcul par éléments finis

Le calcul par éléments finis peut être réalisé en 2D ou 3D. Un calcul en 2D suffit pour une bonne représentation des barres [51], car seulement l'inclinaison des barres rotoriques et les effets d'extrémité ("end effects") des enroulements du stator sont négligés en 2D [47]. C'est la méthode d'identification que nous avons retenue pour le calcul des couplages magnétiques. Ce calcul est réalisé avec des résolutions magnétostatiques linéaires en 2D. On approxime la longueur active du circuit magnétique du stator à la longueur effective des paquets de tôles magnétiques sans considérer les événements de refroidissement. Les têtes de bobines ne sont pas prises en compte.

Les caractéristiques géométriques, mécaniques et électriques de la machine sont insérées dans le logiciel d'éléments finis comme décrit par la Figure 10, ci-dessous.

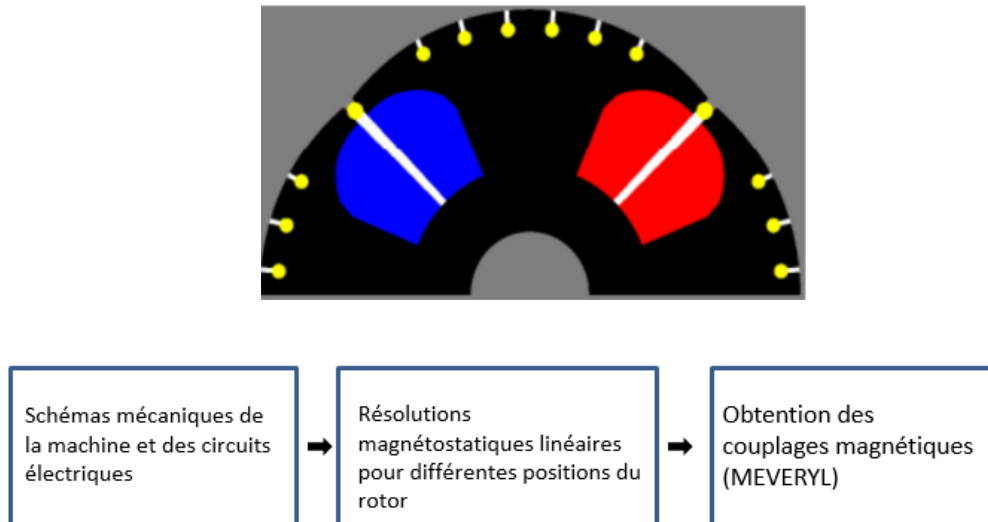


Figure 10: a) Machine à pôles saillants représentée dans le logiciel de calcul par éléments finis b) Résumé des étapes de l'identification

Chaque conducteur de la machine est par la suite alimenté avec un courant de 1A et le flux produit sur chacun des autres conducteurs est relevé pour différentes positions du rotor. On obtient ainsi la valeur des inductances représentatives du couplage entre tous les conducteurs en fonction de la position du rotor vu que le courant est unitaire. Ces valeurs sont sauvegardées dans des tableaux de données en fonction de la position puis mises en forme pour être utilisées dans les simulations. Le nombre de positions de rotor est choisi suffisamment élevé pour permettre une représentation harmonique spatiale précise. Le choix est fait pour 20 positions du rotor par pas d'encoche [11][79]. Il est possible de réduire le domaine d'étude dépendamment de la symétrie présentée par la machine étudiée.

**Exemple :** Une machine triphasée de 558 encoches et 84 pôles possède un nombre d'encoches par pôle par phase  $q$  égal à :  $558 \text{ encoches} / 84 \text{ pôles} / 3 \text{ phases} = 2 + 3/14$ . Étant donné que  $q$  est fractionnaire, on choisira dans ce cas une représentation symétrique sur 14 pôles [17], i.e donc seulement un sixième de la machine serait nécessaire pour son étude.

Il est également possible d'identifier la machine sur 1 pôle et de retrouver toutes les inductances propres et mutuelles en utilisant les symétries du circuit magnétique avec des conducteurs élémentaires [12].

Lorsque les inductances sont identifiées sur un domaine de symétrie, on peut résoudre l'équation (9) sur le même domaine et appliquer ensuite des coefficients multiplicateurs pour trouver les valeurs sur l'ensemble de la machine.

### 3.4 Domaine d'étude réduit et coefficients de symétrie

Les coefficients de symétrie dépendent du type de connexion des différents bobinages de la machine. Ils s'obtiennent selon la procédure de la Figure 11 suivante :

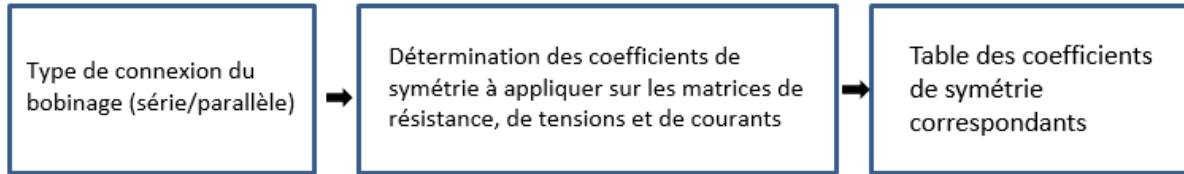


Figure 11: Procédure de gestion des coefficients de symétrie sur le domaine d'étude réduit

On appelle  $Coeff_{dom}$ , le domaine de symétrie utilisé pour l'identification des inductances. Le Tableau 1 résume l'approche utilisée pour établir les différentes valeurs des coefficients multiplicateurs. Des coefficients sont appliqués sur les tensions, les courants et les résistances. Concernant le couple, la valeur complète de la machine  $T_{tot}$  s'obtient de la valeur sur le domaine  $T_{dom}$  avec l'équation suivante :

$$T_{tot} = \frac{T_{dom}}{Coeff_{dom}} \quad (17)$$

Tableau 1: Coefficients pour la simulation sur le domaine de symétrie

Type de connexion des circuits	Coefficient de tension kV	Coefficient de courant kI	Coefficient des résistances
<b>Série</b>	$Coeff_{dom}$	1	$Coeff_{dom}$
<b>Parallèle</b>	1	$1/Coeff_{dom}$	$1/Coeff_{dom}$

Par exemple, on considère un hydrogénérateur à six voies d'enroulements en parallèle au stator, ayant des bobines du circuit inducteur connectées en série sur les pôles et présentant une symétrie sur 60 degrés (un sixième). Le coefficient  $Coeff_{dom}$  est égal à  $1/6$ . Dans ce cas, le courant total au stator  $I_{tot}$  est six fois plus grand que le courant  $I$  calculé sur le domaine d'étude. La tension appliquée sur l'inducteur doit être divisée par six pour obtenir la valeur correspondante au domaine d'étude tandis que la tension au stator reste la même vu que les enroulements sont parallèles. Les valeurs des résistances de la machine complète à utiliser dans la simulation doivent être également



multipliées par des coefficients. En effet, pour un bobinage en série, la résistance équivalente sur le domaine est six fois plus petite. Elle est six fois plus grande pour un bobinage en parallèle.

### 3.5 Prise en compte de la saturation

Par principe, la saturation est souvent négligée dans les modèles de circuits équivalents ce qui permet d'appliquer le théorème de superposition sur les équations des circuits [37][43]. Dans la réalité, la relation entre la densité de flux magnétisant et le courant d'excitation dans le circuit inducteur est linéaire pour des faibles niveaux de flux [2]. Toutefois, à un seuil donné d'excitation, on ne peut plus considérer que cette linéarité est maintenue (Figure 13). Le courant d'excitation nominal d'une machine synchrone induit généralement un fonctionnement à vide, saturé. La prise en compte du phénomène de saturation est donc nécessaire pour améliorer le comportement du modèle.

La saturation magnétique locale dans les courants de barre des machines peut être modélisée avec des méthodes analytiques [50], des fonctions de perméance [49][52] ou par co-simulation avec les éléments finis. Les études [80][81][82] présentent des méthodes avancées de modélisation de la saturation. Il est aussi possible d'appliquer simplement un coefficient sur les inductances linéaires [72][83] ou de considérer la saturation sur la densité de flux dans l'entrefer et non sur l'inductance [84]. Certaines études énoncent que l'effet de la saturation sur les barres peut être considéré le même que l'effet sur la tension du terminal au stator [68][85]. L'effet de saturation croisée est aussi souvent négligé [86].

Dans ce travail, nous avons choisi une méthode simple pour tenir compte de la saturation produite par le flux inducteur en utilisant un coefficient de saturation  $k_{sat}$ . On détermine ce coefficient à partir des courbes caractéristiques de la machine en appliquant la procédure dans la Figure 12 suivante :

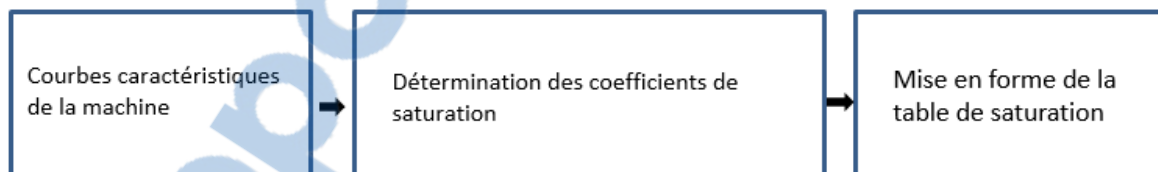


Figure 12: Étapes de la détermination de la saturation

Cette méthode offre un bon compromis entre simplicité et précision. Le coefficient  $k_{sat}$  varie simplement en fonction du courant inducteur  $i_f$  et s'obtient à partir de la caractéristique à vide de la machine  $E_v(i_f)$  [26][87]–[89] et la droite d'entrefer  $E_{lin}(i_f)$  selon l'équation (18). Le coefficient de saturation sert à estimer la valeur du flux linéaire et des courants correspondants à partir d'une valeur de flux saturé. Dans le modèle, on l'utilise pour les dérivées de flux. Les dérivées du flux sont divisées par le coefficient de saturation  $k_{sat}$  pour estimer le vecteur de dérivée du flux linéaire  $[d\phi_{lin} / dt]$  (Équation(18)).

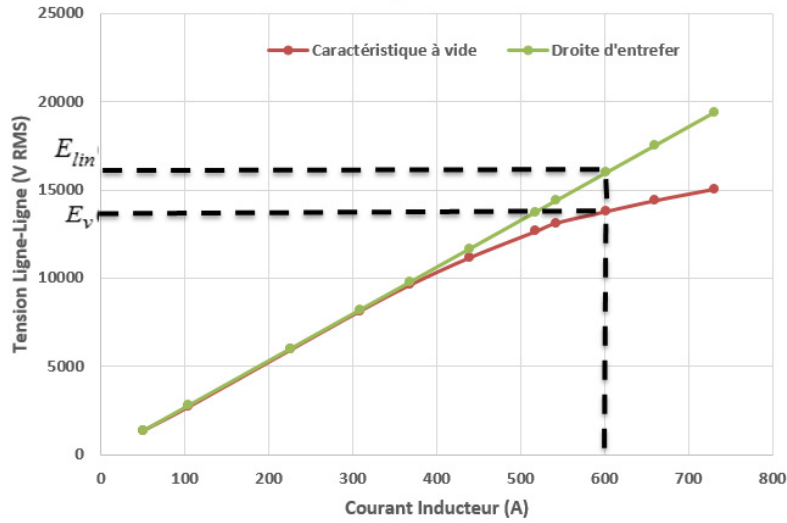


Figure 13: Présence de la saturation magnétique sur une courbe caractéristique à vide

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{sat}(i_f) = \frac{E_v(i_f)}{E_{lin}(i_f)} \\ \left( \frac{d\Psi_{lin}}{dt} \right) = \frac{1}{k_{sat}(i_f)} \cdot \left( \frac{d\Psi_{sat}}{dt} \right) \end{array} \right. \quad (18)$$

### 3.6 Modélisation des connexions électriques entre des circuits

Les bobinages triphasés sont généralement connectés en triangle ou en étoile avec ou sans neutre relié. La connexion avec un neutre relié permet une alimentation indépendante des trois phases et on peut l'assimiler à une connexion libre. Pour modéliser ces connexions, il est plus simple d'utiliser des matrices de connexion pour les courants et les tensions. La matrice pour la connexion des courants permet d'obtenir les courants de ligne à partir des courants de phase. On utilise aussi une matrice de connexion pour relier les tensions entre phases et les tensions ligne neutre [90][91].

#### Connexion en étoile

On peut exprimer toutes les tensions par rapport à une référence commune qu'on note avec l'indice M. Le vecteur de tension contient trois tensions de phase du stator  $V_{aM}$ ,  $V_{bM}$  et  $V_{cM}$ , la tension de l'inducteur  $V_{fM}$ , et du neutre  $V_{NM}$ . Afin d'éviter une ligne supplémentaire dans la matrice de connexion, nous prenons comme référence M, une terminaison d'un des bobinages. Il s'agit ici d'une borne de l'inducteur. Lorsqu'on modélise une connexion des 3 phases du stator

en étoile, il est nécessaire de tenir compte du potentiel du neutre par rapport à cette référence M. La matrice de connexion des tensions est multipliée à la matrice des tensions de départ par rapport à la référence M. On obtient ainsi les tensions phase neutre au stator.

La matrice de connexion des tensions pour l'étoile est la suivante:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans ce cas, les tensions d'entrée tiennent compte du neutre. On a donc:

$$[V_{aM} \quad V_{bM} \quad V_{cM} \quad V_{fM} \quad V_{NM}] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} = [V_a - V_N \quad V_b - V_N \quad V_c - V_N \quad V_{fM}]$$

Le vecteur des tensions  $V_{abc}$  de l'équation (9) à la section 3.2 s'écrit donc  $V_{abc} = [V_a - V_N \quad V_b - V_N \quad V_c - V_N]$  dans ce cas.

Dans le cas d'une connexion avec neutre non connecté, on doit imposer la tension de neutre qui produit un courant de neutre nul et on peut réaliser cette fonction en régulant le courant de neutre. Il suffit de faire la somme des courants des trois phases du stator pour obtenir le courant de neutre et on peut utiliser un régulateur proportionnel (gain de grande valeur) pour minimiser l'erreur.

La matrice de connexion des courants pour l'étoile est la suivante:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Sachant que dans une connexion en étoile, les courants de phase ( $J_a$ ,  $J_b$ ,  $J_c$ ) sont les mêmes que les courants de ligne ( $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ), les courants obtenus à la sortie de la multiplication par la matrice de connexion des courants doivent être les mêmes que ceux de départ.

$$\text{Ainsi, } [J_a \quad J_b \quad J_c \quad I_f] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_a & J_b & J_c & I_f & -(J_a + J_b + J_c) \end{bmatrix}$$

On sélectionne par la suite les trois premières colonnes du vecteur de courant obtenu avec une fonction dans le modèle simulink (Figure 26) afin d'observer les courants de ligne au stator.

### Connexion en triangle ou delta

La matrice de connexion utilisée dans le cas d'une connexion triangle est la suivante :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$[V_{aM} \quad V_{bM} \quad V_{cM} \quad V_{fM} \quad V_{NM}] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [V_a - V_b \quad V_b - V_c \quad V_c - V_a \quad V_{fM}]$$

Le vecteur  $V_{abc}$  de l'équation (9) s'écrit donc  $V_{abc} = [V_a - V_b \quad V_b - V_c \quad V_c - V_a]$  dans ce cas.

La matrice de connexion des courants en triangle est la suivante:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

En effet, sur la Figure 14 ci-dessous, les courants de ligne ( $I_a, I_b, I_c$ ) s'obtiennent simplement des courants de phases  $J_a, J_b, J_c$  à partir de la loi des noeuds:

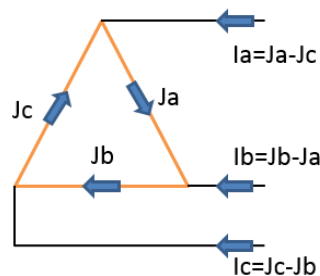


Figure 14: Schéma d'une connexion triangle avec relation entre courants de phase et courants de ligne

Dans la même logique, la matrice de connexion des courants nous permet d'avoir les courants de ligne à partir des courants de phase:

$$[J_a \ J_b \ J_c \ I_f] \times \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_a - J_c & J_b - J_a & J_c - J_b & I_f & 0 \end{bmatrix}$$

### Connexion libre

Dans ce troisième type de connexion que nous appelons connexion libre, on prend comme référence de potentiel, le potentiel du neutre. Dans ce cas, la tension du neutre est toujours nulle et il n'est pas nécessaire d'en tenir compte. Ce type de connexion est utilisé pour simuler une connexion en étoile avec neutre connecté. En effet,  $V_{AN}$  équivaut à  $V_A$ , car  $V_N=0$  étant donné que le neutre est connecté à la terre.

La matrice pour la connexion libre est la suivante :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Ce qui donne :

$$[V_{aN} \ V_{bN} \ V_{cN} \ V_{fN} \ V_{NN}] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [V_a \ V_b \ V_c \ V_f] \text{ car } V_N=0.$$

La matrice  $V_{abc}$  de l'équation (9) s'écrit donc  $V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]$  dans ce cas.

La matrice de connexion des courants associée est la suivante:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les courants obtenus à la sortie de la multiplication sont les mêmes que ceux de départ. Comme son nom l'indique, cette connexion libre peut être utilisée pour tester d'autres types de configuration que l'étoile ou le delta.

$$[J_a \quad J_b \quad J_c \quad I_f] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_a & J_b & J_c & I_f & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.7 Calcul du couple et prétraitement pour la simulation du modèle circuits-couplés

#### Calcul du couple

Le couple électromagnétique  $T_e$  dépend de la puissance instantanée transférée au système électromécanique. Il peut s'obtenir à partir de la dérivée de la co-énergie dans un champ magnétique ( $W_e$ ) selon l'équation (20) pour des conditions linéaires de fonctionnement [92].

$$\begin{cases} W_e = \frac{1}{2} \cdot [i]^T [L(\theta)] \cdot [i] \\ T_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \end{cases} \quad (20)$$

Avec  $\theta$  étant l'angle mécanique du rotor et  $i$  le vecteur de courant du système. Seuls les termes de  $W_e$  qui sont fonction de l'angle du rotor contribuent à l'expression du couple. L'équation du couple  $T_e$  utilisée est donc:

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} [i] \quad (21)$$

Pour réaliser ce calcul, il est préférable de calculer la matrice dérivée des inductances pendant l'étape de prétraitement, avant de réaliser la simulation avec le modèle de circuits couplés. La procédure est présentée dans la Figure 15 suivante :

#### Prétraitement pour la simulation du modèle circuits-couplés

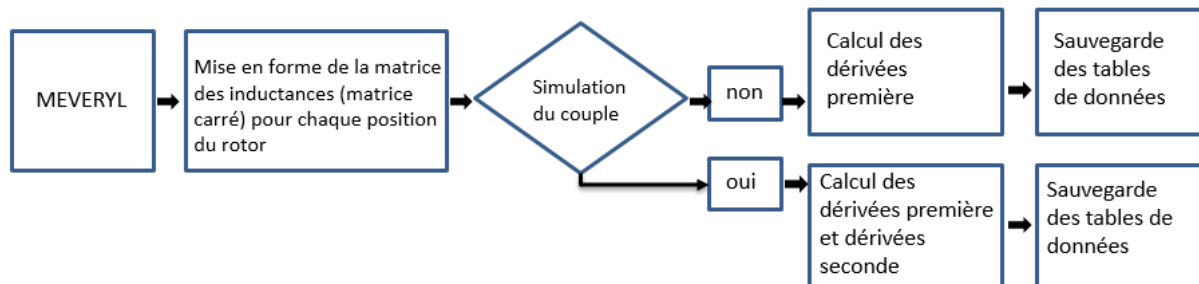


Figure 15: Étapes du prétraitement pour la simulation du modèle circuits-couplés

MEVERYL est la matrice obtenue du calcul par éléments finis contenant toutes les inductances propres et mutuelles entre tous les circuits pour différentes positions de rotor. Il est possible d'utiliser ces résultats pour calculer la dérivée des inductances en fonction de la position du rotor.

### **3.8 Conclusion**

Notre méthodologie de modélisation avec les circuits-couplés a été détaillée dans ce chapitre. C'est une approche qui combine des calculs par éléments finis avec des circuits couplés (d'où le nom CFE-CC<sup>2</sup>) et elle se déroule en trois principales étapes. Dans la première étape, on identifie les différentes courbes d'inductance en fonction de la position du rotor. À cet effet, il a été vu que l'identification des inductances pouvait se faire avec le calcul analytique, mais que ce dernier était moins précis que le calcul de champs. La deuxième étape est consacrée à des calculs pour préparer la simulation du modèle tels que la saturation magnétique et les coefficients de symétrie du domaine d'étude. En effet, l'identification est faite en linéaire et le phénomène de saturation est reproduit en rajoutant un coefficient de correction obtenue des courbes caractéristiques de la machine. Les coefficients multiplicateurs sont utilisés lorsque l'identification est faite sur un domaine réduit de la machine. Enfin, la troisième étape consiste à implanter le modèle circuits-couplés dans Matlab-Simulink. Avec cette modélisation d'ordre élevé, les courants de barres tiennent compte des harmoniques d'espace et différentes configurations de circuits rotoriques telles qu'une cage ou une grille sont modélisées. Différentes connexions des bobinages du stator en étoile avec neutre connecté ou non connecté ainsi qu'en triangle sont prises en compte en utilisant des matrices de connexion pour les tensions et les courants.

---

<sup>2</sup> Acronyme pour Combined Finite Element Coupled Circuit

## 4 Développement du modèle circuits-couplés dans MATLAB/Simulink

La résolution des systèmes d'équations différentielles en fonction du temps se fait en général avec les méthodes "pas-à-pas". Dans le cas particulier d'un fonctionnement à l'arrêt, avec des sources sinusoïdales et des matériaux linéaires, il est possible d'obtenir la solution de régime permanent sinusoïdal en une seule résolution en utilisant les phaseurs. L'implémentation de ces deux méthodes de simulation dans le logiciel MATLAB/Simulink est présentée dans ce chapitre en commençant par la méthode des phaseurs pour une simulation avec la machine à l'arrêt.

### 4.1 Résolution d'un modèle de circuits-couplés en phaseurs

La notation en phaseurs permet de définir une grandeur électrique telle qu'une tension, un courant ou une impédance avec un nombre complexe représentant sa norme et sa phase. L'expression en phaseurs s'obtient en appliquant la relation d'Euler:  $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j \sin(\theta)$  dans laquelle  $\theta$  est la phase. Le module ou l'amplitude est égal à l'unité, dans ce cas. L'analyse des circuits avec les lois de Kirchhoff est toujours valable dans le domaine fréquentiel. Cette notation est utile pour analyser des circuits alternatifs dont les composantes varient à la même fréquence.

On entame cette section en expliquant les différentes hypothèses et les simplifications de cette méthode de calcul. On détaille ensuite son implantation dans Matlab-Simulink. Un exemple de son utilisation avec le test de réponse en fréquence est également développé.

#### 4.1.1 Hypothèses et simplifications

Pour une représentation en phaseurs, il faut que:

Les grandeurs variables dans le temps soient des grandeurs sinusoïdales de pulsation  $\omega$  ( $2\pi f$ ),  $f$  étant la fréquence du signal. Par conséquent, le modèle général de circuits couplés ne peut pas se résoudre par les phaseurs si le rotor est en mouvement et que certaines inductances varient dans le temps. On doit donc l'utiliser uniquement à l'arrêt.

Comme les grandeurs doivent être sinusoïdales, on ne peut pas prendre en compte la saturation magnétique puisqu'elle déforme les signaux, car les composantes sont linéaires.

Le calcul par la méthode des phaseurs est très intéressant, car il permet de simplifier la résolution d'une équation différentielle. En effet, une dérivée devient une multiplication par  $j\omega$ .



#### 4.1.2 Implantation du modèle

L'équation générale du modèle de circuits couplés (1) se transforme en l'équation suivante dans le domaine des phaseurs en supposant le rotor à l'arrêt dans la position  $\theta$ :

$$[V] = \{[R] + j2\pi f \cdot [L(\theta)]\} \cdot [I] \quad (22)$$

Les tensions des circuits de la machine sont généralement les entrées du modèle et on résout les différents courants selon l'équation (23) suivante:

$$[I] = [R + j2\pi f \cdot L(\theta)]^{-1} \cdot [V] \quad (23)$$

Le modèle circuits-couplés en phaseurs est résolu pour une fréquence donnée. Les tensions d'entrée doivent être définies sous la forme de phaseurs, en notation complexe. La matrice de tensions  $[V]$  dépend du domaine d'étude et la configuration du bobinage. Par rapport à la tension totale aux bornes de la machine, il faut tenir compte des coefficients multiplicateurs qu'on représente sous la forme d'un vecteur  $[kV]$ .

$$\begin{cases} [V_{tot}] = [V_{real}] + i \cdot [V_{imag}] \\ [V] = [V_{tot}] \cdot [kV]^T \end{cases} \quad (24)$$

Où  $[V_{tot}]$  est le vecteur des tensions de la machine complète,  $[V_{real}]$  sa partie réelle et  $[V_{imag}]$  sa partie imaginaire.  $[V]$  est le vecteur des tensions de la machine sur le domaine représenté.

On peut implanter les équations (25) dans MATLAB afin de résoudre le modèle en phaseurs. À cet effet,  $[Z]$  est la matrice d'impédances de la machine sur le domaine en expressions complexes définies avec la matrice de résistances  $[R]$  en partie réelle et la réactance en partie imaginaire qui s'écrit en fonction de la matrice des inductances  $[L(\theta)]$ .  $I$  est le courant simulé de la machine sur le domaine. Les coefficients précédemment décrits dans le Tableau 1 sont utilisés pour obtenir toutes les valeurs sur le domaine.

$$\begin{aligned} [Z] &= [R] + j \cdot 2\pi f \cdot [L(\theta)] \\ [I] &= [Z]^{-1} \cdot [V] \\ [I_{tot}] &= [I] \cdot [kI]^T \end{aligned} \quad (25)$$

La résolution des équations (25) permet d'obtenir les valeurs des courants finaux  $[I_{tot}]$  qui sont écrits en nombres complexes. Leurs amplitudes et phases en régime permanent peuvent donc directement se déduire en calculant respectivement leurs modules et leurs phases.

### 4.1.3 Simulation d'une réponse en fréquence à l'arrêt (test SSFR)

L'utilisation du modèle en phaseurs pour la simulation d'une réponse en fréquence à l'arrêt se fait de façon simple et efficace dans MATLAB sans utiliser Simulink. En effet, la résolution des équations ne nécessite pas une intégration dans le temps et les paramètres de la matrice d'inductances sont constants puisque la machine est à l'arrêt.

Le test de réponse en fréquence à l'arrêt, communément appelé SSFR pour Standstill Frequency Response en anglais est une méthode établie pour l'identification des modèles dynamiques de machine synchrone [41]. Les tests de court-circuit permettent aussi de déterminer certaines grandeurs caractéristiques de la machine [2], en plus de vérifier la résistance mécanique de la machine face à des courants très élevés. Cependant, ils ne fournissent pas les caractéristiques transitoires et subtransitoires dans l'axe q [43]. Pour remédier cela, le test SSFR a été développé comme une alternative à ces tests traditionnels, car il a l'avantage de permettre l'identification des paramètres de la machine dans les deux axes (direct et en quadrature) [41].

Dans les tests de réponse en fréquence, le rotor est fixé dans la position d'axe d ou d'axe q tandis que certains bobinages sont alimentés. Le test avec le rotor mis en court-circuit et positionné dans l'axe d, permet de déterminer les fonctions de transfert  $Z_d$  et  $sG$  qui sont calculées à partir des mesures de courant et de tension dans l'armature selon l'équation(26). L'inductance  $L_d$  s'obtient à partir de l'impédance équivalente d'axe d  $Z_d$  et la résistance d'armature  $r_{arm}$  [93].

$$\begin{cases} Z_{d/q}(s) = \frac{1}{2} \frac{V_{arm}}{I_{arm}} \\ sG(s) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_f}{I_{arm}} \\ L_{d/q}(s) = \frac{Z_{d/q}(s) - r_{arm}}{s} \end{cases} \quad \text{avec } s=j\omega \quad (26)$$

La fonction de transfert  $Z_q$  s'obtient pour le rotor court-circuité et positionné dans l'axe q. Le calcul de  $Z_q$  et de l'inductance  $L_q$  se fait de façon similaire au cas de l'axe d.

Les résultats de ces simulations pour différents types de machines sont détaillés dans les prochains chapitres.

### 4.1.4 Résumé des étapes pour une simulation en phaseurs

Le tableau suivant résume les étapes de simulation du modèle circuits-couplés dans le domaine des phaseurs appliqué à la résolution de tests de réponse en fréquence à l'arrêt.

Tableau 2: Étapes d'utilisation du modèle circuits-couplés en phaseur appliqué au test de réponse en fréquence à l'arrêt

Étape	Contenu de l'étape
1	Définition des paramètres au stator et au rotor de la machine à tester (résistance du stator, du circuit inducteur et circuits amortisseurs).
2	Définition de la position du rotor (Rotor positionné dans l'axe D ou l'axe Q selon le test simulé).
3	Extraction des courbes d'inductances correspondantes à la position du rotor choisie.
4	Définition de la fréquence à tester.
5	Application des coefficients sur les tensions et les résistances pour une simulation sur le domaine.
6	Résolution de l'équation (23) sur le domaine.
7	Application des coefficients sur les courants simulés et obtention des courants de la machine complète.
8	Calcul des valeurs caractéristiques telles que $L_d$ ou $L_q$ pour la fréquence choisie.

Les étapes 4 à 8 sont calculées dans une boucle de résolution lorsqu'on impose plusieurs fréquences. Les étapes 2 et 3 se font normalement une seule fois pour une machine donnée puisque les courbes d'inductances de la machine peuvent être sauvegardés pour les positions d'axe d et axe q.

## 4.2 Implantation du modèle de circuits-couplés pour une simulation dynamique dans Simulink

Le modèle de simulation dynamique s'obtient à partir de l'implantation de l'équation générale des circuits-couplés (1) et la Figure 16 ci-dessous présente le schéma bloc de cette simulation. Le modèle utilise comme entrée le vecteur des tensions et fournit comme réponse l'évolution temporelle des courants dans les différents circuits considérés.

À la matrice de tensions  $[V]$  sur le domaine est soustraite la chute de tension résistive  $[R][I]$ , ce qui nous donne la dérivée du flux saturé si la saturation du flux à vide est considérée. L'inverse du coefficient de saturation  $k_{sat}$  est par la suite appliqué à cette dérivée afin d'obtenir la dérivée du flux dans le domaine linéaire selon l'équation(18). Dans

une modélisation en linéaire, le coefficient de saturation est égal à 1. La dérivée du flux est ensuite intégrée pour obtenir le flux linéaire qui sert au calcul du courant selon l'équation  $I' = L^{-1} \cdot \psi_{lin}$ . Le bloc  $Ti$  contient la matrice de connexion utilisée pour obtenir les courants circulants dans chacun des barreaux à partir des courants de maille comme présentés dans la section 3.2. La vitesse est intégrée pour obtenir la position du rotor afin de déterminer les valeurs des inductances correspondant à cette position. Les blocs  $kV$  et  $kI$  sont les matrices des coefficients multiplicateurs entre le domaine et la machine totale.

La suite de cette section est consacrée à la description des différents blocs utilisés dans Simulink pour obtenir le modèle circuits-couplés dynamique.

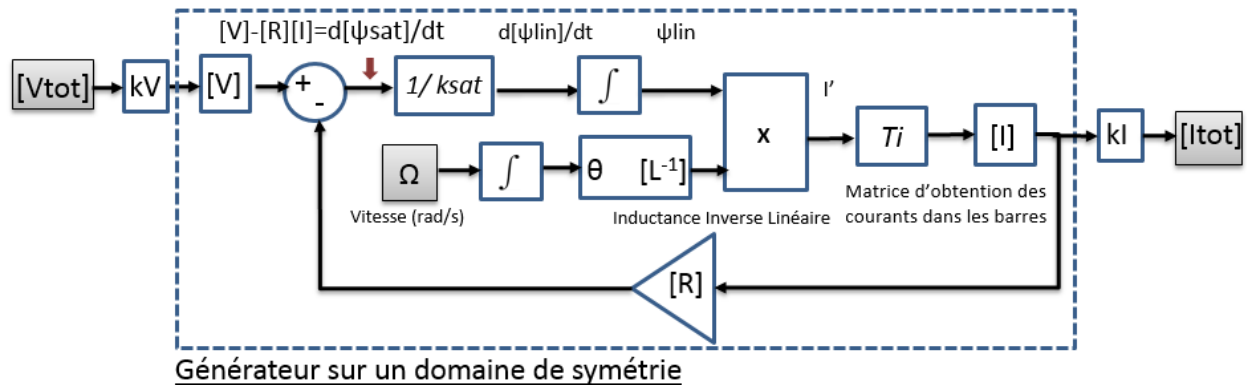


Figure 16: Schéma bloc du modèle circuits-couplés dynamique

#### 4.2.1 Description des différents blocs simulink constituant les entrées du modèle

Les vecteurs de tensions  $[V_{tot}]$  et  $[V]$  sont constitués des tensions du stator, de la tension de l'inducteur, des bobines exploratrices au besoin ainsi que des barreaux amortisseurs. Les conducteurs du stator et de l'inducteur sont désignés par le terme "conducteurs alimentés" et les "conducteurs non alimentés" sont les barres d'amortisseurs et les bobines exploratrices dans le cas échéant (Figure 17).

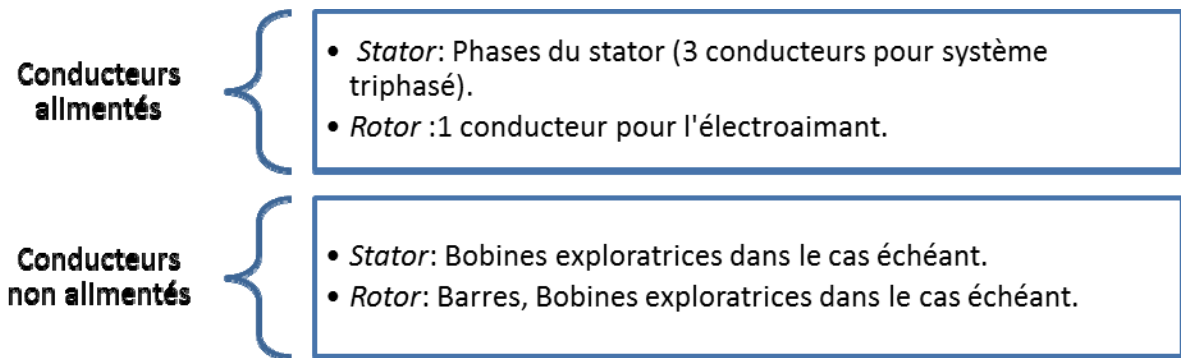


Figure 17: Classification des conducteurs utilisés dans la simulation

La Figure 18 suivante montre la mise en forme des tensions du stator et de l'inducteur. On utilise une matrice de connexion des tensions (en étoile, triangle ou libre) telle que présentée à la section 3.6.

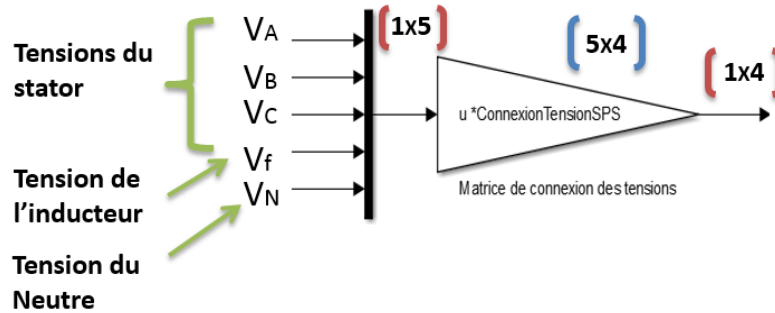
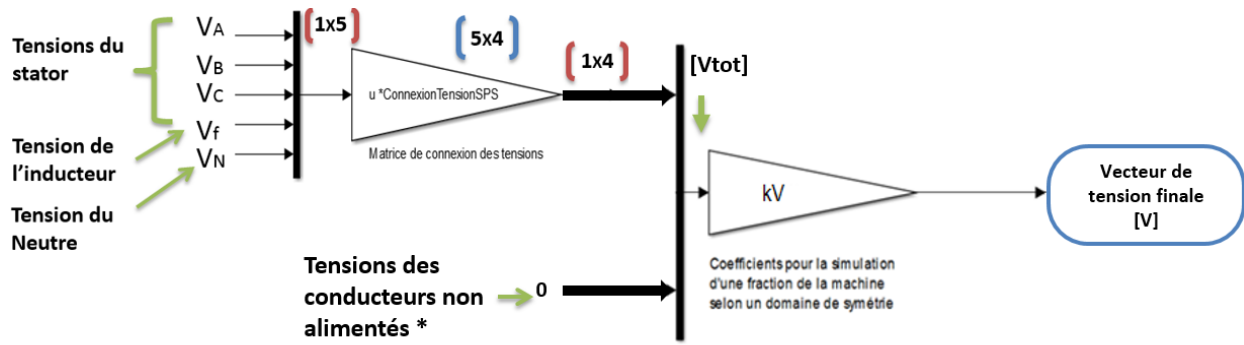


Figure 18: Mise en forme des tensions du stator et de l'inducteur

Le vecteur de tensions à la sortie du bloc de connexion est multiplexé au vecteur de tensions des conducteurs non alimentés pour obtenir le vecteur de tensions d'entrées totales  $[V_{tot}]$ . Ce vecteur est ensuite multiplié aux coefficients du domaine [kV] pour constituer le vecteur de tensions d'entrées finales [V] qui intervient dans la simulation de la machine (Figure 19).



\*Tensions des conducteurs non alimentés (barres d'amortisseurs, bobines exploratrices au besoin)

Figure 19: Blocs Simulink pour l'obtention des tensions d'entrées

Voyons maintenant de façon détaillée les différents blocs modélisant le fonctionnement du générateur.

#### 4.2.2 Description des différents blocs simulink pour la représentation du générateur

Les différents blocs modélisant le générateur sont détaillés dans la Figure 20. Plus d'explications sont fournies par la suite.

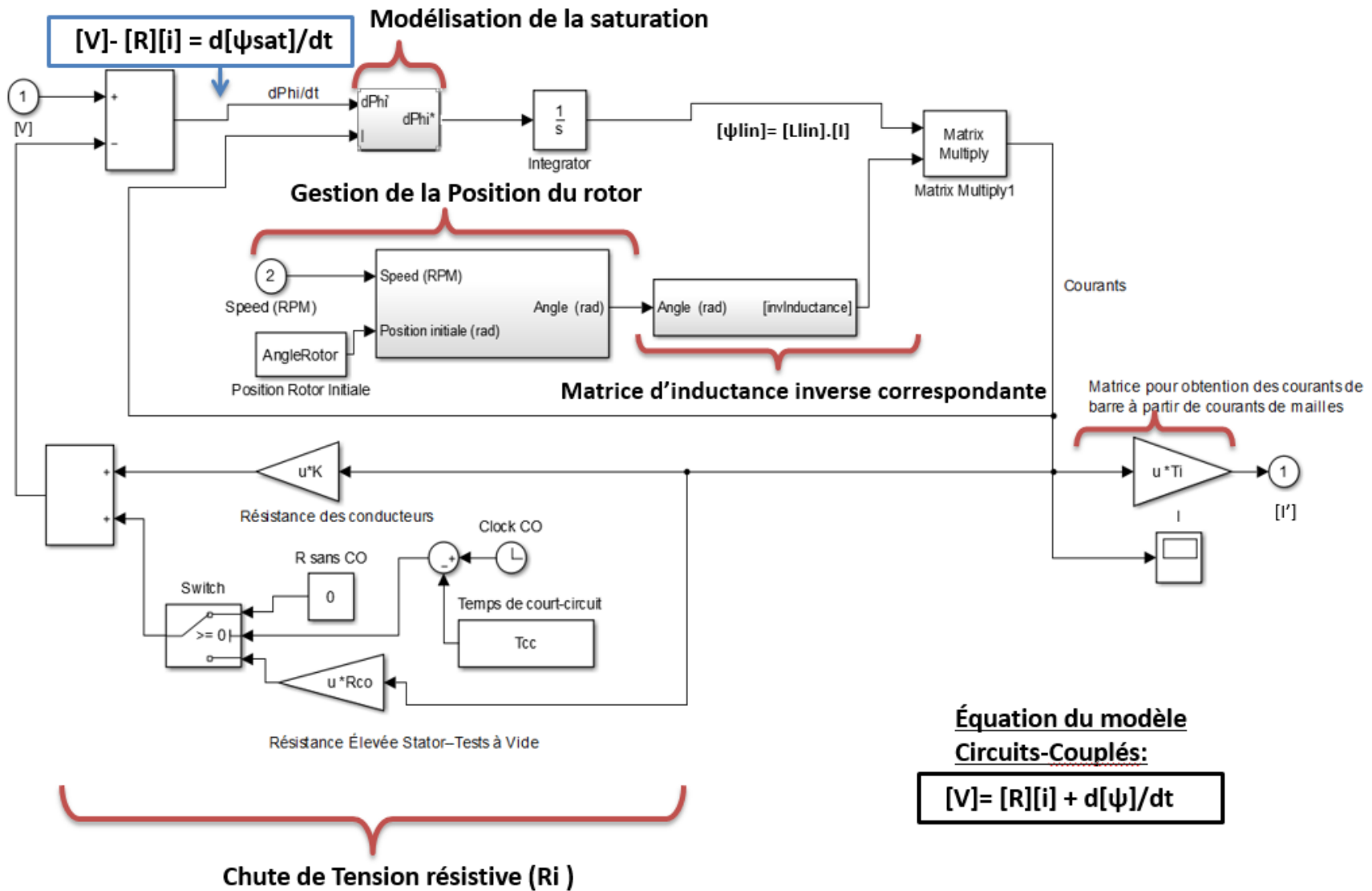


Figure 20: Blocs de simulation de la machine synchrone sur le domaine de symétrie

- **Chute de tension résistive**

Le calcul de la chute de tension résistive ( $[R][i]$ ) se fait pour chacun des circuits (Figure 21). Pour un fonctionnement de la machine à vide, des valeurs de résistances élevées sont additionnées aux résistances des phases du stator afin de modéliser les phases du stator en circuit ouvert. En effet, la simulation doit toujours se faire en imposant une tension et c'est la façon la plus simple pour annuler le courant dans un circuit. Un bloc *switch* est utilisé afin d'utiliser les valeurs de résistance selon le cas de fonctionnement (à vide ou en court-circuit). On définit un temps de court-circuit dont se sert le bloc *switch* pour sélectionner la sortie voulue.

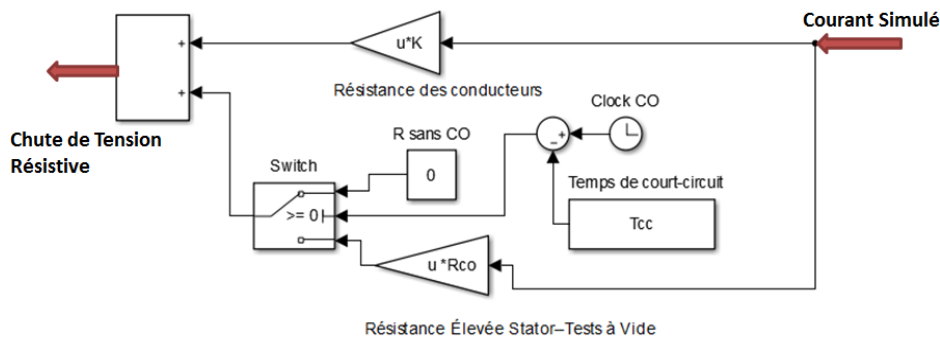


Figure 21: Blocs utilisés pour le calcul de la chute de tension résistive

- **Modélisation de la saturation**

Comme présentée dans la section 3.5, la saturation est prise en compte avec un coefficient  $k_{sat}$  qui dépend seulement de la valeur du courant inducteur  $i_f$ . On déduit les valeurs de ce coefficient en utilisant la caractéristique à vide de la machine. Ces valeurs sont sauvegardées dans une table de données. L'équation (18) décrivant la prise en compte de la saturation a été présentée au chapitre 3 et son implantation dans Simulink est résumée dans la Figure 22 ci-dessous. On sélectionne tout d'abord la valeur du courant inducteur dans la matrice contenant tous les courants avec un bloc *selector*. On détermine ensuite le coefficient  $k_{sat}$  correspondant avec une table de recherche qu'on divise par la valeur de dérivée de flux saturé pour obtenir une valeur équivalente à un fonctionnement linéaire.



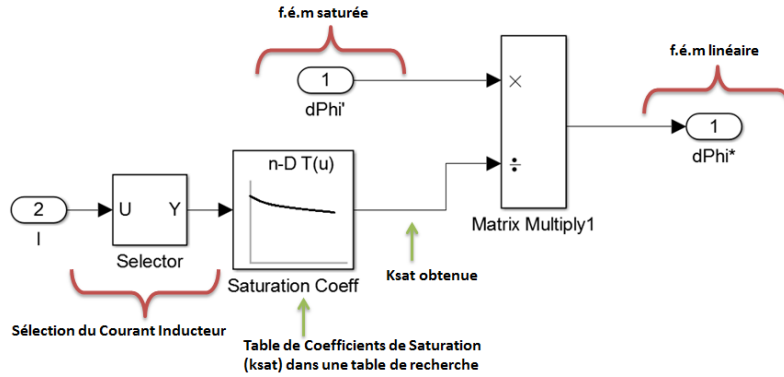


Figure 22: Blocs Simulink pour la prise en compte de la saturation

- **Gestion de la position du rotor**

Il est nécessaire de déterminer la position du rotor afin d'utiliser la table d'inductance inverse à utiliser pour la résolution des courants (Figure 23). Cette valeur sert également à sélectionner la table de dérivées d'inductances lorsqu'on calcule le couple.

Une position du rotor préliminaire s'obtient d'abord par intégration de la vitesse en rad/s. La position initiale du rotor en radians est également fournie au bloc d'intégration à cette étape. L'angle ainsi obtenu est ramené à son équivalent sur le domaine de symétrie et sert à déterminer la table correspondante. Étant donné que le calcul des inductances propres et mutuelles peut être fait sur un domaine d'étude, les différentes valeurs d'inductances sont données pour des angles entre 0 et l'angle maximal du domaine représenté correspondant (*RadMachineRep* sur le schéma ci-dessous). L'angle doit donc être contraint à rester dans cet intervalle. Par exemple, pour une machine identifiée sur  $\pi$  rad, les valeurs d'angle dans la simulation restent toujours entre  $0^\circ$  et  $\pi$  rad.

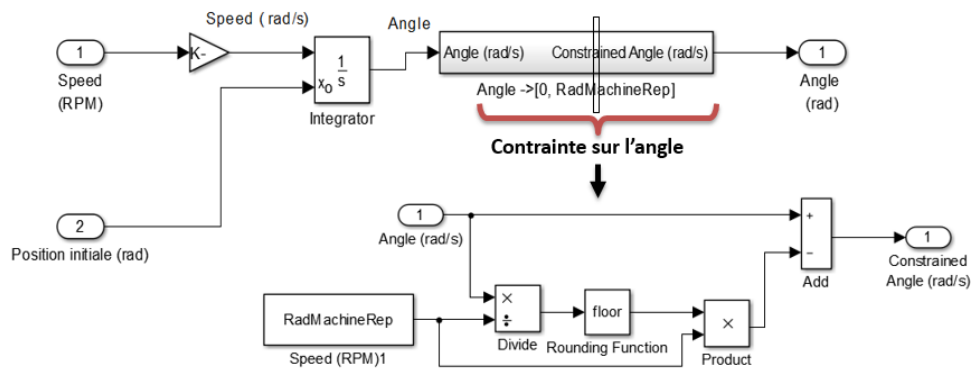


Figure 23: Schéma blocs pour la gestion de la position du rotor

- **Matrice d'inductance inverse correspondant à la position du rotor**

Pour accélérer la résolution lors de la simulation pas à pas, il est préférable d'inverser préalablement les matrices d'inductances et de réaliser une interpolation sur ces matrices inverses en fonction de la position du rotor. L'équation (27) sert de base à la méthode d'interpolation utilisée pour déterminer la matrice d'inductances inverse pour une position quelconque de rotor.

$$[L^{-1}](\theta) = [L^{-1}](\theta_0) + (\theta - \theta_0) \cdot \left[ \frac{dL^{-1}}{d\theta_i} \right](\theta_0) \quad (27)$$

L'implantation de cette méthode d'interpolation dans Simulink est présentée dans la Figure 24 ci-dessous. Pour augmenter la rapidité du modèle, nous avons constaté qu'il était préférable de développer cette méthode plutôt qu'utiliser des fonctions disponibles dans simulink.

Une position angulaire quelconque du rotor est notée  $\theta$ . On doit déterminer la table d'inductances correspondant à cette position en utilisant une méthode d'interpolation à partir de valeurs qui ont été préalablement identifiées pour des positions voisines.

On détermine l'indice correspondant à la position  $\theta$  avec une table de recherche (bloc *lookup table*) (Figure 24). Pour une valeur non entière, l'indice  $\theta_0$  est donc l'indice en nombre entier précédent celui de  $\theta$  qu'on obtient en arrondissant l'indice de  $\theta$  avec le bloc *floor de Simulink*. On peut donc sélectionner la table d'inductances inverse pour  $\theta_0$   $[L^{-1}](\theta_0)$  parmi toutes les valeurs (bloc *LVredinv*). La soustraction des indices de  $\theta$  et  $\theta_0$  multipliée au pas de variation d'angle (bloc *stepsize*) permet d'obtenir  $(\theta - \theta_0)$  en valeur d'angle qu'on multiplie à la valeur de dérivée d'inductances inverse pour  $\theta_0$   $[dL^{-1}/d\theta_0](\theta_0)$ .

On fait ensuite une addition suivant l'équation citée plus haut puis on réécrit le résultat en matrice carrée avec la fonction *reshape* pour obtenir la matrice d'inductances inverse  $[L^{-1}](\theta)$ .

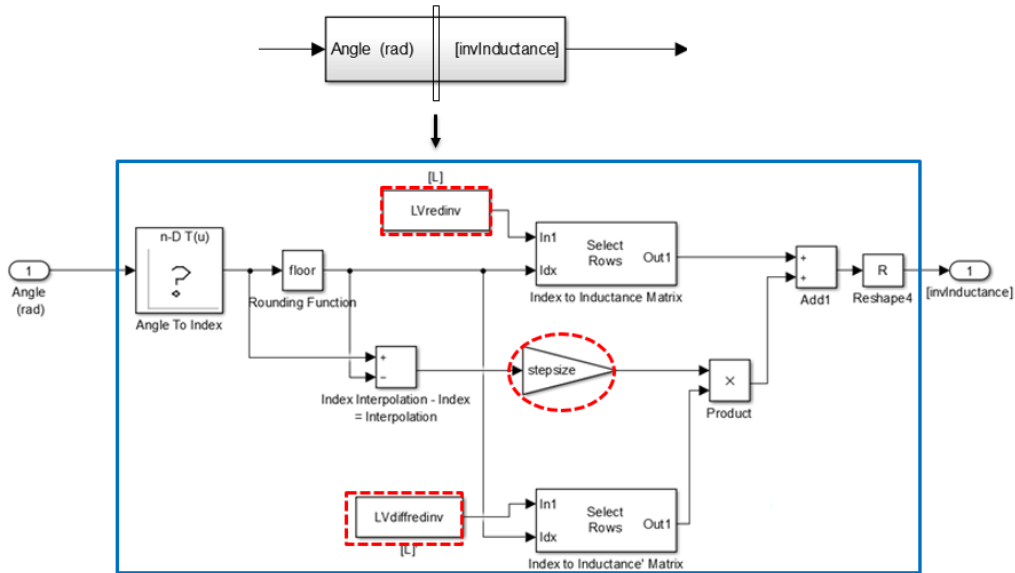


Figure 24: Blocs pour le calcul de l'inductance inverse

Dans le cas du calcul du couple, la matrice de dérivées d'inductances s'obtient de façon analogue en implantant l'équation  $\left[\frac{dL}{d\theta}\right](\theta) = \left[\frac{dL}{d\theta_i}\right](\theta_0) + (\theta - \theta_0) \cdot \left[\frac{d^2L}{d\theta_i^2}\right](\theta_0)$  et en utilisant les valeurs précalculées pour toutes les positions sur le domaine de la matrice de dérivées d'inductances  $[dL/d\theta_i]$  et la matrice des dérivées seconde  $[d^2L/d\theta_i^2]$ .

#### 4.2.3 Description des différents blocs simulink pour le traitement des courants obtenus en sortie

Dans le cas d'une résolution sur un domaine de symétrie, le courant simulé est un courant sur une portion de la machine.

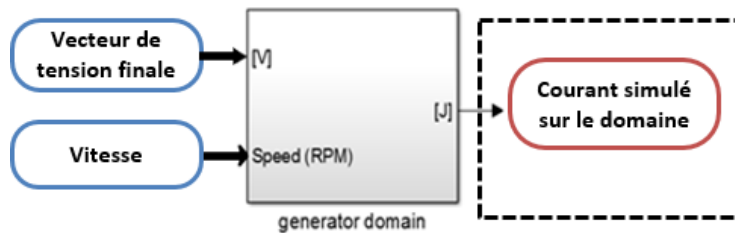


Figure 25: Schéma bloc général présentant le courant sur le domaine à la sortie du générateur

Pour obtenir le courant dans la machine complète, on multiplie la valeur obtenue sur le domaine (Figure 25) par des coefficients qui dépendent du type de connexion des différents bobinages (section 3.6). Chaque courant est sélectionné avec un bloc *selector* (Figure 26). La simulation nous donne directement les courants totaux des barres pour la portion représentée de la machine. Sur le schéma ci-dessous on peut aussi voir le bloc pour la matrice de connexion des courants statoriques (section 3.6) utilisée pour obtenir les courants de ligne au stator.

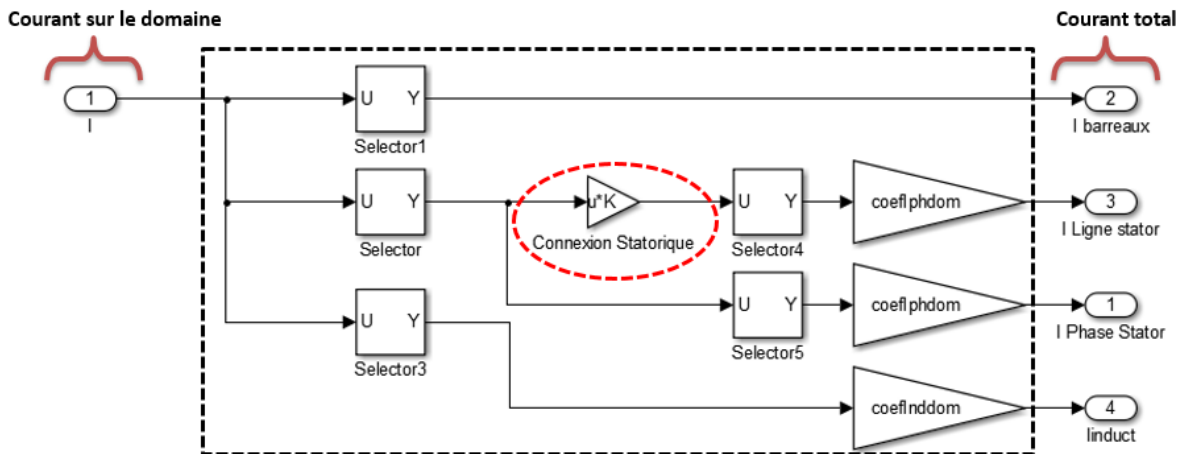


Figure 26: Blocs Simulink utilisés pour obtenir les courants totaux à partir des courants sur le domaine

Les courants obtenus peuvent être traités pour des analyses harmoniques. La résolution avec un solveur à pas variable "variable step" offre l'avantage d'une simulation rapide; toutefois, il faut rééchantillonner les données de simulation pour obtenir des valeurs à fréquence fixe afin de pouvoir utiliser la fonction fft de MATLAB.

#### 4.2.4 Prétraitement: calcul des valeurs initiales de simulation

Le modèle comporte comme état la position du rotor et les flux. On utilise à cet effet 2 blocs d'intégration Simulink dans le modèle dynamique (Figure 16). L'un sert pour l'intégration de la vitesse et l'autre pour l'intégration des tensions induites ( $d\psi/dt$ ). Cela nécessite ainsi des valeurs initiales d'intégration qui sont donc les valeurs initiales d'angle du rotor et de flux.

Le flux initial linéaire est calculé dans un fichier .m dans MATLAB afin de réduire les blocs nécessaires au modèle dynamique et rendre plus rapide la simulation. Il se calcule avec la matrice d'inductances et le vecteur des courants initiaux selon l'équation  $[\psi_{initial}] = [L_{initial}] * [I_{initial}]$ .

Dans le vecteur de courants initiaux, tous les courants sont initialisés à zéro sauf le courant inducteur. Dans le cas d'une simulation dans laquelle on prévoit comparer le résultat à la valeur expérimentale, on choisit simplement un courant inducteur de départ égal à la valeur expérimentale moyenne.

La matrice d'inductances initiale s'obtient par interpolation à partir de la position initiale du rotor de façon analogue à l'obtention de la matrice de dérivées d'inductances inverse  $[L^{-1}](\theta)$  précédemment décrite. On implante la même logique dans un fichier.m de MATLAB selon l'équation

$$[L](\theta) = [L](\theta_0) + (\theta - \theta_0) \cdot \left[ \frac{dL}{d\theta_i} \right](\theta_0).$$

#### 4.2.5 Résumé des étapes de la simulation dynamique dans Simulink

Les étapes d'utilisation du modèle circuits-couplés dynamique sont résumées dans le tableau ci-dessous. Les numéros d'étape munis d'un astérisque sont calculés dans un fichier .m, préalablement à la simulation. Une fois que tous les paramètres de la machine sont déterminés, ils ne sont plus nécessaires, car ils peuvent être sauvegardés puis réutilisés dans l'espace de travail de MATLAB dans la simulation dynamique sur Simulink.

Tableau 3: Étapes d'utilisation du modèle circuits-couplés dynamique

Étape	Contenu de l'étape	Commentaires
1*	Chargement des valeurs expérimentales de tension de l'inducteur et de la vitesse dans l'espace de travail de Matlab ("Workspace").	+On utilise ces valeurs expérimentales dans la simulation afin de se rapprocher des conditions de test de la machine réelle pour une meilleure comparaison des résultats de simulation avec les mesures. La vitesse est utilisée pour déterminer les différentes positions du rotor.  +Cette étape peut être faite plus tard, mais nécessairement avant la simulation dans Simulink.
2*	Chargement de la matrice des inductances en fonction de la position dans l'espace de travail de Matlab (MEVERYL).	
3*	Choix du type de connexion	Cette étape permet de gérer les connexions du stator de la machine simulée. Le choix du type de connexion permet de simuler une machine avec un neutre connecté ou non connecté, une connexion triangle ou une connexion libre.

4*	Définition des paramètres du stator et du rotor de la machine à tester (résistance du stator, du circuit inducteur et circuits amortisseurs).	
5*	Gestion des coefficients pour la simulation sur le domaine	Cette étape est seulement nécessaire dans le cas d'une machine dont l'identification des inductances a été faite sur un domaine réduit.
6*	Gestion de la saturation	Le vecteur des coefficients de saturation est toujours défini. Dans le cas d'une résolution linéaire, il est égal à 1: $k_{sat} = [1, \dots, 1]$ .
7*	Calcul des dérivées d'inductance	On calcule également les dérivées secondes des inductances dans le modèle dynamique si on veut simuler le couple.
8*	Valeurs initiales de la simulation	+Les valeurs de courant sont initialisées pour la simulation dynamique : le courant inducteur moyen est donné et les courants au stator et dans les barres sont mis à 0.  +Le flux initial est également calculé à l'avance afin d'améliorer la rapidité du modèle.
9	Application des coefficients sur les tensions et résolution de l'équation du modèle circuits-couplés (9) sur le domaine.	
10	Application des coefficients sur les courants simulés et obtention des courants de la machine complète.	Cette étape est seulement nécessaire dans le cas d'une machine dont l'identification des inductances a été faite sur un domaine.

### 4.3 Conclusion

Nous avons détaillé les outils nécessaires pour une simulation dans le temps et dans le domaine des phaseurs avec un modèle de circuits-couplés. Ces méthodes permettent de simuler des fonctionnements en

transitoire en rotation ou des réponses en fréquence à l'arrêt. Les prochains chapitres sont consacrés à la validation de ces modèles et aux comparaisons à des mesures expérimentales.

## 5 Simulations et validations pour un alternateur à pôles saillants de petite puissance (5.4 kVA)

Le modèle de circuits-couplés est utilisé dans ce chapitre pour la simulation de tests appliqués à un alternateur de laboratoire à pôles saillants de 5.4 kVA. Afin d'alléger le texte, ce générateur de faible puissance sera appelé PHG5 dans le reste du document. La machine est décrite dans une première section ainsi que le banc d'essai ayant servi pour les mesures expérimentales. On développe ensuite la préparation du modèle circuits-couplés pour simuler cette machine et les résultats de simulation sont comparés aux mesures pour la validation du modèle.

### 5.1 Description de la machine

Le PHG5 a un rotor doté de 4 pôles et un stator pourvu de 54 encoches. Son nombre d'encoches par pôle par phase n'est donc pas entier:  $(4 + \frac{1}{2})$ , et son bobinage a une section répétitive sur 2 pôles. Le domaine d'étude de cette machine peut donc être réduit à la moitié de la machine. La Figure 27 suivante présente l'emplacement des barres (jaune) dans les pôles du rotor (noir) pour une demi-portion de machine représentée. Il y a six barreaux amortisseurs sur chaque pôle et un barreau entre deux pôles adjacents (barreau N°1). Toutes les barres sont connectées entre elles par des anneaux de court-circuit dans une configuration de cage (Figure 29).

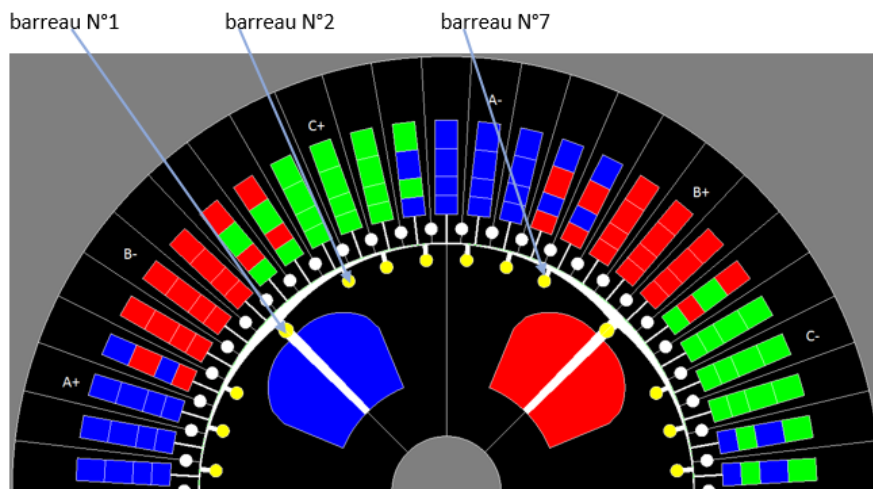


Figure 27: Vue en coupe des caractéristiques géométriques du PHG5 et détail sur l'emplacement des barres



Le Tableau 4 suivant résume certaines caractéristiques du PHG5. Ses courbes caractéristiques à vide et de court-circuit sont ensuite présentées sur la Figure 28.

Tableau 4 : Quelques caractéristiques électriques et physiques de la machine PHG5

Nom du paramètre	Symbole	Valeur
Puissance nominale	S	5.4 kVA
Tension nominale du stator	U <sub>sn</sub>	280 V
Nombre de pôles	P	4
Nombre d'encoches du stator	Ne	54

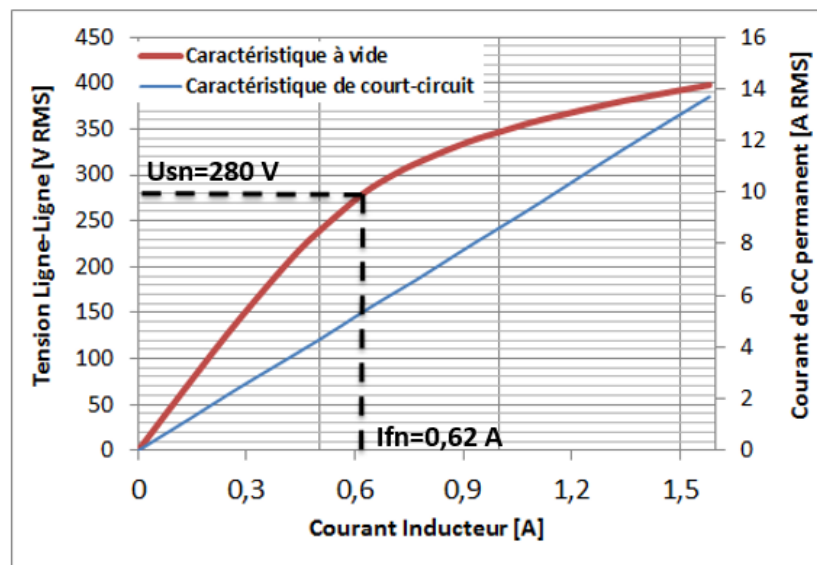
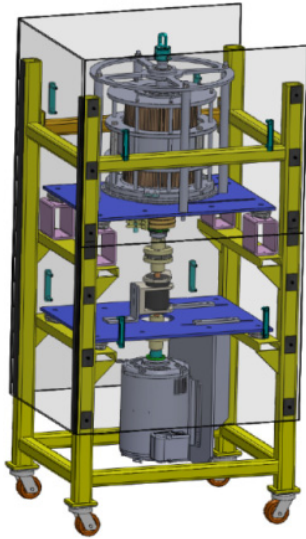


Figure 28: Caractéristiques à vide et en court-circuit du PHG5

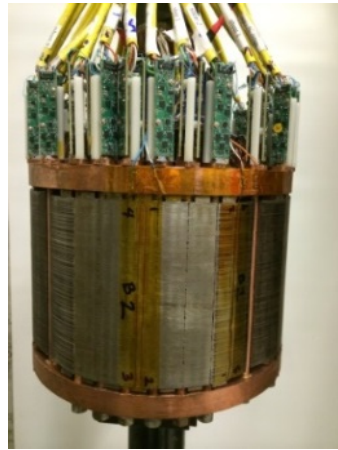
Avec  $I_{fn}$ =Courant de l'inducteur donnant la tension nominale Ligne-Ligne à vide, au stator ( $U_{sn}$ ),

## 5.2 Description du banc d'essai pour les mesures expérimentales

La Figure 29 montre un schéma du banc d'essai et des photographies du PHG5 pour ces caractérisations expérimentales. Ces mesures ont été réalisées au laboratoire du L.E.E.P.C.I.



a) Banc d'essai vertical



b) Rotor du PHG5 avec shunts de mesure



c) Stator du PHG5

Figure 29: Photo du PHG5 avec des cartes d'acquisition pour les mesures expérimentales des courants de barre

Les signaux mesurés lors des différents tests sont enregistrés avec le système d'acquisition reconfigurable CompactRIO de National Instruments (NI). Ces données sont sauvegardées dans différents fichiers .tdms de NI LabVIEW. Ces fichiers sont traités sous la forme de tableaux de données pour être plus facilement utilisables dans la simulation, car le modèle dynamique de circuits-couplés utilise en entrée la tension de l'inducteur et la vitesse (voir section 4.2.1).

### 5.3 Préparation du modèle circuits-couplés

La première étape de cette simulation consiste à identifier les différentes inductances du modèle circuits-couplés avec le calcul par éléments finis en 2D. Pour cette machine, le calcul peut être effectué sur une moitié de machine grâce à la symétrie comme présenté sur la Figure 27. Le domaine d'étude est donc réduit à 18 circuits dont 3 circuits pour les phases du stator, un circuit pour l'inducteur et 14 pour les barres d'amortisseurs des 2 pôles représentés.

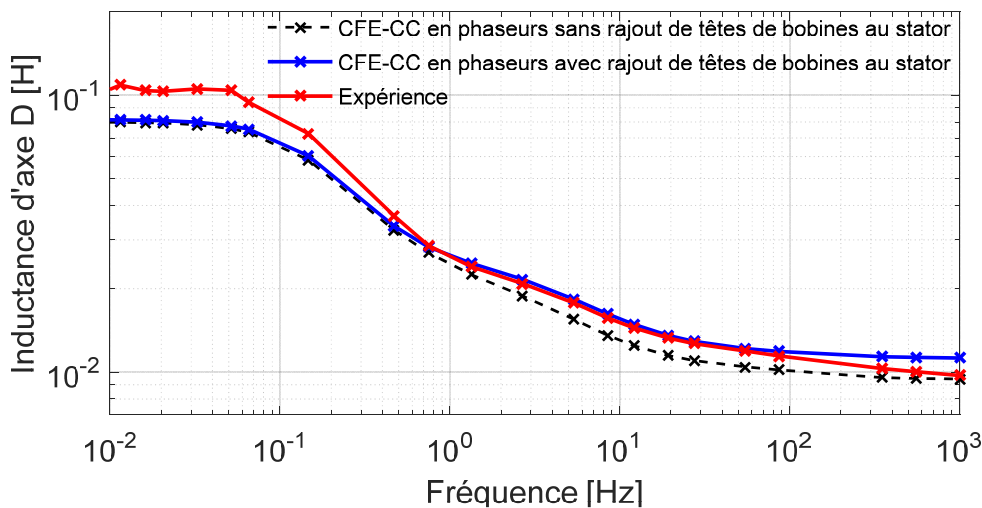
Le Tableau 5 présente les valeurs des paramètres utilisés pour la simulation. Les résistances des barres ont été estimées par calcul en utilisant les dimensions géométriques. L'impédance de l'anneau de court-circuit située autour du barreau #1 est estimée égale au double des autres segments de court-circuit par observation de la géométrie du rotor de la Figure 27. Les valeurs des résistances mesurées en dc pour les phases du stator et pour l'inducteur au rotor sont utilisées.

Tableau 5: Paramètres retenus de la machine PHG5

Paramètres	Valeur
Résistance du circuit inducteur	21.3 $\Omega$
Résistance d'une phase du stator	0.3 $\Omega$
Résistance de barre du rotor	150 $\mu\Omega$
Inductance de l'anneau entre 2 barres du rotor (exemple entre barre#2 et #3)	2.75 nH
Résistance de l'anneau entre 2 barres du rotor (exemple entre barre#2 et #3)	0.5 $\mu\Omega$
Inductance de l'anneau entre 2 barres du rotor (exemple entre barre#1 et #2)	5.5 nH
Résistance de l'anneau entre 2 barres du rotor (exemple entre barre#1 et #2)	1 $\mu\Omega$

La configuration en cage est plus simple à analyser qu'une grille étant donné que toutes les barres sont connectées par des anneaux de court-circuit. Pour modéliser les connexions du circuit amortisseur, les impédances des segments de court-circuit entre les barres et ceux placés entre deux pôles adjacents sont tous du même ordre de grandeur. Dans ce travail, on vérifie nos paramètres avec une comparaison entre les mesures expérimentales et des simulations de réponse en fréquence (test SSFR) avec le modèle de circuits couplés en phaseurs. La Figure 30 montre les résultats de cette simulation comparés à l'expérience. On constate que les paramètres obtenus (Tableau 5) donnent des résultats d'inductances d'axe d et d'axe q proches de l'expérience et sont donc utilisés pour la simulation des tests du PHG5.

On note que l'ajout des têtes de bobine au stator corrige l'écart entre l'expérience et la simulation. En effet, les têtes de bobine ne sont pas prises en compte dans le calcul des inductances avec les éléments finis. On peut les considérer en corrigeant la valeur des inductances à utiliser dans la simulation. On rajoute dans ce cas aux inductances propres statoriques 5% de leur valeur soit 0.8 mH (Figure 30).



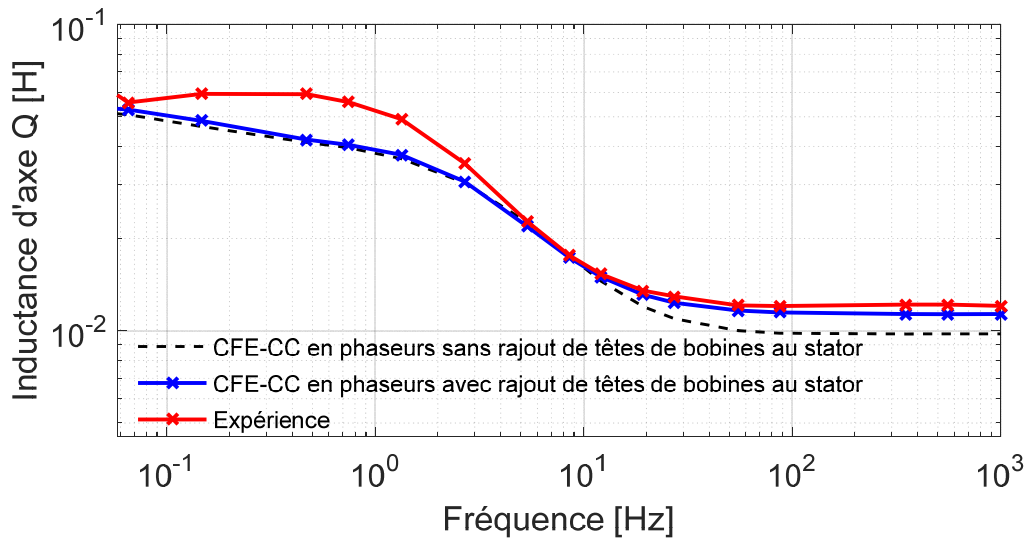


Figure 30: Inductance en fonction de la fréquence obtenue par SSFR a) axe D b) axe Q

## 5.4 Validation des résultats de simulation

Simulink dispose de plusieurs solveurs numériques de résolution [94]. Le solveur à pas variable ode15s est très efficace en termes de stabilité et temps de calcul. Le modèle sera validé avec les tests pour un courant inducteur à 0.35 pu. On utilise des résultats de mesure avec un courant d'excitation à 0.35 pu, car ils semblent plus fiables et cela permet de limiter l'influence de la saturation magnétique.

La simulation commence avec des valeurs initiales pour la position du rotor et le courant inducteur (voir section 4.2.4). La position du rotor lors de la simulation est validée en comparant la phase entre la tension ligne-ligne du stator simulée à celle de l'expérience dans les mêmes conditions d'alimentation que la machine réelle (la tension d'excitation expérimentale est appliquée en entrée dans le modèle).

### 5.4.1 Essais en court-circuit

Le court-circuit est précédé d'un fonctionnement du PHG5 à vide. Le court-circuit est déclenché par la variation instantanée de la résistance pour atteindre la valeur de la résistance des enroulements du stator. On commence avec la présentation des résultats du test de court-circuit avec neutre non connecté. Un test avec neutre connecté a aussi été simulé à 0.35 pu.

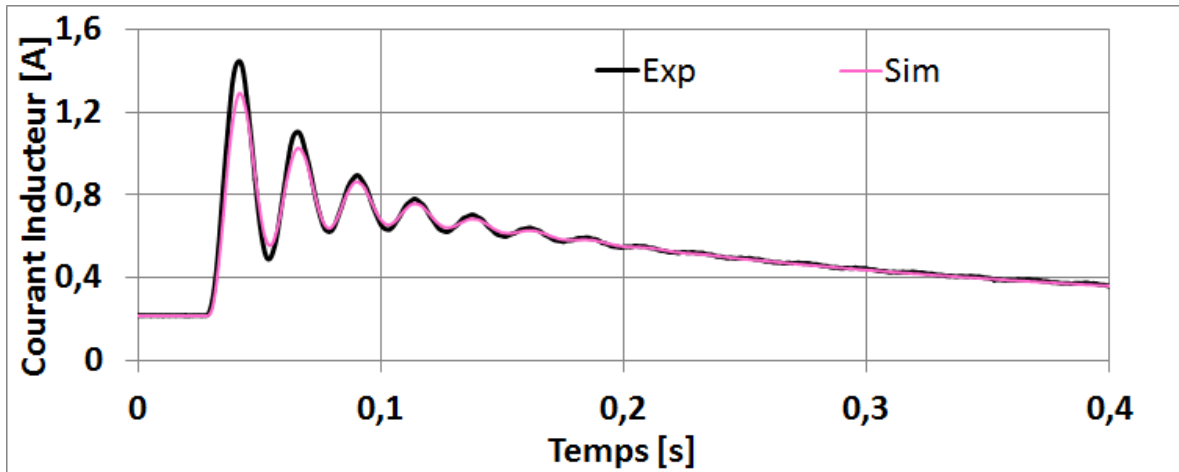


Figure 31: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

La Figure 31 montre l'allure du courant inducteur pendant le court-circuit triphasé à 0.35 pu. On observe que la constante de temps de l'inducteur est très bien reproduite. On note également un dépassement maximal d'environ 0.15 A de l'expérience sur la simulation sur les deux premières oscillations. Les autres oscillations sont parfaitement superposées.

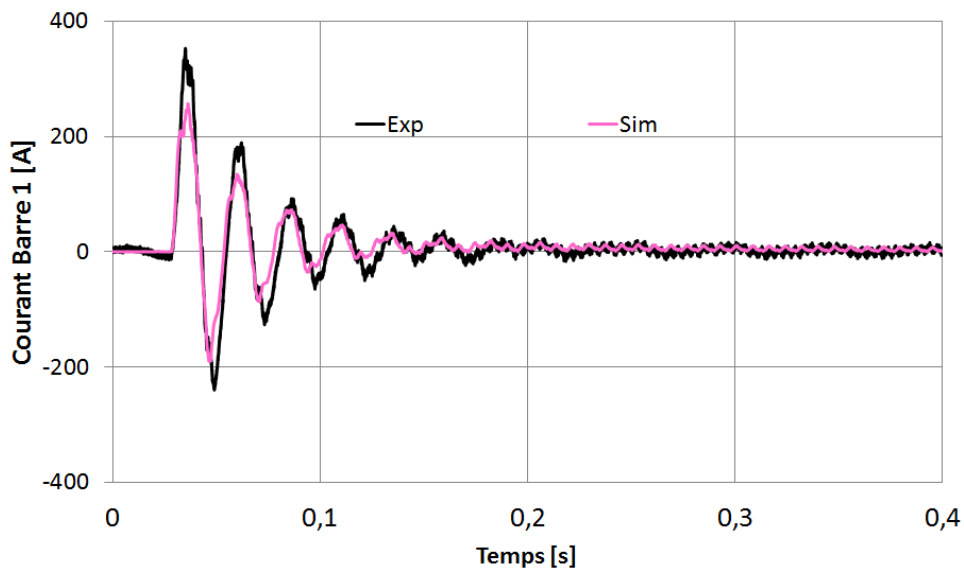


Figure 32: Courant dans la barre1 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

La simulation du courant dans la barre #1 observable sur la Figure 32 est bien réussie dans l'ensemble. L'allure générale est bien reproduite. On note toutefois une différence au niveau des amplitudes des oscillations lors la période subtransitoire.

Les autres courants de barre sont présentés dans les Figure 33 à Figure 38 ci-dessous.

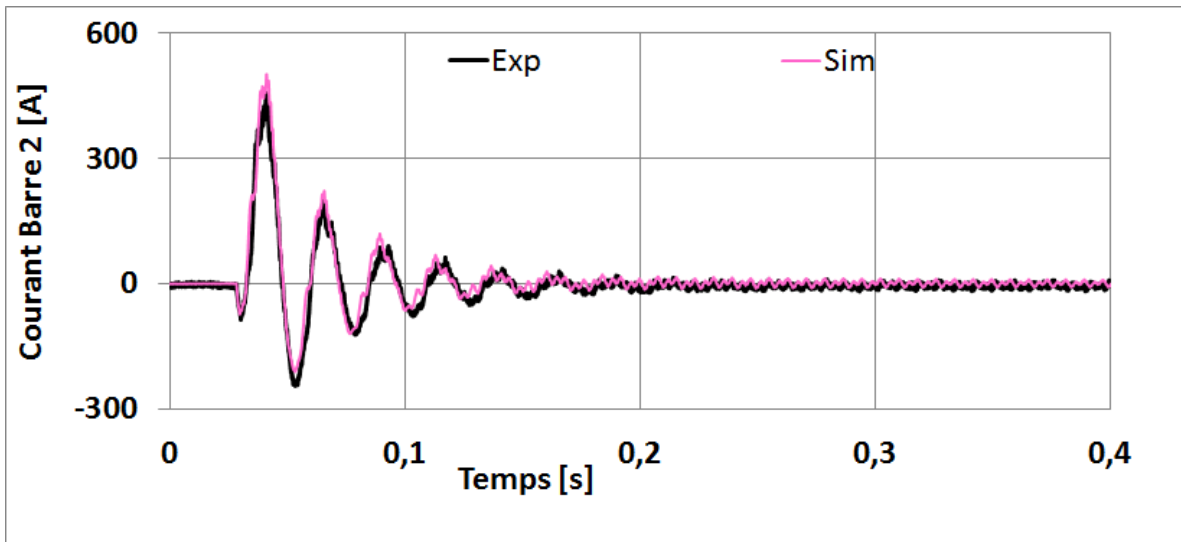


Figure 33: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

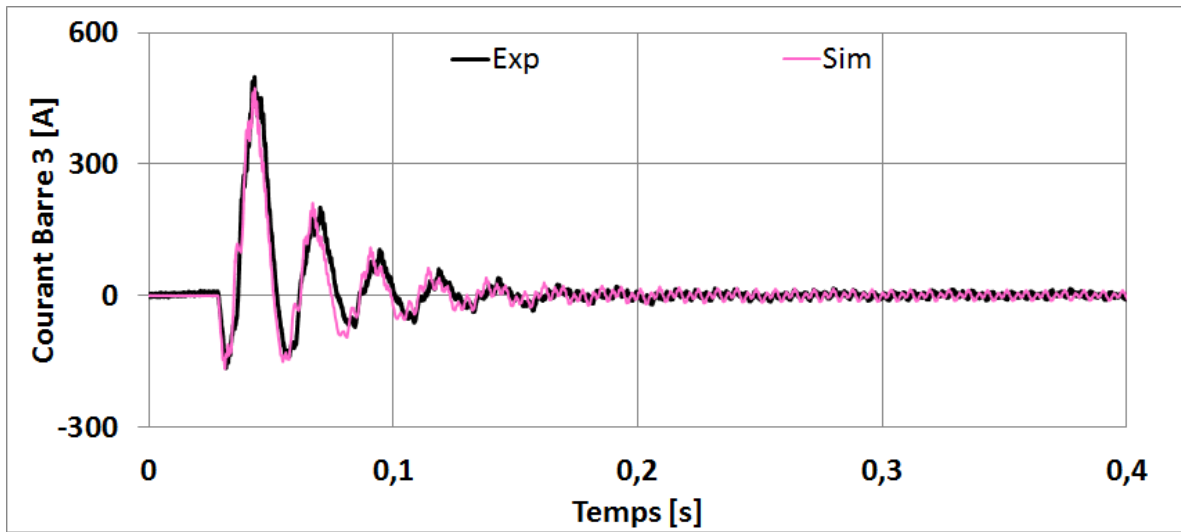


Figure 34: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

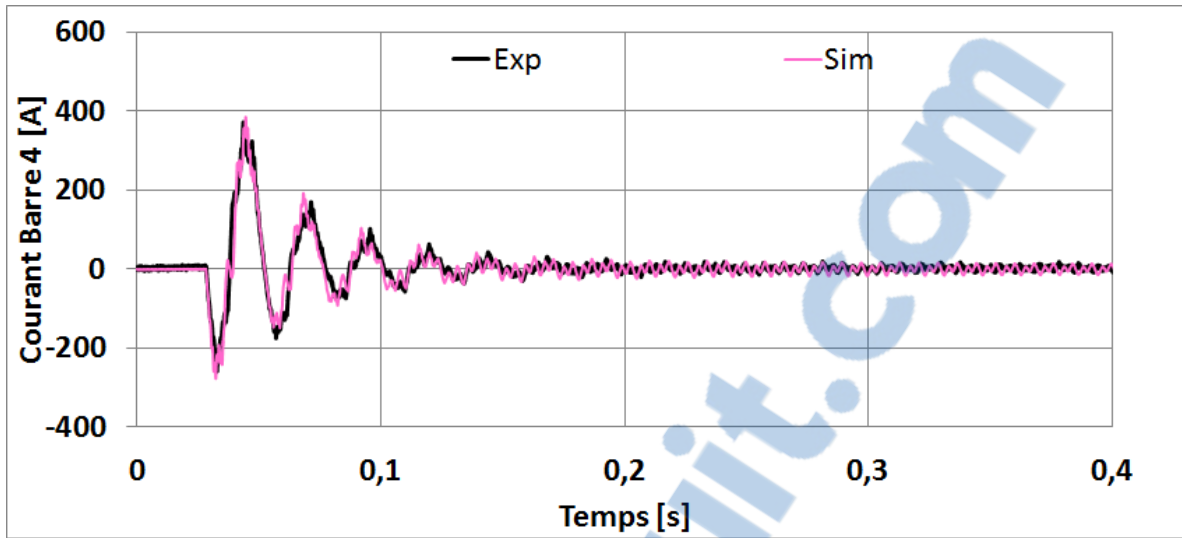


Figure 35: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

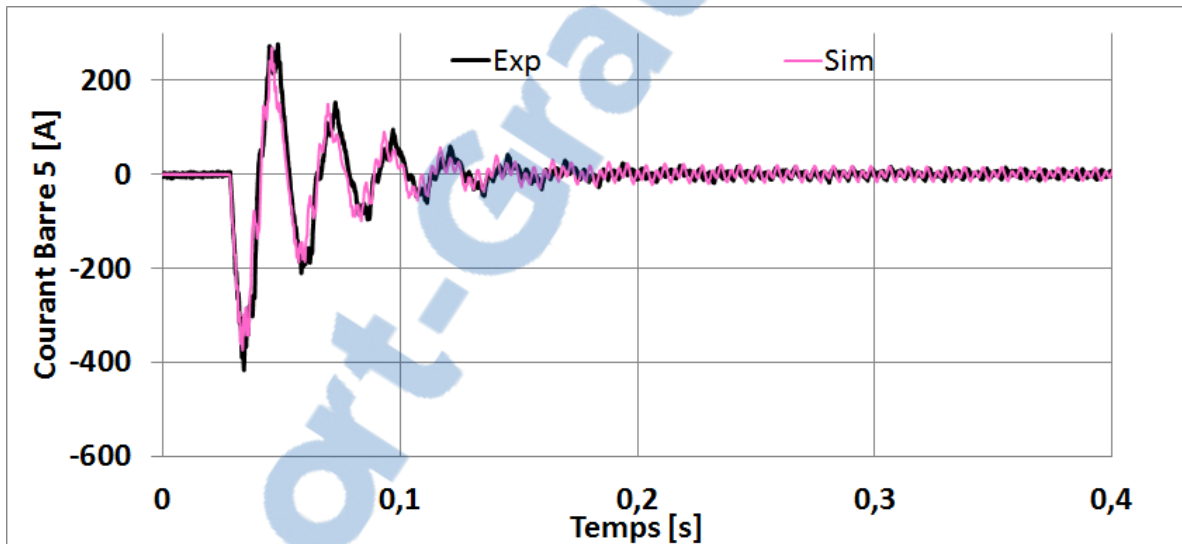


Figure 36: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

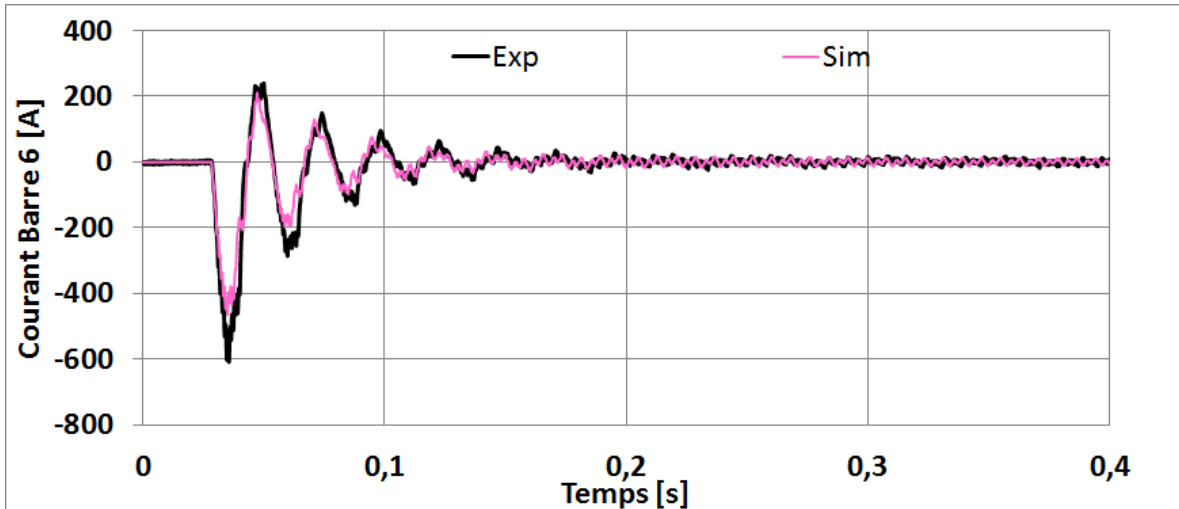


Figure 37: Courant dans la barre 6 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

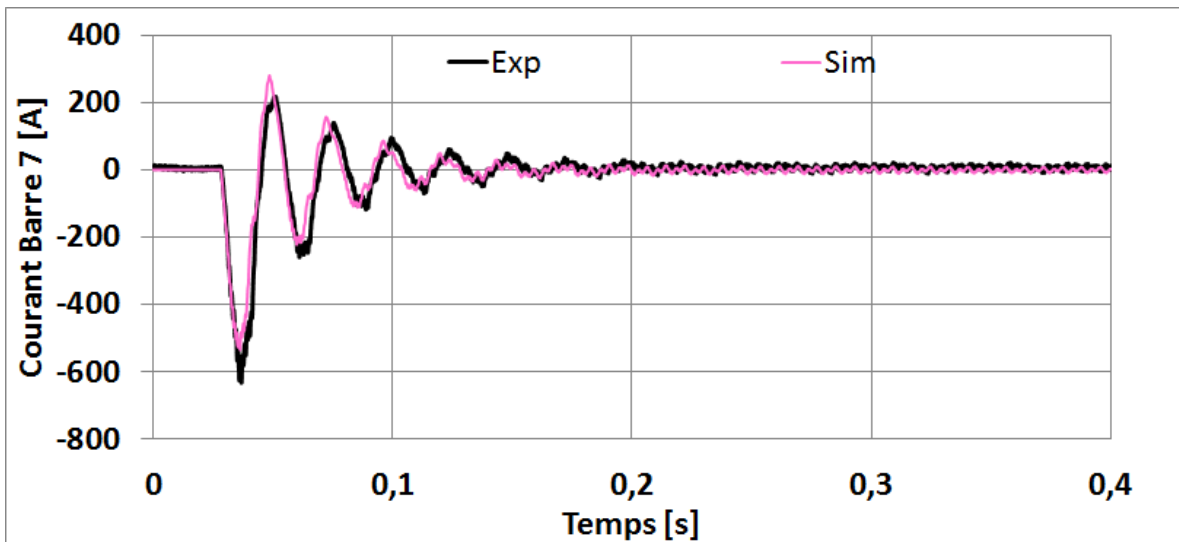


Figure 38: Courant dans la barre 7 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

Les résultats de simulation obtenus pour les barres rotoriques #2 à #7 situées sur le pôle sont très bien réussis. Les amplitudes des courants simulés sont conformes à l'expérience dans l'ensemble. Une légère différence est observée sur le courant de la barre #6 pour les deux premières oscillations (Figure 37). Le reste est correctement reproduit. Cette barre n'est pas située à un emplacement particulier comme la barre #1, ce qui aurait pu justifier cette différence. Elle pourrait être causée par un défaut sur la barre ou un phénomène ignoré par le modèle.

On continue avec les formes d'onde au stator qui sont présentées dans les figures suivantes.

Le courant dans la phase A est observable dans la Figure 39 ci-après. La constante de temps est très bien reproduite. Une vue détaillée sur le régime permanent (Figure 39b) montre une simulation superposée à



l'expérience. Le même constat est observable sur les courants dans les phases B et C présentés dans les Figure 40 et Figure 41.

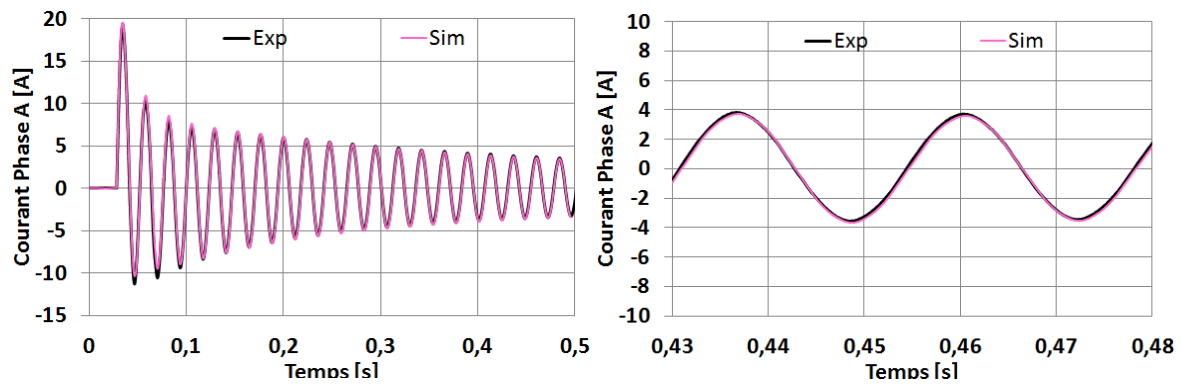


Figure 39: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

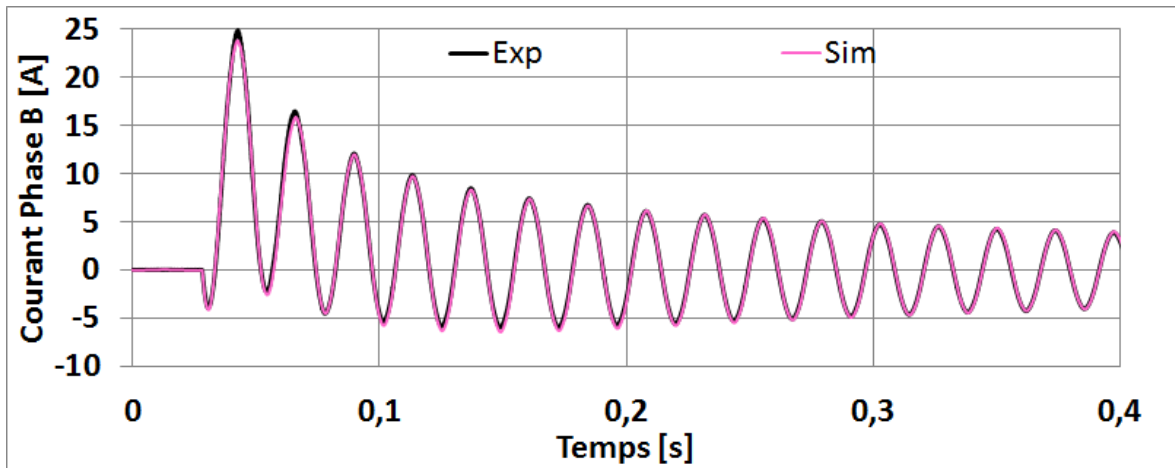


Figure 40: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

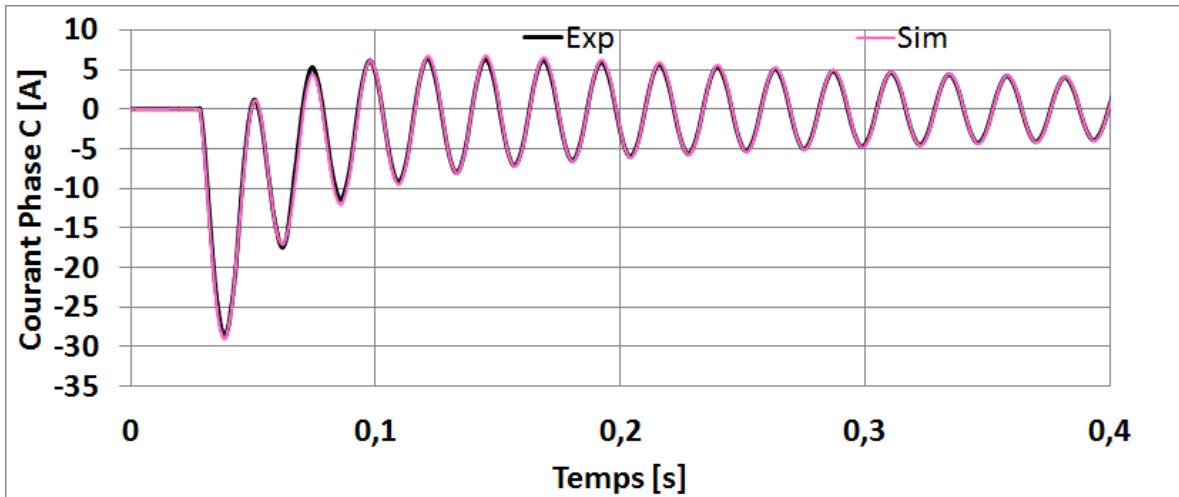


Figure 41: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Non Connecté-Allure générale

Lorsque le neutre est connecté, un courant homopolaire peut circuler dans les phases du stator. Pour simuler ce type de connexion, la connexion libre présentée dans la section 3.6 est utilisée. Ci-dessous des résultats obtenus pour un test de court-circuit triphasé à 0.35 pu avec un neutre connecté.

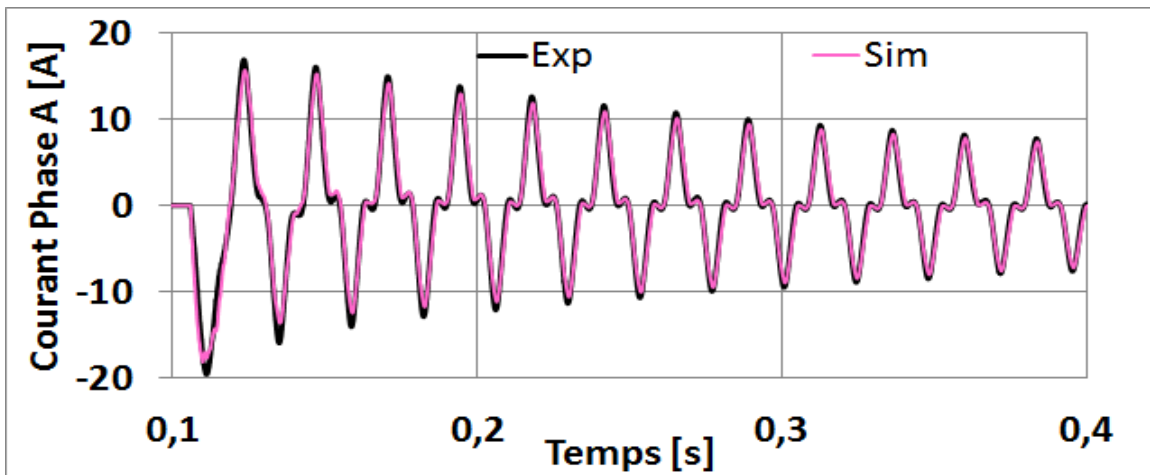


Figure 42: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale

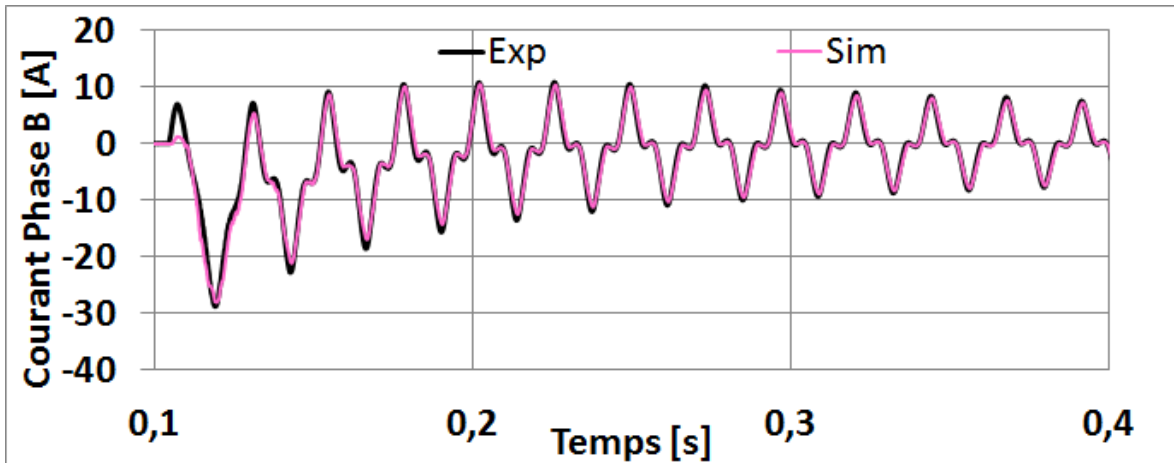


Figure 43: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale

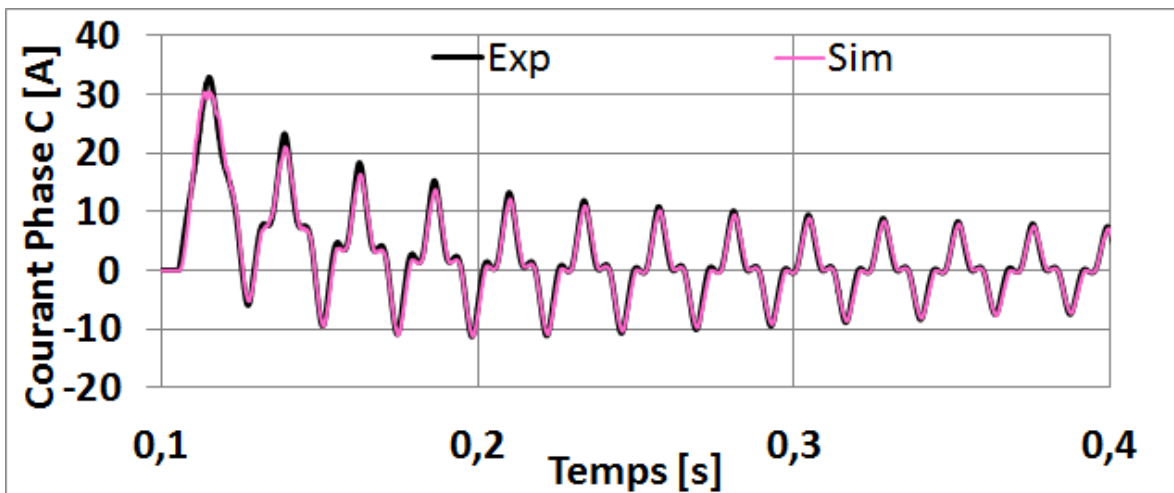


Figure 44: Courant de la phase C au stator pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale

Comme attendu, on note la présence du courant homopolaire dans l'allure générale des courants (Figure 42 à Figure 44). Le modèle est donc capable de reproduire le courant homopolaire circulant dans une connexion en étoile avec neutre connecté. Les courants dans les barres #3 et #4 sont aussi présentés à titre d'exemple dans les figures ci-dessous dans lesquelles on peut voir que le modèle reproduit correctement les formes d'onde expérimentales et l'allure générale nous indique que le contenu harmonique est respecté.

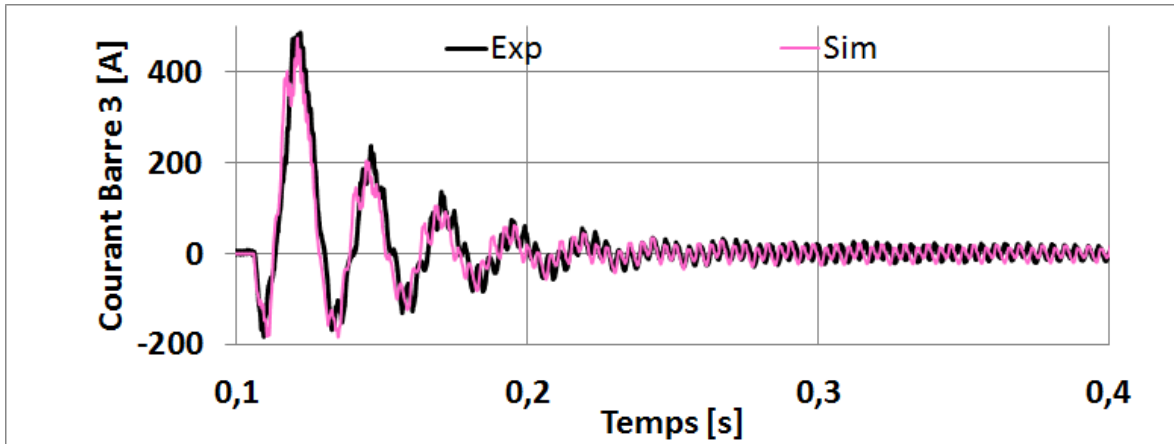


Figure 45: Courant de la barre #3 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale

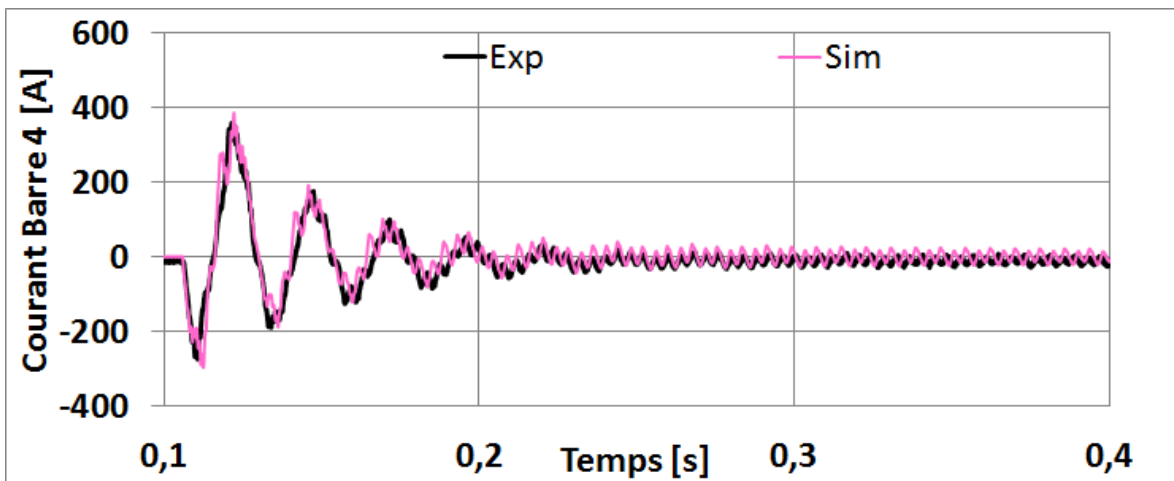


Figure 46: Courant de la barre #4 pendant le court-circuit triphasé-Neutre Connecté-Allure générale

#### 5.4.2 Essai à vide

On modélise le fonctionnement à vide en rajoutant une résistance de l'ordre du kiloohm en série avec chacune des trois résistances du stator. Un exemple de tension ligne-ligne au stator et de courant de barre pour un courant inducteur à 0.35 pu illustre le fonctionnement du modèle pour ce type d'essai.

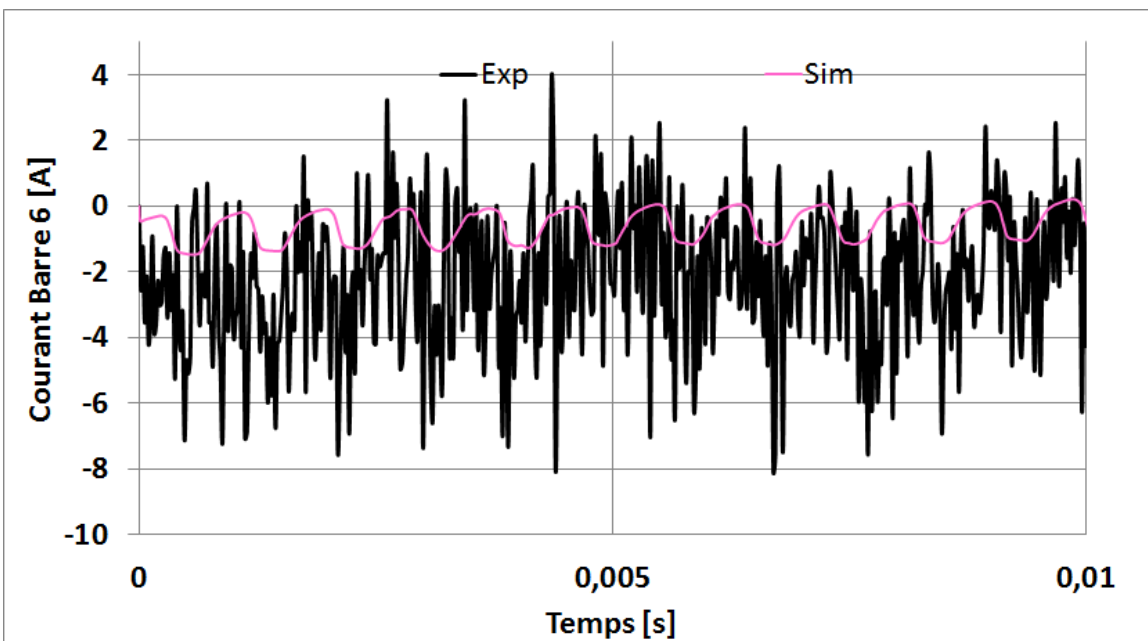
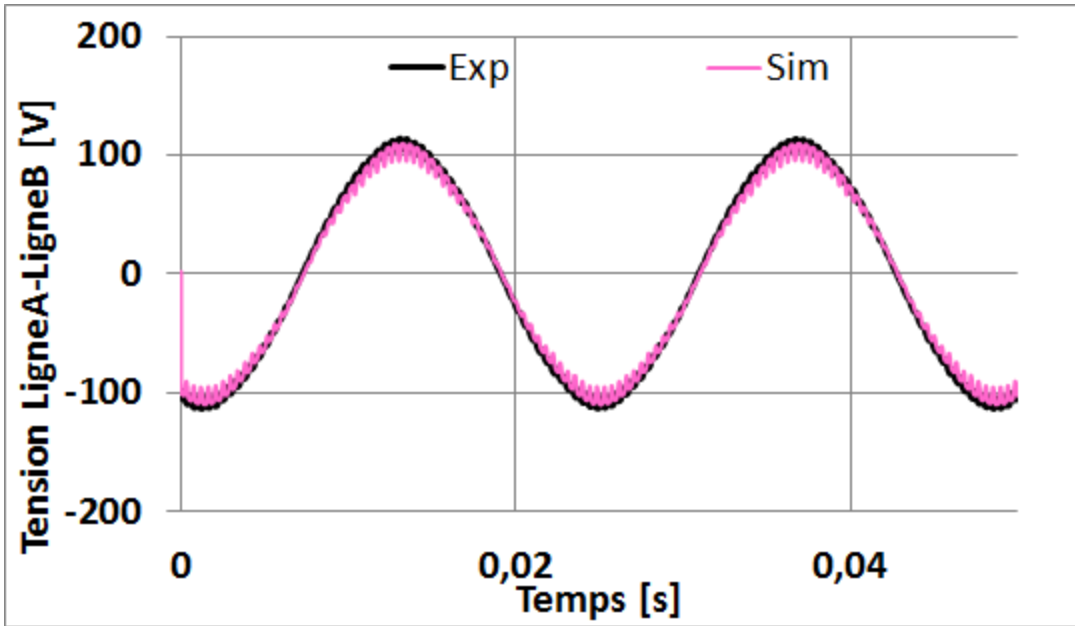


Figure 47: a) Tension Ligne-Ligne à vide b) Courant de la barre amortisseur #6 à vide

Parlant du courant à vide dans les barres sur la Figure 47a, on peut voir l'allure de la fréquence d'encoche sur la simulation avec un courant de faible amplitude. On le voit un peu moins sur la mesure à cause du bruit sur le signal du capteur. Sur la Figure 47a plus haut, on peut voir que la tension ligne-ligne de l'expérience est très bien reproduite par le modèle. L'ondulation d'encoche présente sur l'allure de la tension est également bien représentée.

## **5.5 Conclusion**

La comparaison des résultats de simulation avec l'expérience montre que le modèle peut prédire correctement des formes de tension pour un fonctionnement à vide de même que des formes de courant pour un court-circuit triphasé. Les connexions statoriques avec ou sans liaison du neutre de la machine pour un stator en étoile ont été validées. Les courants des barres ont correctement été reproduits pour cette machine et confirment les performances du modèle pour une connexion en cage complète. On peut en conclure que les phénomènes négligés dans la simulation tels que l'effet de peau dans les barres n'ont pas d'effet significatif sur les formes de courant pour cette machine et cela confirme la validité du modèle et des hypothèses simplificatrices utilisées.

Le prochain chapitre est consacré à l'étude d'un grand hydrogénérateur de 109 MVA ayant une configuration rotorique en grille. Un plus grand nombre de tests seront analysés pour cette machine à grande puissance.

## 6 Simulations et validations pour un grand hydrogénérateur de 109 MVA

Dans ce chapitre, on utilise notre modèle circuits-couplés pour la simulation de tests appliqués à un hydrogénérateur de 109 MVA. Afin d'alléger le texte, cette machine sera appelée LHG109 dans le reste du document. On entame ce chapitre avec une description de la machine. La section suivante est consacrée aux mesures expérimentales incluant une description du dispositif expérimental. Par la suite, on présente le modèle circuits-couplés pour la simulation de la machine et les résultats de simulation sont comparés à l'expérience pour la validation du modèle.

### 6.1 Description de la machine

Ce LHG109 est localisé dans un barrage hydroélectrique aux États-Unis. Son rotor possède 84 pôles dotés chacun de 5 barres d'amortisseur connectées à chaque extrémité dans une configuration de grille comme sur la Figure 48. Son stator est pourvu de 558 encoches et son circuit magnétique est segmenté en 4 parties. L'enroulement statorique est constitué de 6 circuits de bobinage en parallèle. Le nombre d'encoches par pôle par phase de la machine n'est pas entier :  $(2 + \frac{3}{14})$  et le bobinage a une section répétitive de 14 pôles. Le domaine d'étude de cette machine peut être réduit à un sixième.

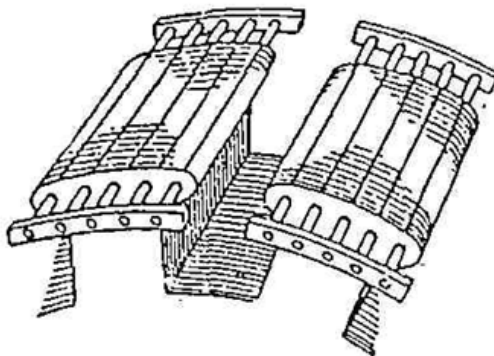


Figure 48: Configuration au rotor de la machine LHG 109 [13]

Le Tableau 6 résume certaines caractéristiques du LHG109 et ses courbes à vide et de court-circuit sont présentées sur la Figure 49.

Tableau 6 : Quelques caractéristiques électriques et physiques de la machine LHG109

Nom du paramètre	Symbole	Valeur
Puissance nominale	S	109.25 MVA
Tension nominale du stator	Usn	13.8 kV
Nombre de pôles	P	84
Vitesse nominale	N	85.7 rpm
Nombre d'encoches du stator	Ne	558
Nombre de barres par pôle	Nb	5
Diamètre du rotor	Dr	5193 mm

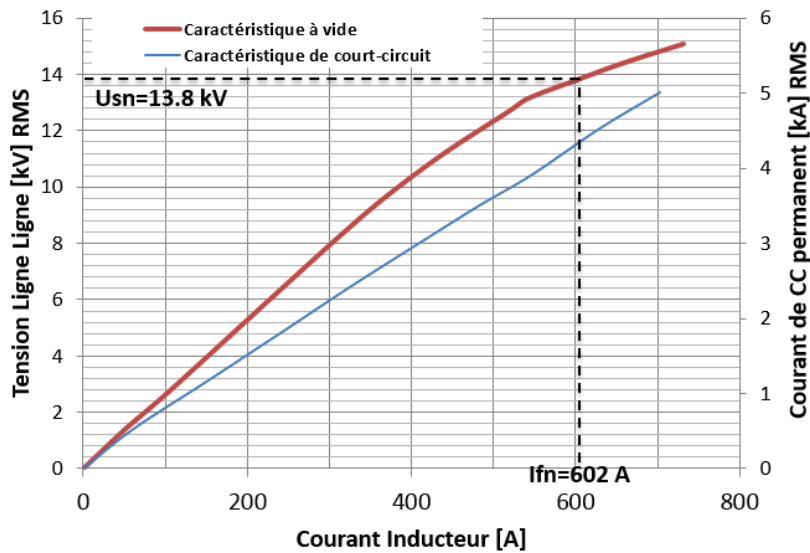


Figure 49: Caractéristiques à vide et en court-circuit de la LHG109

Avec  $I_{fn}$ =Courant de l'inducteur donnant la tension nominale Ligne-Ligne à vide, au stator ( $U_{sn}$ ),

## 6.2 Mesures expérimentales

### 6.2.1 Dispositif expérimental installé

Les mesures expérimentales sont le résultat d'une campagne de recherche avec des essais dans la centrale [95]. Un pôle du rotor a été instrumenté et des mesures ont été effectuées sur 5 courants de barre pour divers essais tels que des courts-circuits triphasés et biphasés, des tests à vide et en charge. Des capteurs shunt coaxiaux spécialement conçus pour cette mesure ont été utilisés. Ils sont placés en série sur chaque barre, près d'un segment de court-circuit (Figure 50). Deux échelles maximales sont disponibles pour la mesure du courant de barre; 2.5 kA et 12.5 kA.



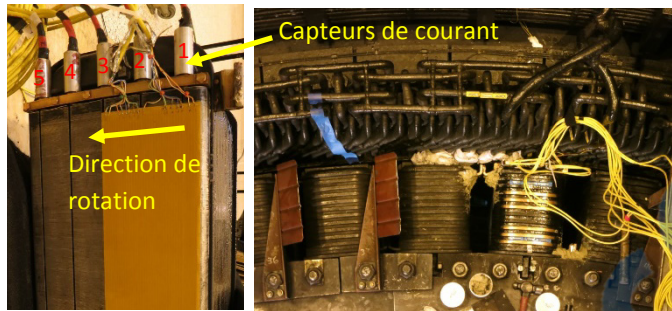


Figure 50: Dispositif expérimental avec le pôle instrumenté pour la mesure des courants de barre

Les données de mesure des différents tests sont enregistrées avec le système d'acquisition reconfigurable CompactRIO de National Instruments (NI). Plus de détails sur le système d'acquisition et le pôle instrumenté sont fournis dans [96].

Les données d'une même mesure sont partitionnées dans différents fichiers .tdms de NI LabVIEW dépendamment de la durée des tests. Ces fichiers sont traités sous la forme de tableaux de données "Look up table" pour être plus facilement utilisables dans la simulation. La vitesse est obtenue à partir des enregistrements d'un tachymètre (type laser) placés sur la partie fixe, qui pointe sur une bande zébrée enroulée autour de l'arbre de la machine.

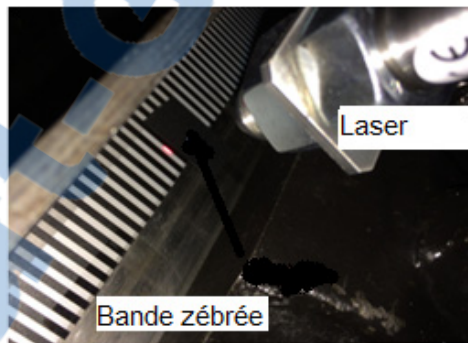


Figure 51: Instrumentation pour la mesure de la vitesse

### 6.2.2 Problèmes rencontrés avec les signaux mesurés

- **Les capteurs de courant des barres du rotor**

En comparant la mesure d'un même courant de barre avec les deux capteurs de 2.5 kA et de 12.5 kA, on a remarqué des différences entre ces deux résultats. L'écart le plus important apparaît sur les mesures du courant de la barre 3 (Figure 52a et Figure 53a). En analysant plusieurs résultats, nous avons conclu que l'amplitude du signal délivré par le capteur de 2.5kA est erronée et nous avons choisi de la corriger en lui appliquant un coefficient de correction de 65%. Cette valeur a été déterminée manuellement après

comparaison des signaux des deux capteurs. Les résultats corrigés sont présentés sur les Figure 52b et Figure 53b ci-dessous. Cette correction est appliquée dans ce mémoire, sur tous les résultats venant du capteur de 2.5kA de la barre (#3), au centre du pôle.

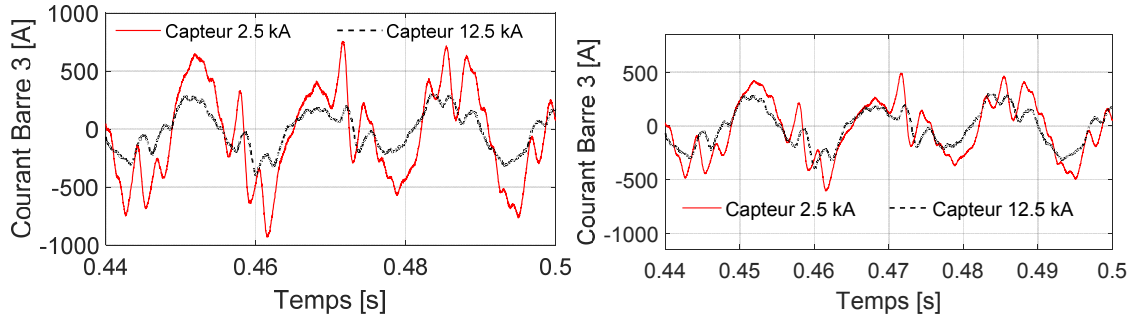


Figure 52: Courant dans la barre 3 pour le court-circuit triphasé à 0.2 pu a) sans correction de gain sur le capteur 2.5 kA b) avec correction de gain sur le capteur 2.5 kA

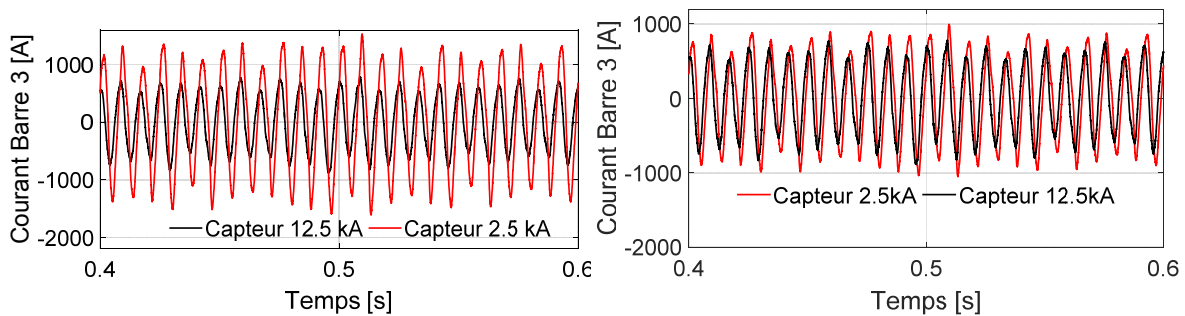


Figure 53: Courant dans la barre 3 pour le court-circuit biphasé à 0.2 pu a) sans correction de gain sur le capteur 2.5 kA b) avec correction de gain sur le capteur 2.5 kA

- **La mesure de courant au stator**

La mesure des courants de phase a été effectuée avec deux types différents de capteur : un capteur à bobine Rogowski et un transformateur de courant (CT) associé à un LEM. Le Rogowski a l'avantage sur le transformateur de courant d'être parfaitement linéaire pour un courant alternatif. Le transformateur de courant peut saturer rapidement avec la composante du régime asymétrique, pendant un transitoire et la mesure du courant est altérée comme on peut le noter sur les encadrés bleu et rose de la Figure 54a. Le rogowski ne peut pas mesurer une composante continue de courant et la mesure de certains transitoires avec des régimes asymétriques de longue durée pourrait aussi être modifiée. Nous avons constaté aussi que le déclenchement du court-circuit brusque pouvait perturber la mesure du rogowski et modifier son offset. L'encadré bleu sur la Figure 54b ci-dessous en est un exemple, on peut voir que la composante continue est seulement présente à vide.

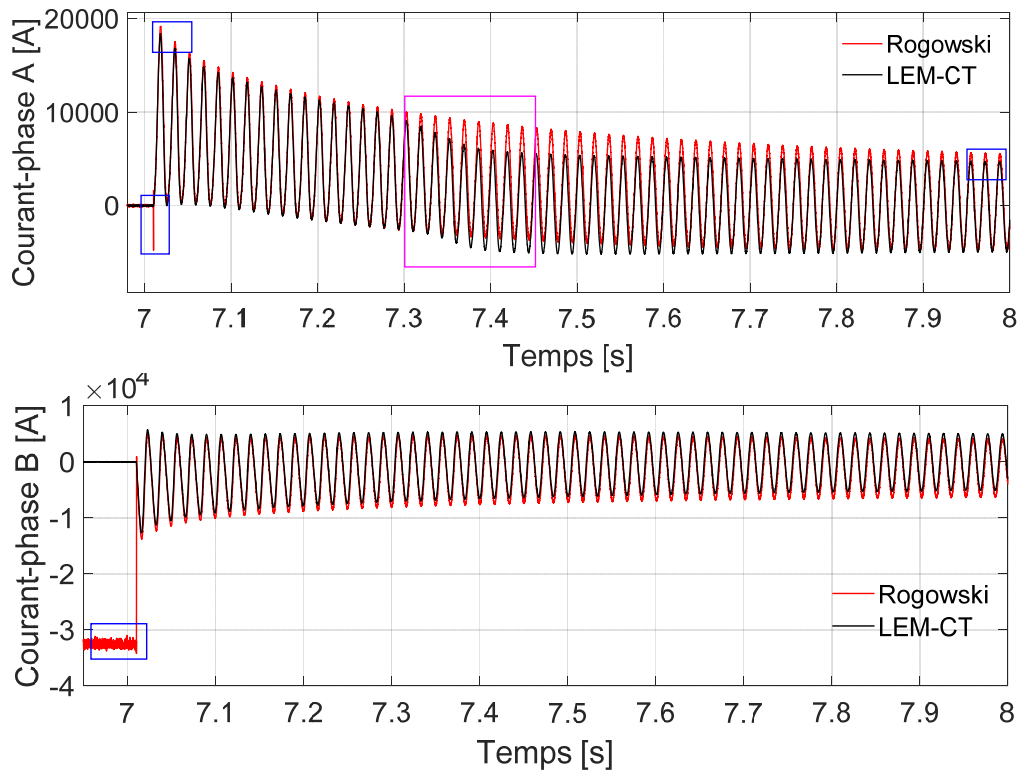


Figure 54: Comparaison entre les 2 capteurs pour un courant élevé- courant-court-circuit triphasé à 0.5 pu a) Avec correction de la composante continue sur la phase A b) sans correction de la composante continue sur la phase B

### 6.3 Préparation du modèle de circuits couplés

Dans la première étape de la méthode qui consiste à identifier les différentes inductances du modèle circuits-couplés avec le calcul par éléments finis en 2D, le calcul pour cette machine peut être effectué sur un sixième de machine grâce à la symétrie. Le domaine d'étude se réduit ainsi à 74 circuits à modéliser dont 3 circuits pour les phases du stator, un circuit pour l'inducteur et 70 pour les barres d'amortissement des 14 pôles (Figure 55b).

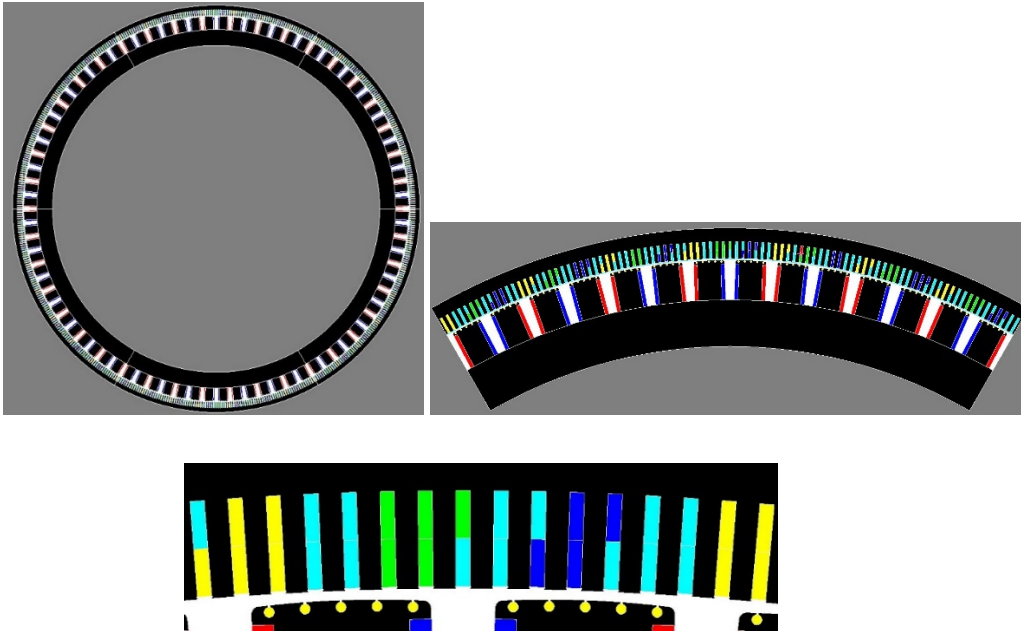


Figure 55: Représentation de la machine LHG109 pour le calcul par éléments finis a) machine complète b) un sixième de la machine c) vue détaillée

Un rapport de tests du fabricant a été utilisé pour obtenir les valeurs préliminaires des résistances mesurées en dc pour les phases du stator et pour l'inducteur au rotor.

Pour les comparaisons, la résistance du rotor a été ajustée en utilisant le résultat des mesures sur l'inducteur et en faisant le rapport entre la tension moyenne de l'inducteur sur le courant moyen ( Tableau 7).

Tableau 7: Paramètres retenus sans la cage

Paramètres	Valeur
Résistance du circuit inducteur	0.3056 $\Omega$
Résistance d'une phase du stator	6.5 m $\Omega$
Inductance de tête de bobine	2.6 mH

Certains paramètres comme les impédances des segments de court-circuit des barres et les têtes de bobines ( Tableau 7) doivent être ajustés dans la simulation, car ils n'ont pas été identifiés dans la simulation de calcul de champ 2D. Nous avons choisi de faire cet ajustement de paramètres à l'aide de quelques tests expérimentaux, notamment les tests de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR) et des essais de court-circuit en régime permanent.

Nous avons d'abord réalisé une simulation de la réponse en fréquence (test SSFR) avec le modèle de circuits couplés. Pour modéliser les connexions du circuit amortisseur en utilisant la configuration générale d'une cage complète, on peut ajouter une grande résistance entre des segments de court-circuit qui sont placés sur deux

pôles voisins. Cette résistance permet de modéliser une connexion des amortisseurs dans une grille. La Figure 56 montre les résultats de cette simulation comparés à l'expérience pour des fréquences entre 2 et 1000 Hz. On constate que le modèle reproduit correctement le comportement de la machine à haute fréquence, dans l'axe d. Cela montre que les impédances utilisées pour les connexions entre barres n'ont pas un grand impact dans l'axe magnétique du rotor (axe d), ce qui est attendu [19]. Toutefois, on note une différence importante dans l'axe Q (Figure 48). L'inductance mesurée à haute fréquence est plus faible que ce que prédit le modèle. Cela s'explique par la présence de courants qui circulent dans le circuit magnétique entre les pôles du rotor qui influencent l'amortissement dans l'axe Q et la réactance subtransitoire [44].

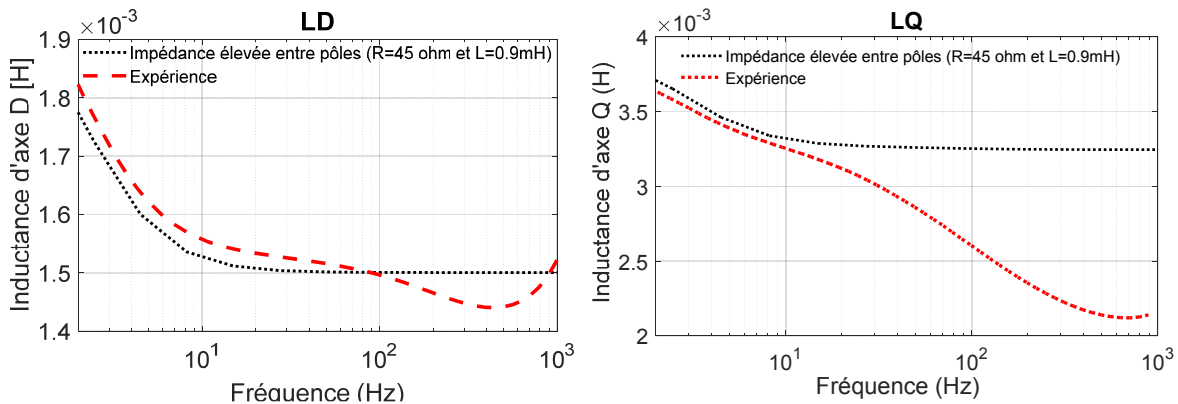


Figure 56: Recherche des paramètres SSFR par comparaison avec les résultats expérimentaux a) axe D b) axe Q.

Il n'est donc pas acceptable d'utiliser des impédances infinies entre les pôles pour la modélisation de cet alternateur. Le problème de la modélisation d'une grille est évoqué dans [44][97]. Dans la réalité, il y a toujours un certain courant qui circule dans le fer, mais il est difficile de le mesurer et modéliser son trajet [44]. Utiliser une impédance infinie en supposant une isolation parfaite des barres entre pôles adjacents peut conduire à des résultats erronés, mais il est possible d'ajuster le comportement du modèle en agissant sur la valeur des impédances entre pôles.

La Figure 57 présente une comparaison entre les résultats de simulation du modèle circuits-couplés en fréquence, des éléments finis et de l'expérience avec les paramètres retenus de la cage. Ces paramètres sont résumés dans le Tableau 8. La résistance des barres a été estimée par calcul en utilisant ses dimensions géométriques.

Tableau 8: Paramètres de la cage retenus

Paramètres	Valeur
Résistance de barre	135 $\mu\Omega$
Inductance de l'anneau entre 2 barres du rotor	2.75 nH
Résistance de l'anneau entre 2 barres du rotor	1.5 n $\Omega$

Inductance de l'anneau entre 2 pôles adjacents du rotor	9 $\mu$ H
Résistance de l'anneau entre 2 pôles adjacents du rotor	4.5 m $\Omega$

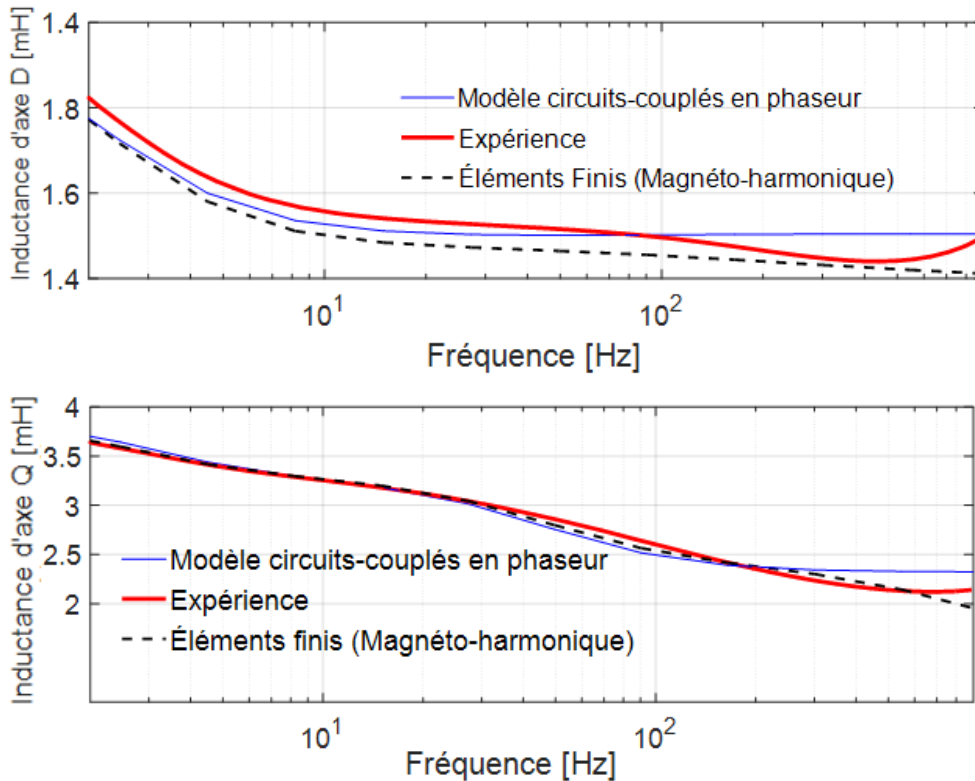


Figure 57: Inductance en fonction de la fréquence obtenue par SSFR a) axe D b) axe Q

## 6.4 Validation des résultats de simulation

Des comparaisons entre simulation et expérience ont été effectuées sur la LHG109 pour des fonctionnements à vide à 0.2 pu et 0.5 pu, pour un essai de court-circuit permanent à 100%, pour un essai en charge et pour les essais de courts-circuits brusques, triphasés et biphasés de 0.2 pu et 0.5 pu. Dans ces tests, la connexion statorique de la machine est en étoile avec neutre non relié étant donné les mesures expérimentales effectuées.

La simulation commence également avec des valeurs initiales pour la position du rotor et le courant inducteur (voir section 4.2.4). La position du rotor lors de la simulation est validée en comparant la phase entre la tension du stator simulée à celle de l'expérience dans les mêmes conditions d'alimentation que la machine réelle (la tension d'excitation expérimentale est appliquée en entrée dans le modèle). Une fois, les résultats de simulation obtenus, la prochaine étape consiste à identifier le pôle instrumenté parmi les 14 pôles simulés

pour la comparaison aux différentes mesures expérimentales. Les barres numérotées 1 et 5 sont aux extrémités du pôle. Sur les figures qui sont présentées, la barre #1 est sur le bord arrière ("trailing edge"), la barre #5 à l'avant ("leading edge") dans le sens de rotation et la barre 3 au centre comme sur la Figure 50.

#### 6.4.1 Essais en court-circuit

Les résultats de simulation pour l'essai de court-circuit permanent à 100% sont présentés en premier suivi des essais de courts-circuits brusques, triphasés et biphasés de 0.2 pu et 0.5 pu.

##### ➤ Court-circuit triphasé permanent à 1pu

Les résultats de simulation du court-circuit permanent à 100% sont comparés aux mesures expérimentales enregistrées uniquement pour le régime permanent. Pour ce faire, un court-circuit brusque est simulé jusqu'au régime permanent pour réaliser cette comparaison. Cela représente plus de 10s de fonctionnement à simuler, mais le temps de simulation n'est pas excessif (environ 150s) avec le modèle de circuits couplés.

Les Figure 58 à Figure 62 suivantes présentent les comparaisons entre la simulation et les mesures expérimentales dans chacune des 5 barres du pôle instrumenté.

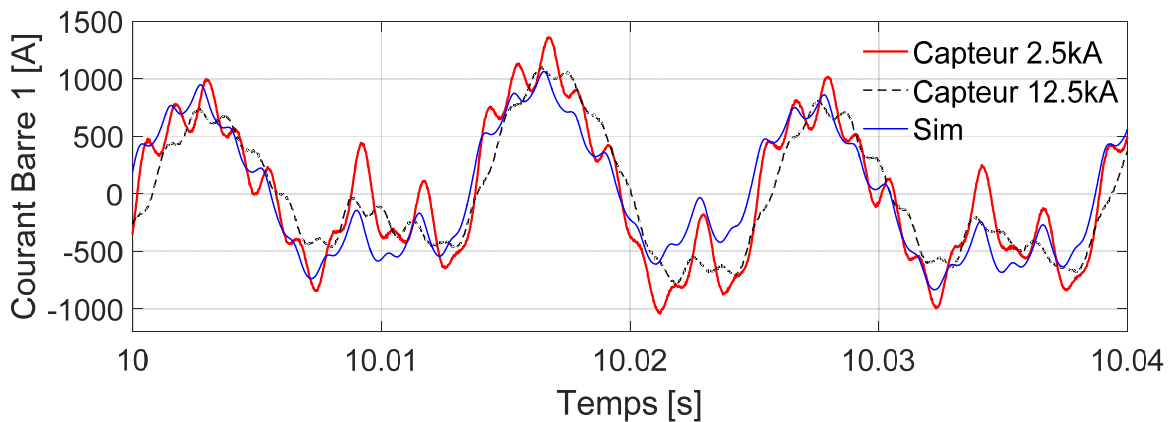


Figure 58 : Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu



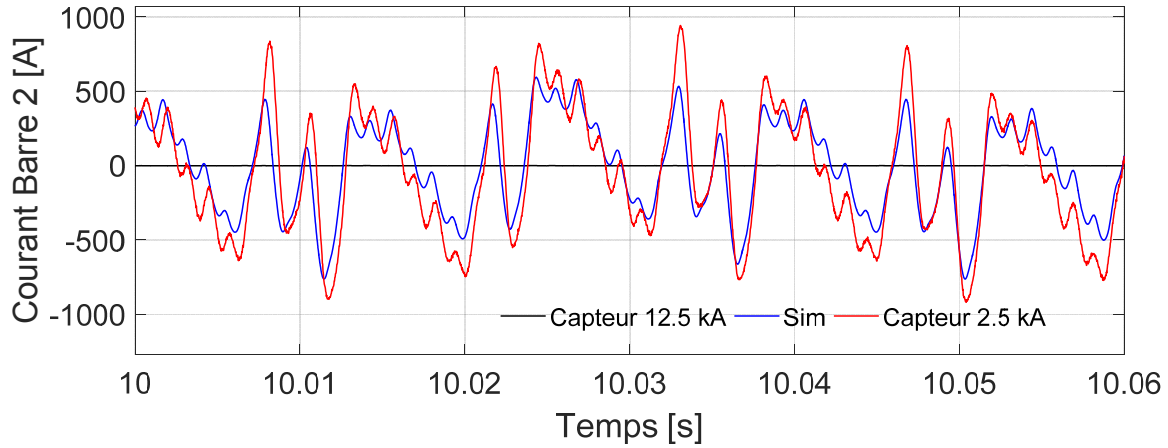


Figure 59: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu

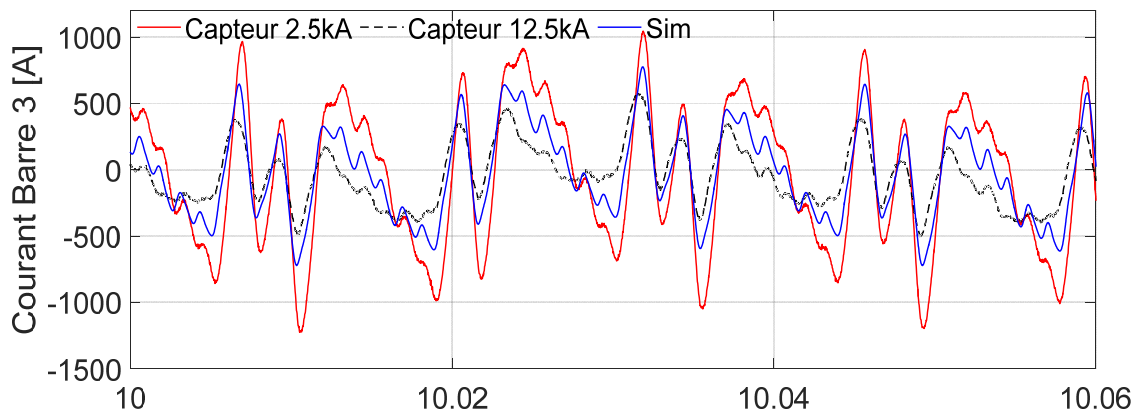


Figure 60: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu

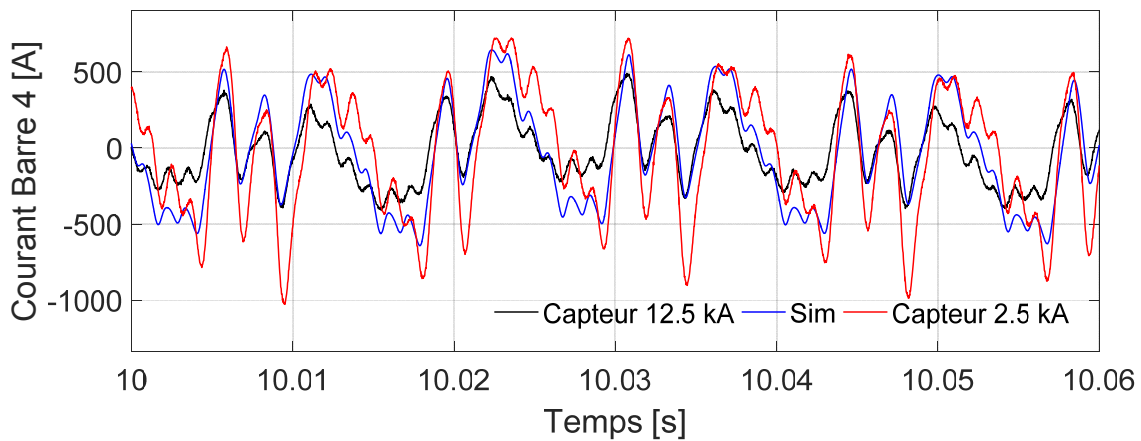


Figure 61: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu



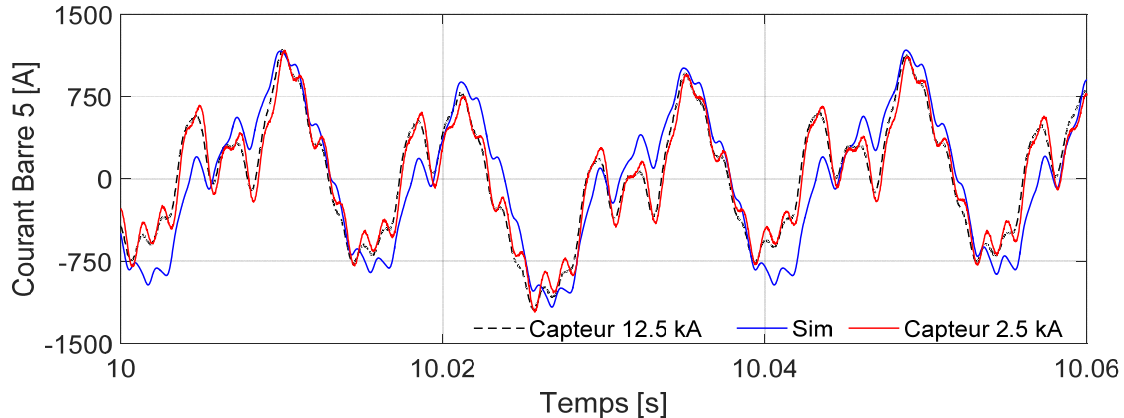


Figure 62: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent à 1 pu

L'observation des figures précédentes montre que le modèle est capable de reproduire des courants dans les barres pour une valeur élevée de courant inducteur. L'allure caractéristique de chacune des barres est bien respectée ainsi que son contenu harmonique. On note néanmoins quelques différences entre l'expérience et la simulation pour la barre #3 et la barre #4 (Figure 60 et Figure 61). Il est difficile de tirer une conclusion, car les deux signaux de mesure sont différents; on constate toutefois que la simulation est entre les deux signaux mesurés. Les mesures des courants aux extrémités du pôle qui ont été réalisées avec les deux échelles de gain sont les plus concordantes. On obtient des allures similaires pour les deux différents capteurs, mais il faut aussi remarquer que c'est les courants qui ont la plus grande amplitude.

Les courants simulés sont très proches de l'expérience, ce qui permet de valider le modèle (Figure 58 et Figure 62). On ne dispose qu'une seule mesure pour le courant dans la barre #2, car le capteur de 12.5 kA était brisé (Figure 59). La mesure du shunt 2.5 kA donne des résultats semblables à la simulation de façon globale malgré quelques différences observées sur les pics des courants.

La Figure 63b suivante présente la comparaison du courant inducteur simulé à l'expérience. On observe que les ondulations expérimentales et simulées sont de même amplitude et de même allure. On note une différence d'amplitude d'environ 10 A avec la valeur de l'expérience qui est plus élevée. En observant le courant inducteur expérimental sur la Figure 63a, on note qu'il oscille. Le même constat a été fait sur la tension de l'inducteur. L'oscillation basse fréquence pourrait être causée par la variation de vitesse. L'oscillation à plus haute fréquence semble liée aux variations de réluctance de l'encochage. La différence de 10A sur la valeur de courant en régime permanent vient vraisemblablement de la précision de la résistance de l'inducteur.

Le courant permanent au stator est très bien reproduit comme on peut le voir sur la Figure 64. Les courbes obtenues en simulation sont superposées à la mesure expérimentale.

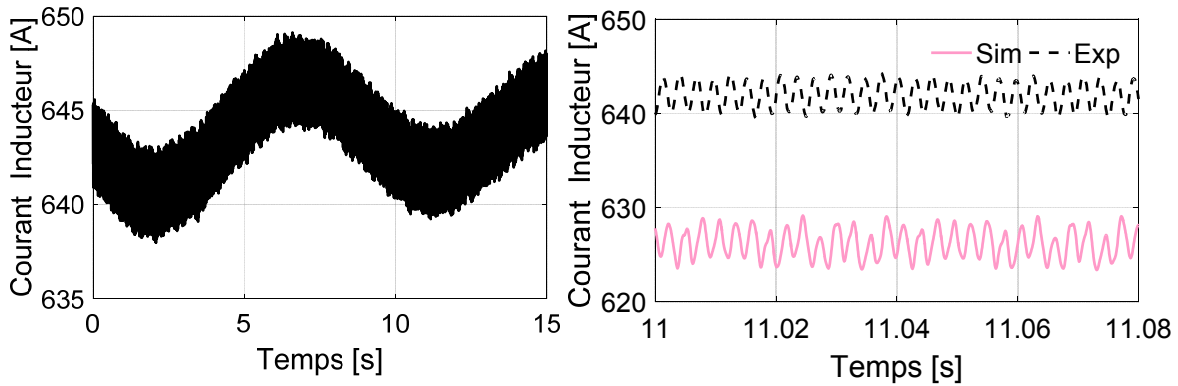


Figure 63: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé à 1pu a) Expérience b) Comparaison en régime permanent

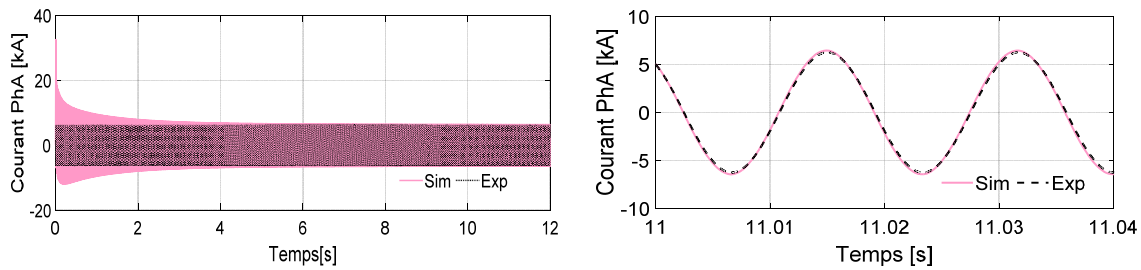


Figure 64: Courant dans la phase A du stator pendant le court-circuit triphasé à 1pu a) Allure générale b) Régime permanent

En somme, le modèle est capable de simuler correctement un court-circuit triphasé permanent. Les courants de barre et d'armature sont bien reproduits dans l'ensemble. Cela montre que le modèle peut correctement prédire des formes de courant avec la valeur nominale du courant d'excitation. On peut en conclure que les phénomènes négligés dans la simulation comme les saturations locales et l'effet de peau dans les barres n'ont pas d'effet significatif sur les formes de courants pour une valeur d'excitation nominale et permet de confirmer la validité du modèle et des hypothèses. On continue l'étude avec les courts-circuits brusques triphasés à 0.2 pu et 0.5 pu.

#### ➤ Court-circuit brusque triphasé à 0.2 pu et 0.5 pu

Le court-circuit brusque est précédé d'un fonctionnement du LHG109 en circuit ouvert à vitesse nominale. On peut modéliser ce mode de fonctionnement en rajoutant une résistance, de l'ordre du kilohm en série avec chacune des trois résistances du stator. Le court-circuit est déclenché par la variation instantanée de la résistance pour atteindre la valeur de la résistance des enroulements du stator.

On note que le transitoire et la forme générale du courant inducteur sont très bien reproduits pendant le court-circuit triphasé à 0.2 pu (Figure 65a et Figure 66a); ce qui n'est pas tout à fait le cas pour la période transitoire du test à 0.5 pu (Figure 65b et Figure 66b).

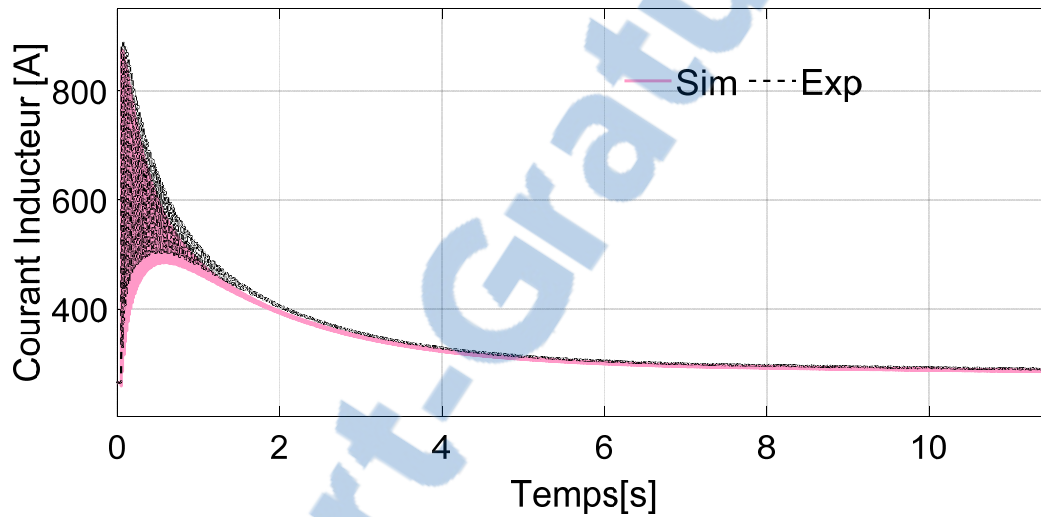
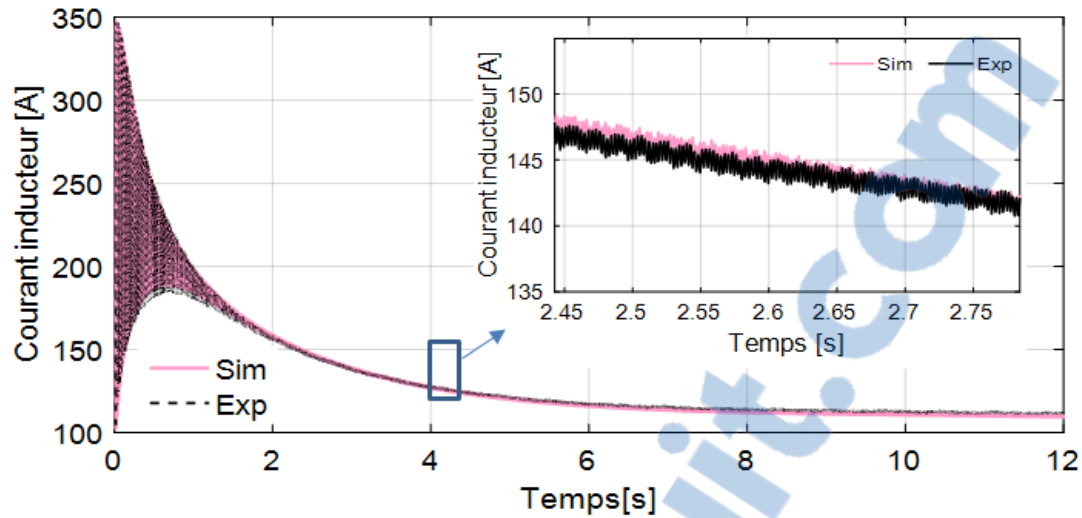


Figure 65: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Allure générale -a) 0.2 pu avec vue détaillée b) 0.5 pu

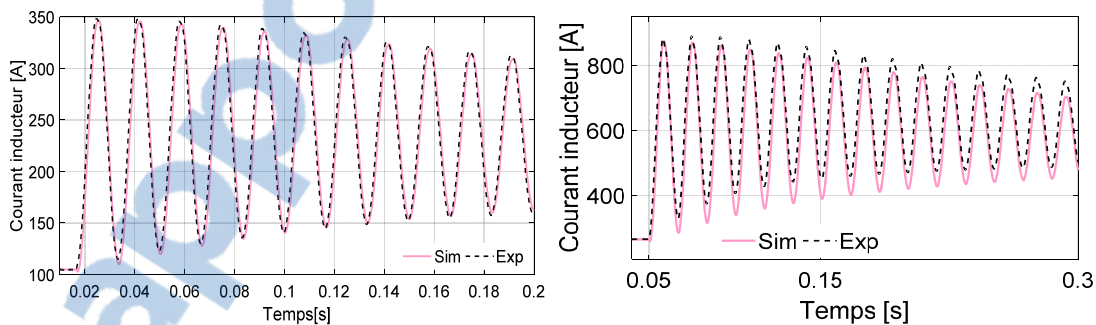


Figure 66: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

En comparant également ces réponses avec les résultats d'une simulation avec les éléments finis, on observe quelques différences sur le niveau inférieur des oscillations (Figure 67). Cette différence est probablement liée à des approximations du modèle. Cependant, il n'est pas possible de l'affirmer avec certitude puisque nous

avons constaté quelques problèmes, dans différents essais, avec les signaux mesurés par les capteurs comme sur les Figure 52 et Figure 54.

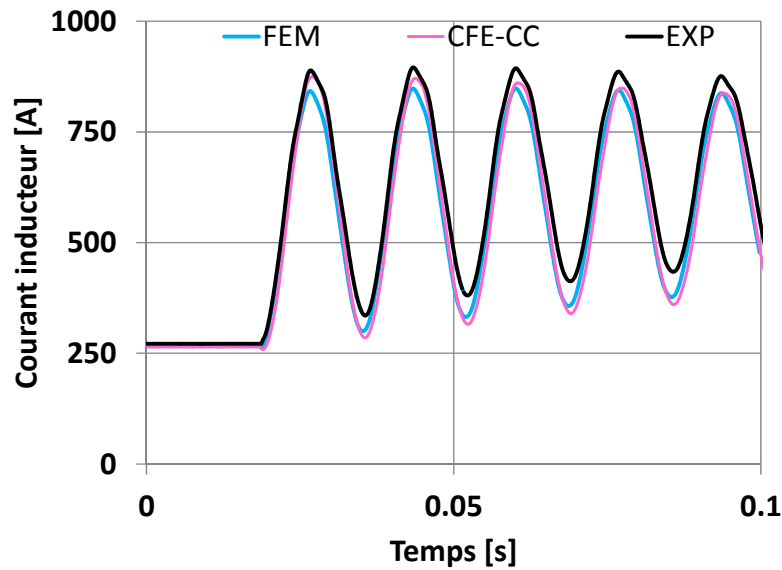


Figure 67: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- à 0.5 pu-Comparaison additionnelle avec les éléments finis (FEM)

En observant le courant inducteur en régime permanent, on note que le contenu harmonique est bien reproduit et que les oscillations simulées sont semblables à l'expérience. Une différence d'environ 2A sur la composante continue est présente et peut être liée à la précision de la mesure et aux variations de résistance de l'inducteur.

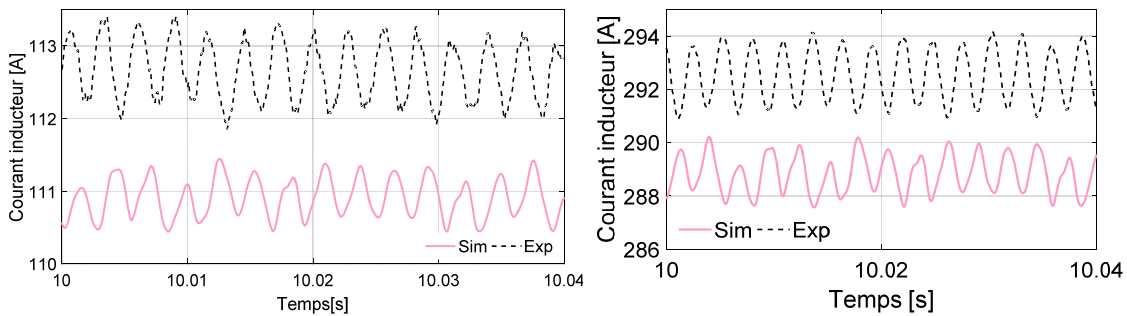


Figure 68: Courant inducteur pendant le court-circuit triphasé- Régime permanent a) 0.2 pu b) 0.5 pu

Dans les Figure 69 à Figure 79 suivantes, on continue avec la comparaison entre la mesure et la simulation pour les différents courants de barre à 0.2 et 0.5 pu. Pour alléger le document, nous présentons plus de détails sur les périodes transitoires et de régime permanent de trois barres sur cinq.

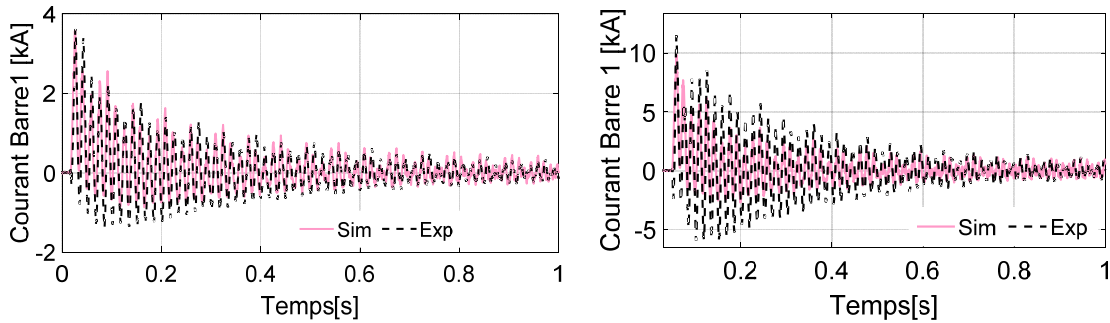


Figure 69: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

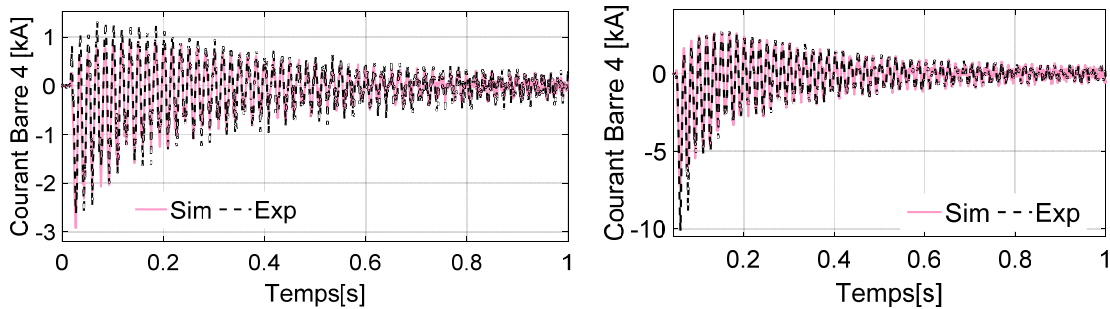


Figure 70: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On continue avec l'allure générale (Figure 71), la période transitoire (Figure 72) et de régime permanent (Figure 73) pour la barre #2 qui sont présentés dans les figures suivantes. La mesure expérimentale à 2.5 kA sature pendant la période transitoire du test à 0.5 pu due aux valeurs de courant élevées (Figure 71b). Le fait que le capteur de 12.5 kA soit brisé empêche une comparaison alternative.

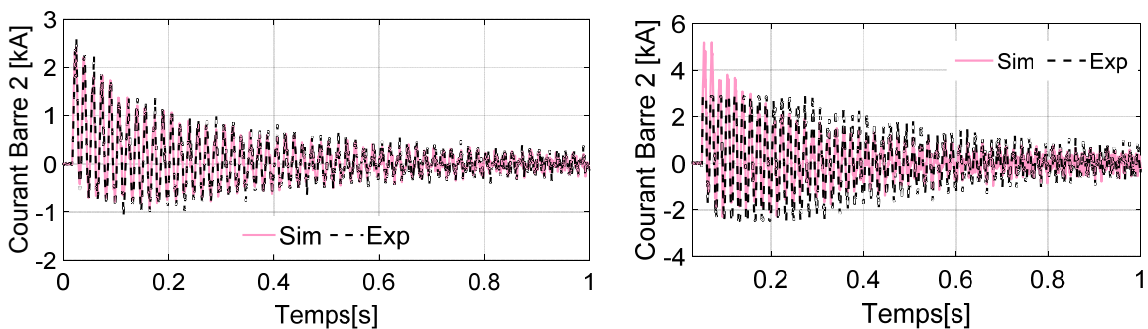


Figure 71: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

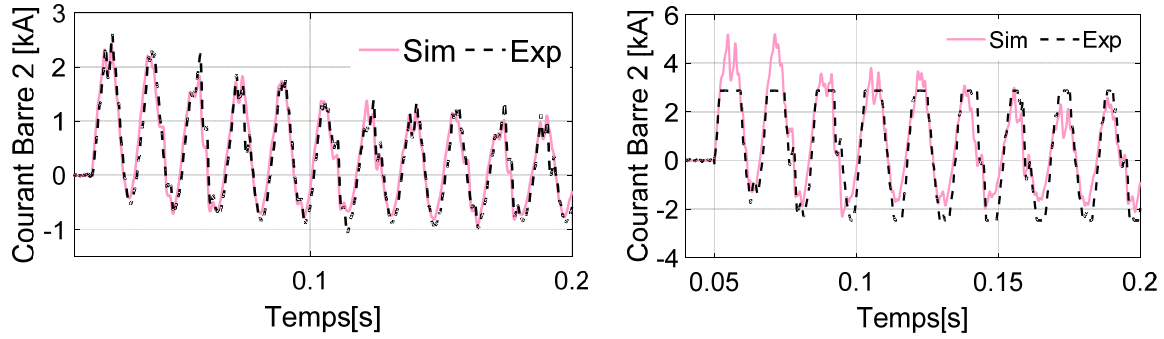


Figure 72: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu

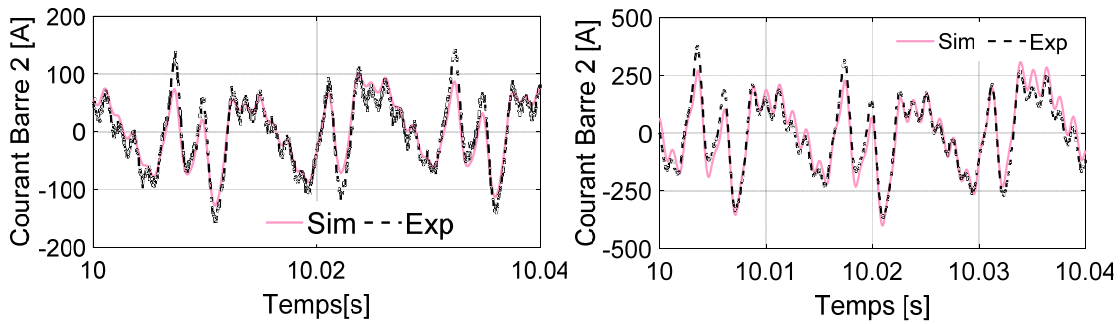


Figure 73: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu

Le courant dans la barre centrale du pôle (barre#3) est présenté dans les figures suivantes. L'allure générale à la Figure 74, la période transitoire (Figure 75) et de régime permanent (Figure 76).

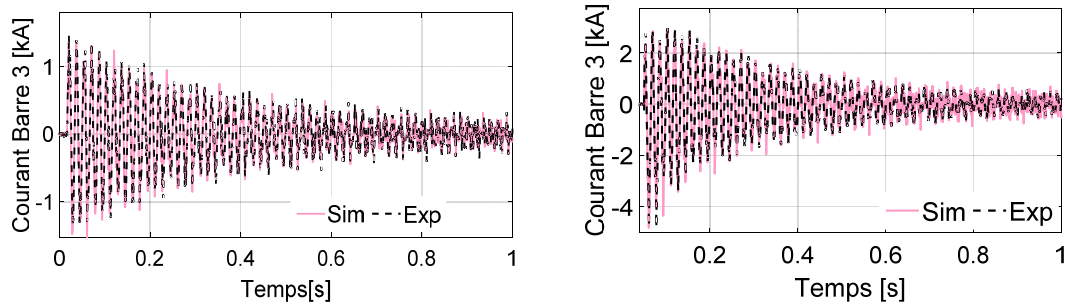


Figure 74: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu

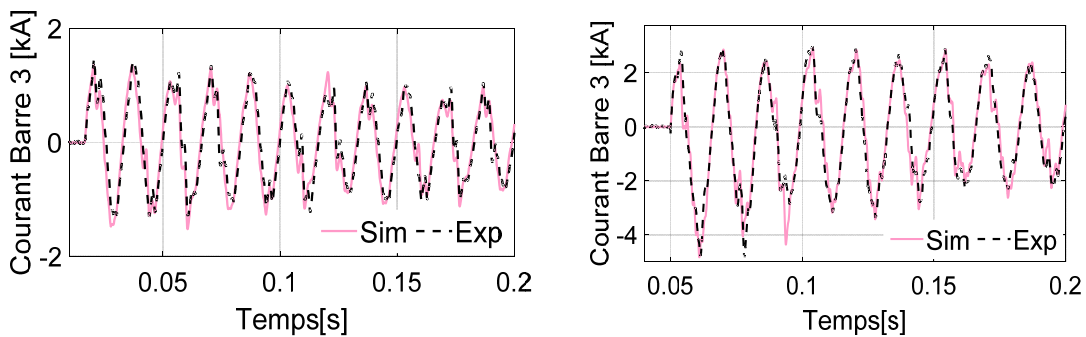


Figure 75: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu

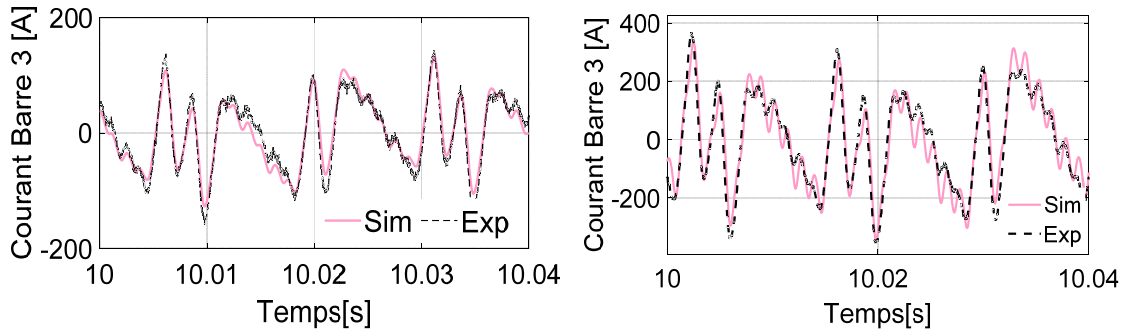


Figure 76: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu

De même, ci-dessous l'allure générale (Figure 77), la période transitoire (Figure 78) et de régime permanent (Figure 79) pour la barre#5 ("leading edge") sont présentés dans les figures suivantes.

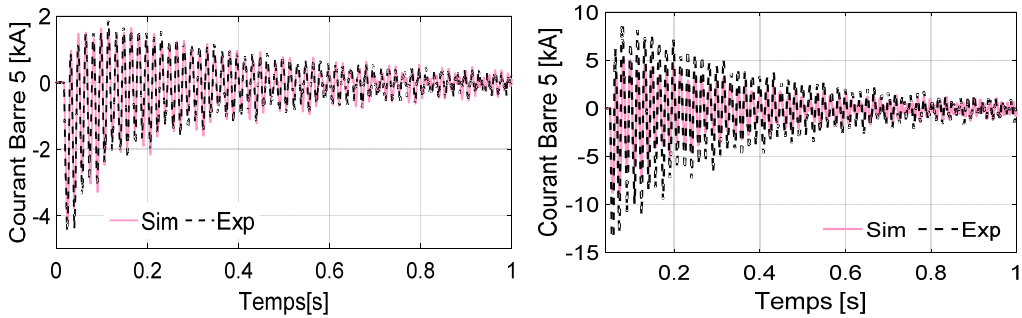


Figure 77: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Allure générale a)0.2 pu b) 0.5 pu

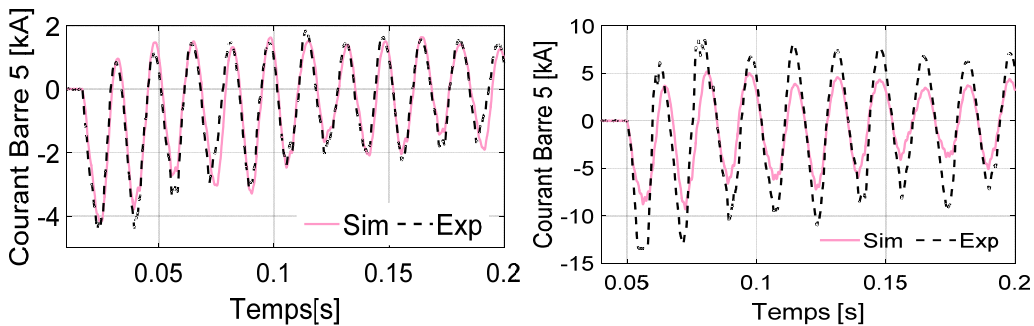


Figure 78: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a)0.2 pu b) 0.5 pu

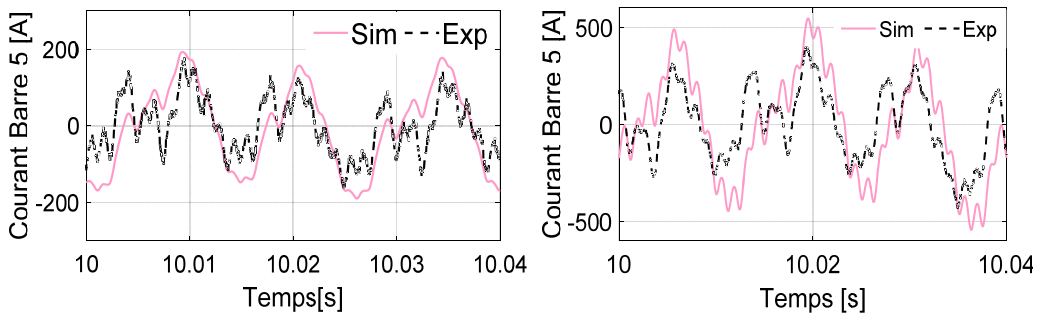


Figure 79: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a)0.2 pu b) 0.5 pu



Dans l'ensemble, la forme générale des courants de barre et de régime permanent est très bien reproduite. La simulation du test à 20% est très fidèle à l'expérience (Figure 69a à Figure 79a). Cependant, des différences pendant la période transitoire du test à 0.5 pu sont plus évidentes (Figure 69b à Figure 79b). On note toutefois que le courant dans la barre centrale (Figure 75b) est toujours bien reproduit. Ce courant est un indicateur de la circulation dans l'axe Q [29]. La précision de la modélisation de l'axe Q ne semble pas être en cause dans cette validation. Les différences observées sur les autres courants pourraient être causées par une saturation non uniforme des courants de barre qui dépend de leur emplacement sur le pôle ou à d'autres phénomènes non connus et ignorés par ce modèle. Du côté du stator, on montre dans les Figure 80 à Figure 82 un exemple de courant d'armature, celui de la phase A du stator pour les périodes transitoires (Figure 81) et de régime permanent (Figure 82).

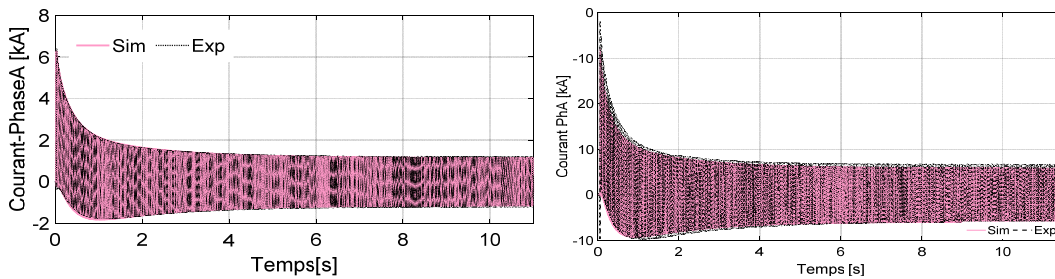


Figure 80: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé- Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

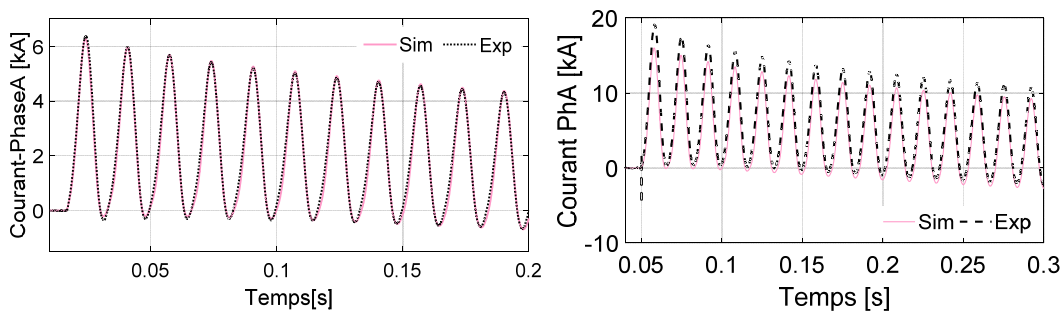


Figure 81: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

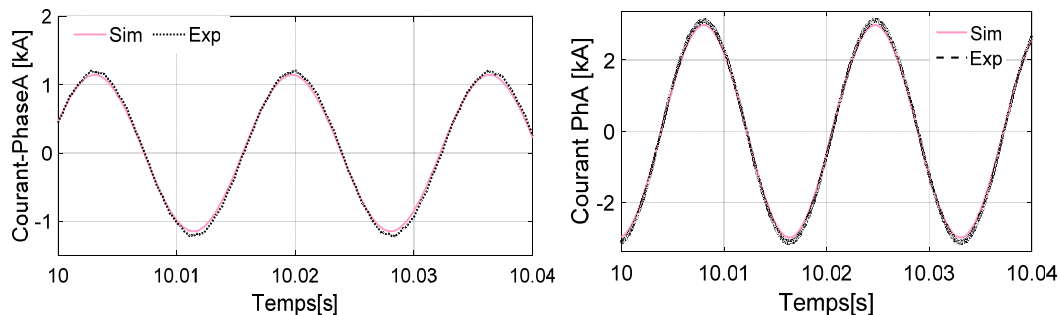


Figure 82: Courant de la phase A au stator pendant le court-circuit triphasé-Régime permanent a) 0.2 pu b) 0.5 pu



Après observation des figures précédentes, on note que la simulation du courant d'armature pendant le court-circuit triphasé est très bien réussie. Le test à 0.2 pu suit toujours parfaitement l'expérience. On observe le problème du capteur de courant pour le test à 0.5 pu dès le déclenchement du court-circuit (Figure 81b), précédemment évoqué sur la Figure 54, ce qui accentue la différence entre l'expérience et la simulation du premier pic subtransitoire à 10%. Sur la Figure 82, on observe que le régime permanent est toujours bien prédit.

Des résultats de simulation du couple avec les éléments finis et le modèle CFE-CC sont présentés sur la Figure 83. On note que les éléments finis et le modèle circuits-couplés (CFE-CC) donnent des résultats similaires. Cette simulation représente le fonctionnement de 0.1 s en temps réel. Le temps de calcul moyen pour une résolution magnétodynamique pas-à-pas dans le temps avec les éléments finis est de 3h comparé à 1.5s pour le modèle CFE-CC. Le compromis entre précision et vitesse de calcul est particulièrement intéressant avec le modèle CFE-CC.

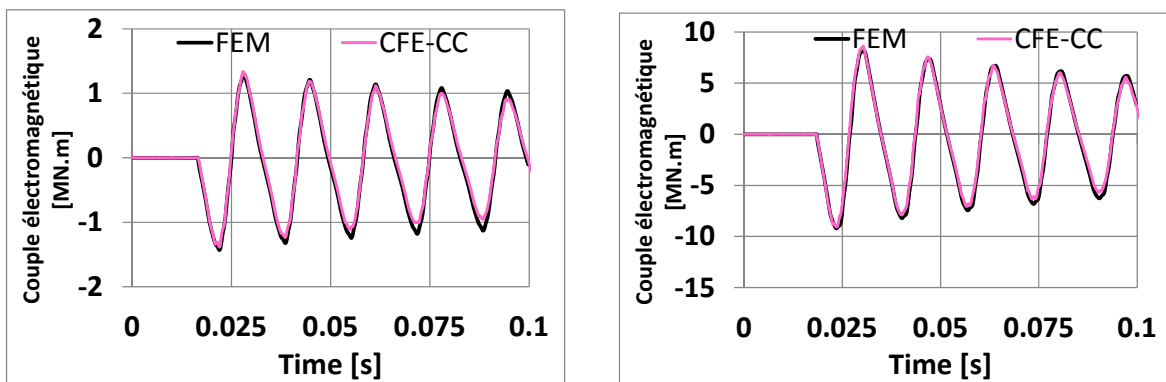


Figure 83: Couple- Comparaison entre les éléments finis (FEM) et le modèle circuits-couplés (CFE-CC) a)0.2 pu b) 0.5 pu

Les résultats précédents confirment la capacité du modèle à représenter des valeurs de courant au stator et au rotor et particulièrement les courants de barres. Passons maintenant aux résultats de simulation lors de courts-circuits biphasés à 0.2 et 0.5 pu.

- **Court-circuit biphasé à 0.2 et 0.5 pu**

Ce court-circuit est précédé d'un fonctionnement du LHG109 en circuit ouvert à vitesse nominale et il est modélisé de façon similaire au test triphasé. Le court-circuit biphasé se produit entre les phases B et C. La phase ouverte lors du court-circuit (Phase A) est simulée par une grande résistance (de l'ordre du kiloohm) rajoutée à la résistance du stator. La résistance du bobinage est imposée directement pour les deux autres phases. Les tests à 0.2 pu et 0.5 pu sont présentés. Il n'y a pas de tests à valeur de courant inducteur plus

élevé à cause de la sévérité que représente ce test pour la machine. Les comparaisons sont effectuées entre les résultats de simulation du modèle CFE-CC et les mesures expérimentales.

Les trois figures suivantes présentent le courant inducteur avec son allure générale (Figure 84), la période transitoire (Figure 85) et de régime permanent (Figure 86).

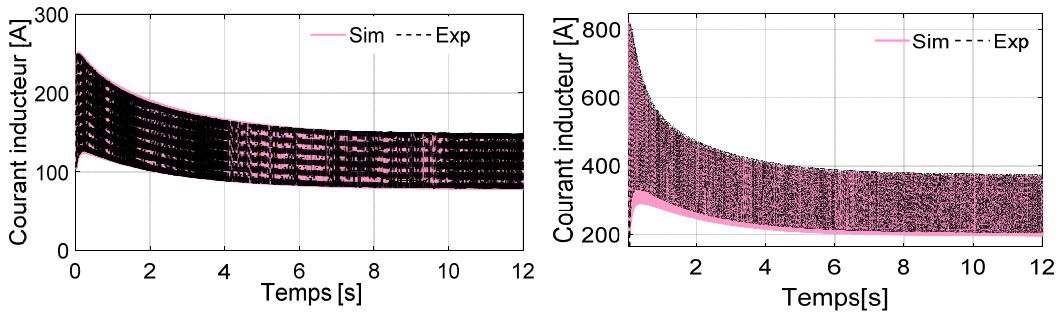


Figure 84: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

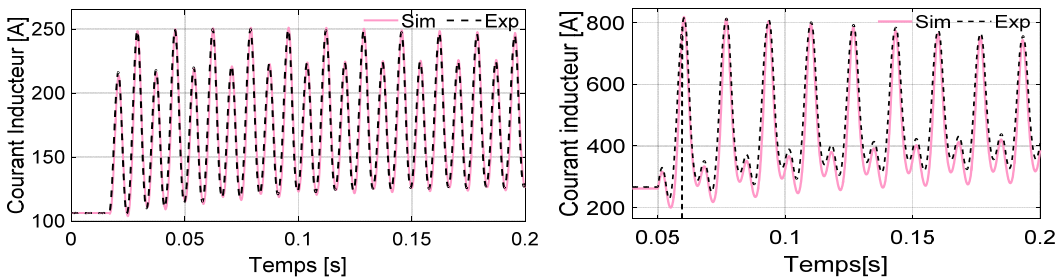


Figure 85: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

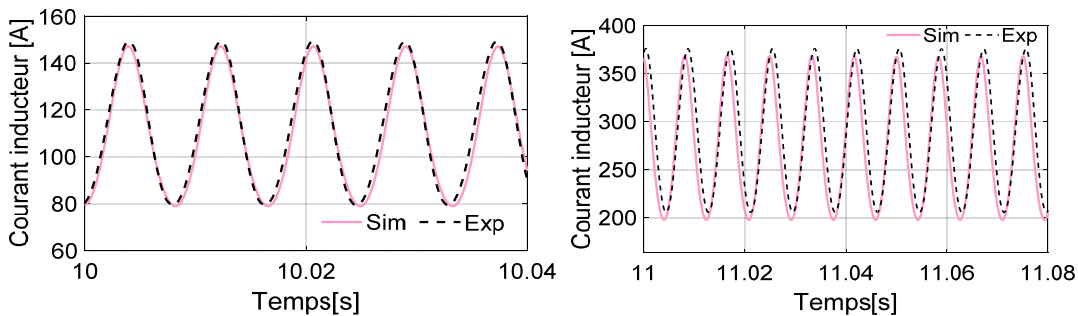


Figure 86: Courant inducteur pendant le court-circuit biphasé- Régime permanent a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On continue avec les courants dans les barreaux amortisseurs. Dans les Figure 87 à Figure 96 suivantes, on présente la comparaison entre la mesure et la simulation pour les différents courants de barres à 0.2 et 0.5 pu. Pour alléger le document, on choisit comme pour le test brusque triphasé de présenter de façon plus détaillée les périodes transitoires et de régime permanent pour trois barres sur cinq.

Le courant de la barre#1 situé à l'extrémité du pôle est présenté dans les trois prochaines figures.

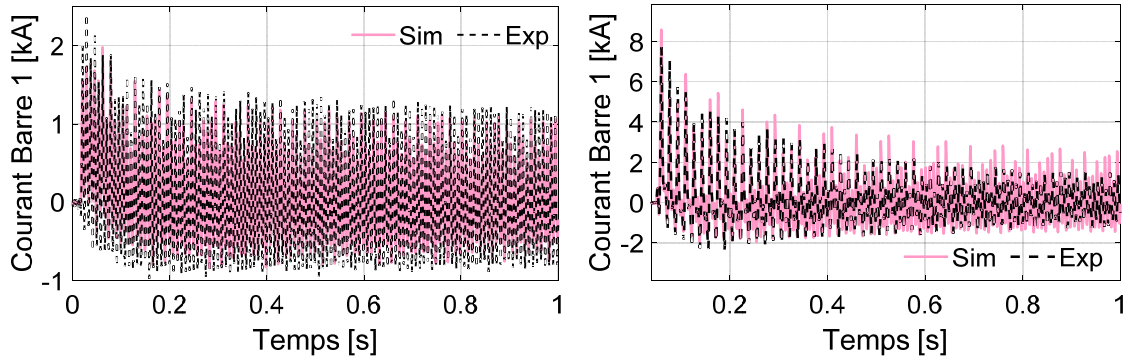


Figure 87: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

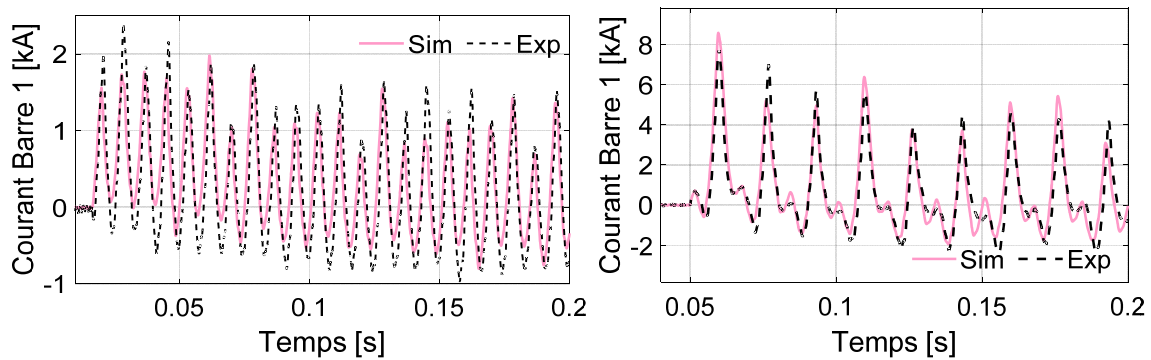


Figure 88: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

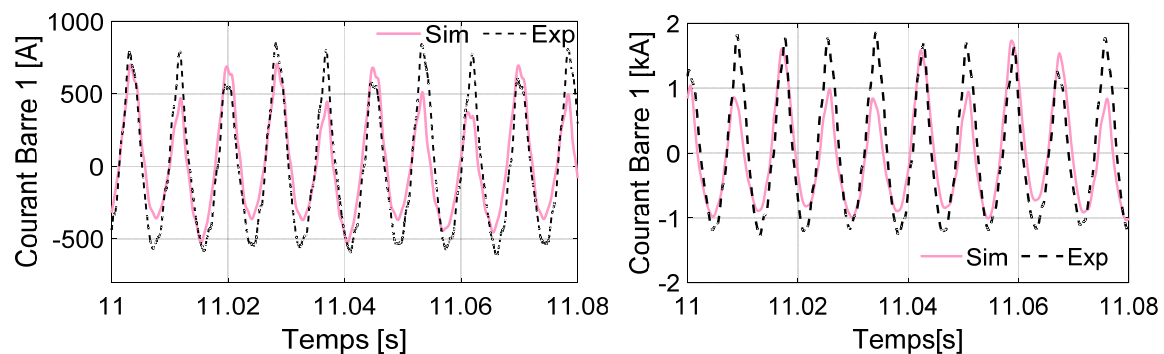


Figure 89: Courant dans la barre 1 pendant le court-circuit biphasé-Régime permanent a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On observe que la simulation du courant dans la barre #1 à 0.5 pu a bien fonctionné dans ce test contrairement au court-circuit triphasé, ce qui laisse penser que les mesures lors du triphasé à 0.5 pu pourraient être erronées.

On continue avec le courant de la barre #2 dont l'allure générale est présentée dans la Figure 90 ci-dessous, On note que les mesures expérimentales de ce courant n'ont pas bien fonctionné pour les tests à 0.2 et 0.5 pu. La comparaison de ce courant n'est pas possible avec l'expérience. On observe dans la Figure 91 que le modèle CFE-CC et les éléments finis donnent des résultats similaires.

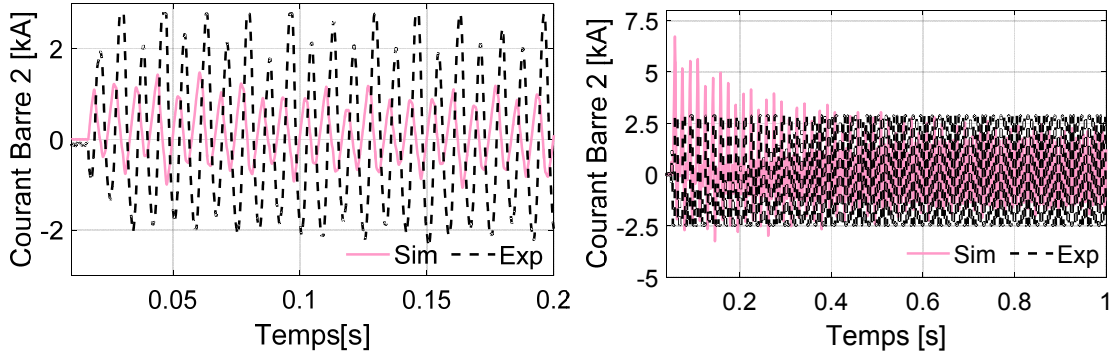


Figure 90: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

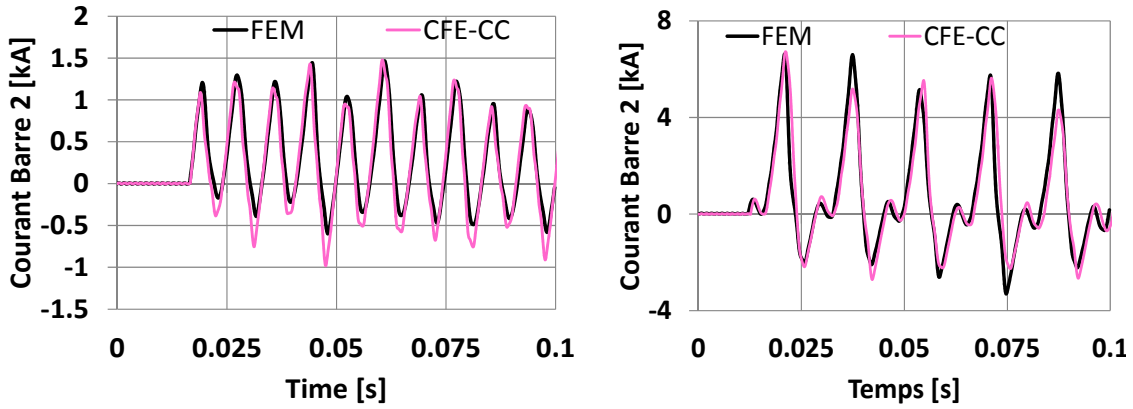


Figure 91: Courant dans la barre 2 pendant le court-circuit biphasé-Régime transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On continue avec le courant dans la barre#3 dans les figures ci-après.

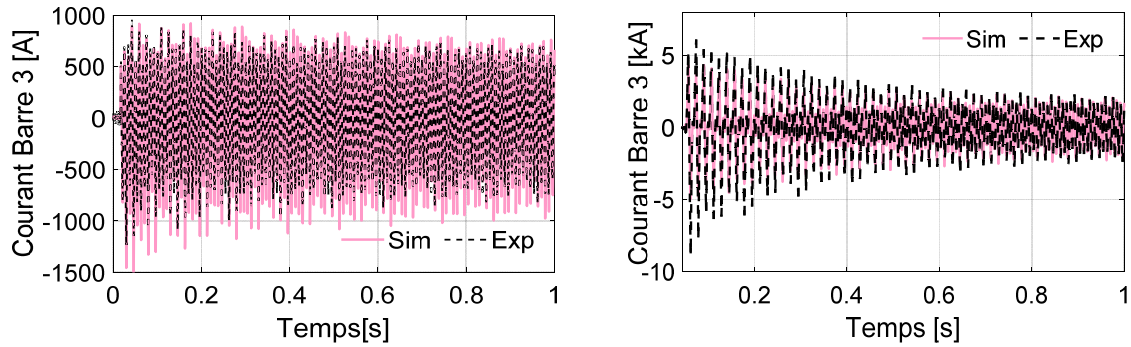


Figure 92: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

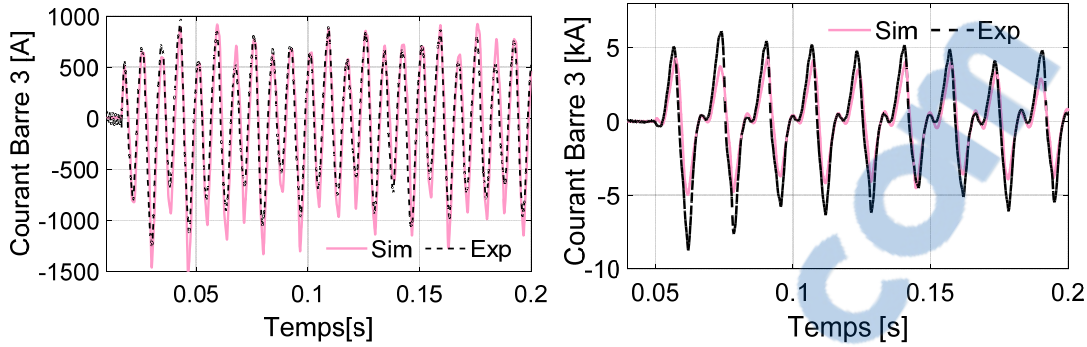


Figure 93: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

En observant le courant de la barre #3 présenté sur la Figure 93b, on constate que les oscillations mesurées en période subtransitoire pour le test biphasé à 0.5 pu sont très élevées. Le second capteur de courant à 2.5 kA sature, ce qui empêche la comparaison avec un autre signal de mesure.

Les comparaisons avec les éléments finis présentées sur la Figure 94 montrent que ce courant est bien reproduit donc la différence avec l'expérience pourrait être due à une erreur de mesure ou à une modification du comportement de la machine en lien avec les circulations de courants dans le fer qui sont causées par la composante inverse. Dans ce cas, l'impédance entre pôles présenterait un comportement variable difficilement modélisable étant donné que ces courants entre pôles n'ont pas été mesurés. Cela expliquerait les amplitudes plus élevées des courants de barre expérimentaux. Toutefois, hormis les amplitudes, les formes générales du test à 0.5 pu sont très bien reproduites et le test à 0.2 pu a très bien marché.

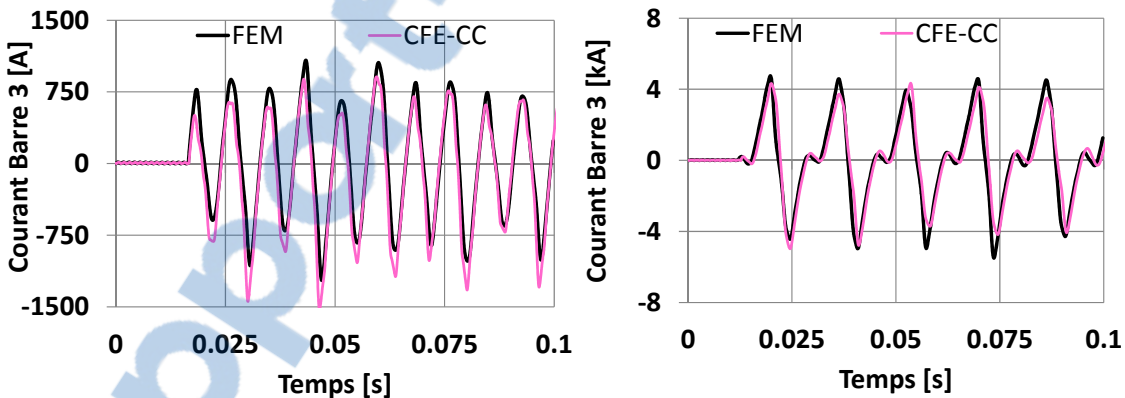


Figure 94: Courant dans la barre 3 pendant le court-circuit biphasé-Comparaison entre les éléments finis et le modèle circuits-couplés-Régime transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

L'allure générale des courants dans la barre #4 (Figure 95) et barre #5 (Figure 96) est bien respectée dans l'ensemble. On note également des pics de courant dans la période transitoire plus prononcés de la mesure expérimentale comparés à la simulation pour les résultats à 0.5 pu.



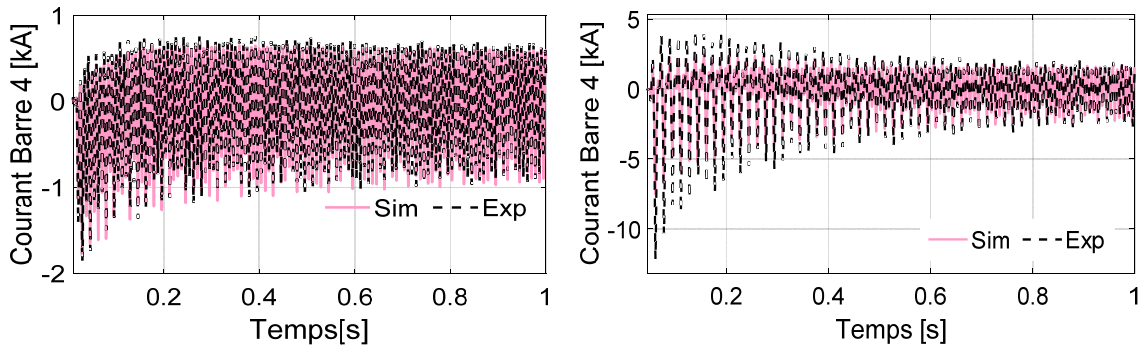


Figure 95: Courant dans la barre 4 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

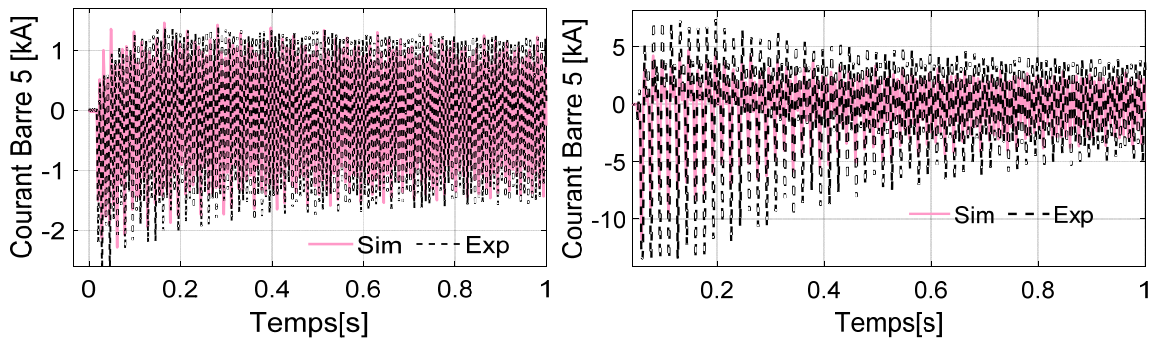


Figure 96: Courant dans la barre 5 pendant le court-circuit biphasé-Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

Les courants au stator ci-dessous sont très bien reproduits. On remarque que la période transitoire à 0.2 pu est parfaitement superposée à l'expérience, ce qui n'est pas tout à fait le cas pour le résultat à 0.5 pu dans lequel on note une différence d'amplitude sur les pics inférieurs (Figure 98). Le régime permanent est quant à lui toujours bien reproduit à 0.2 pu et 0.5 pu (Figure 98).

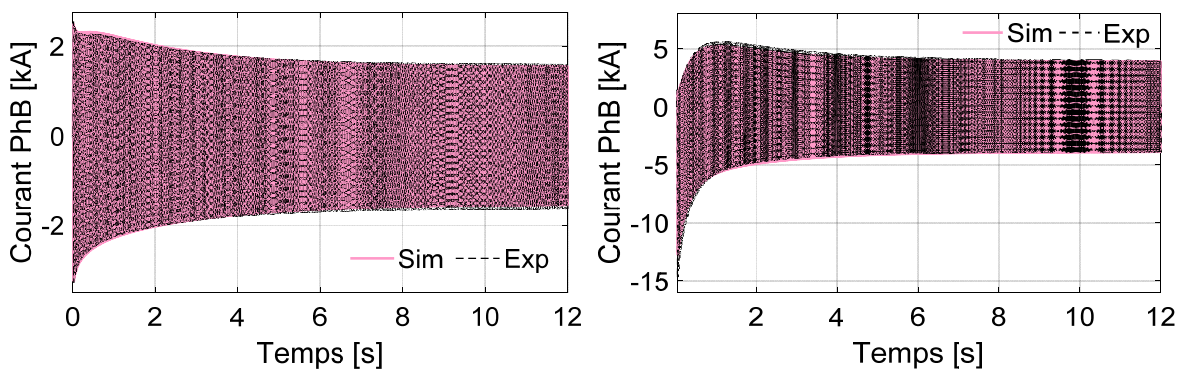


Figure 97: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Allure générale a) 0.2 pu b) 0.5 pu

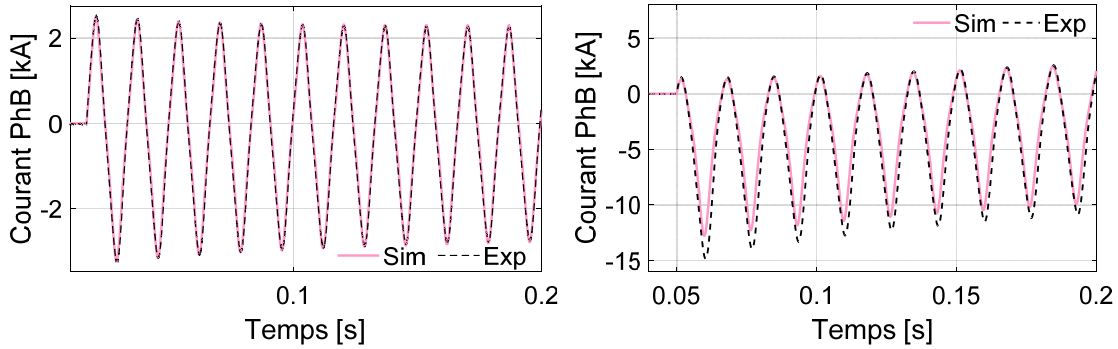


Figure 98: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Période transitoire a) 0.2 pu b) 0.5 pu

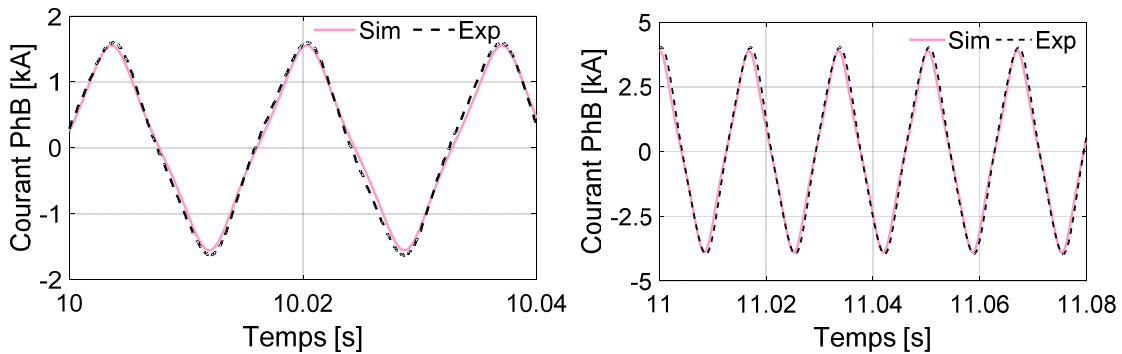


Figure 99: Courant de la phase B au stator pendant le court-circuit biphasé- Régime permanent a) 0.2 pu b) 0.5 pu

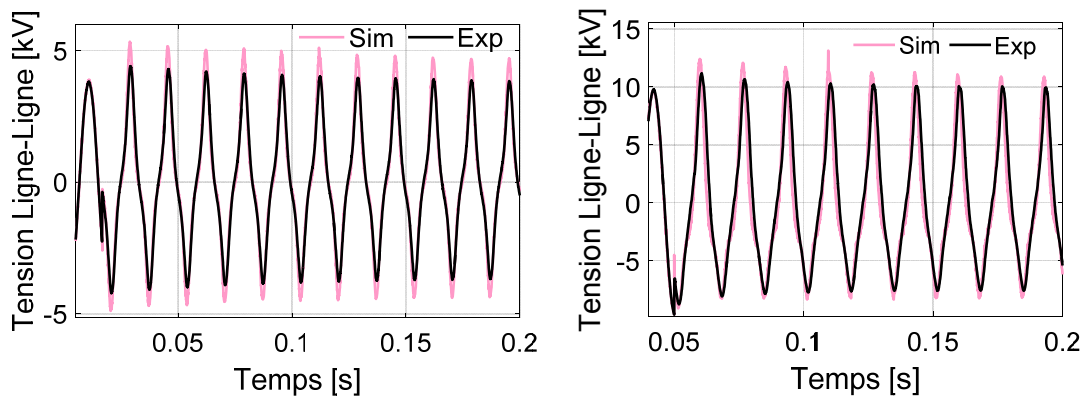


Figure 100: Tension Ligne-Ligne avec la Phase ouverte A et Phase B au stator pendant le court-circuit biphasé a) 0.2 pu b) 0.5 pu

La forme de la tension ligne-ligne de la phase ouverte sur la Figure 100 ci-dessus est bien représentée malgré un dépassement de 9% pour le test de 0.2 pu et 8% pour le 0.5 pu. Il faut noter qu'il n'est pas possible d'imposer directement un courant nul dans la simulation. Tous les bobinages sont alimentés en tension et l'ouverture d'une phase est simulée par l'addition d'une résistance de grande valeur. Par conséquent, il y a toujours un faible courant dans la phase ouverte. Il est nécessaire de faire un compromis sur la valeur de cette résistance, car l'utilisation d'une très grande valeur a tendance à bruyé les résultats simulés. Cela peut être corrigé en réduisant la tolérance de résolution du solveur mais cela augmente la durée de simulation. Une tolérance relative de  $10^{-5}$  avec le solveur ode15s a été choisie et offre un bon compromis entre la rapidité et la



précision de simulation. La simulation de 12s de fonctionnement en temps réel est réalisée en seulement 3min avec Matlab/Simulink. Le même calcul avec les éléments finis prendrait environ 360 h soit 15 jours de simulation pour des résultats similaires.

### 6.4.2 Tests à vide

Dans la section précédente, les courts-circuits brusques triphasés sont précédés d'un bref fonctionnement à vide avant le déclenchement des courts-circuits. On peut ainsi vérifier sur ces figures que le fonctionnement à vide est assez bien réussi. Dans cette section-ci, les tensions ligne à ligne et les courants de barre à vide pour les tests à 0.2 et 0.5 pu sont détaillés et on commence avec la présentation des tensions suivies des courants de barre.

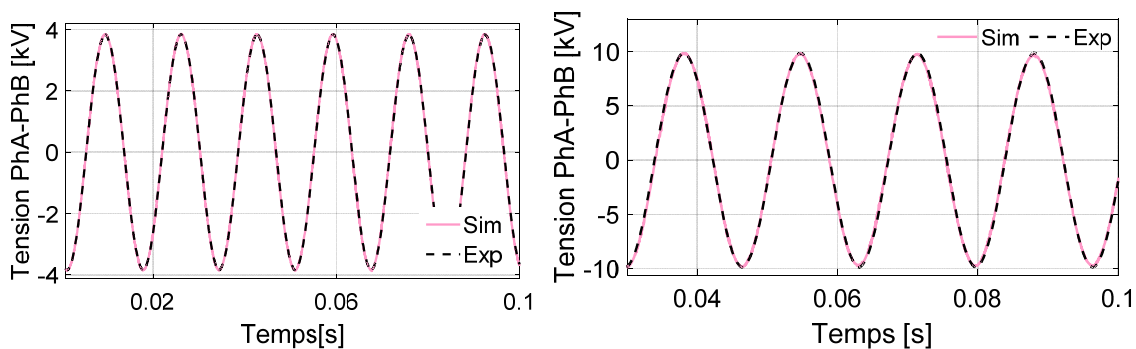


Figure 101: Tension Ligne-Ligne à vide entre les phases A et B a) 0.2 pu b) 0.5 pu

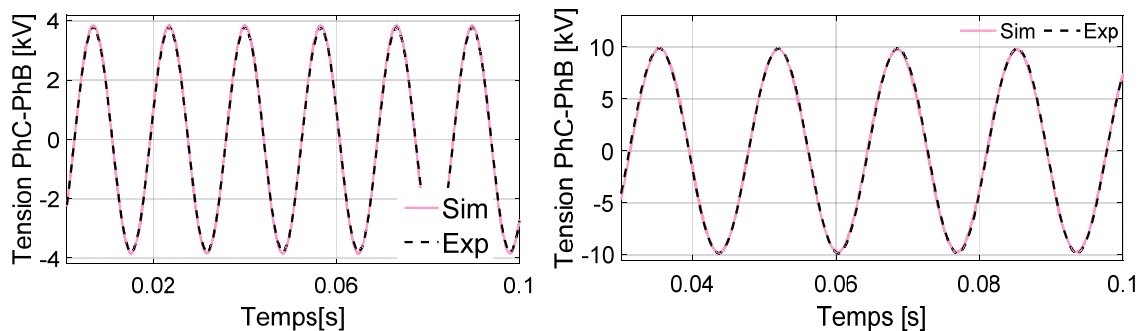


Figure 102: Tension Ligne-Ligne à vide entre les phases C et B a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On note que les tensions ligne-ligne vues précédemment sont très bien prédites. Le modèle reproduit parfaitement les mesures expérimentales.

Passons maintenant aux courants à vide dans les barres #3 et #5 qui sont présentées dans les figures ci-dessous



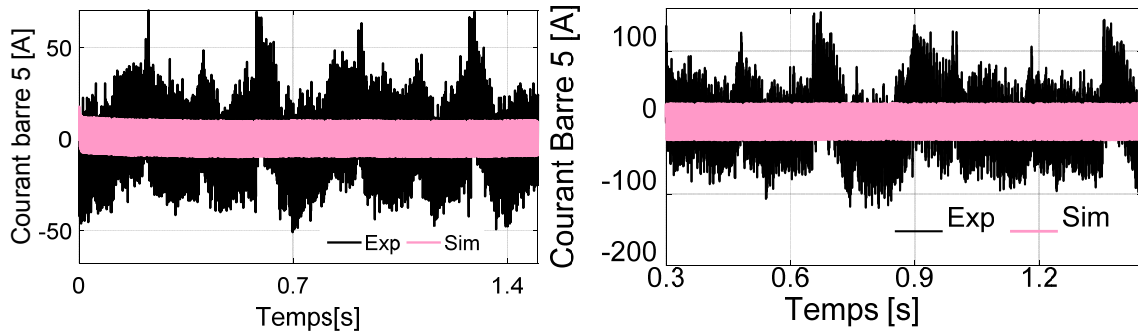


Figure 103: Courant dans la barre 5 à vide a) 0.2 pu b) 0.5 pu

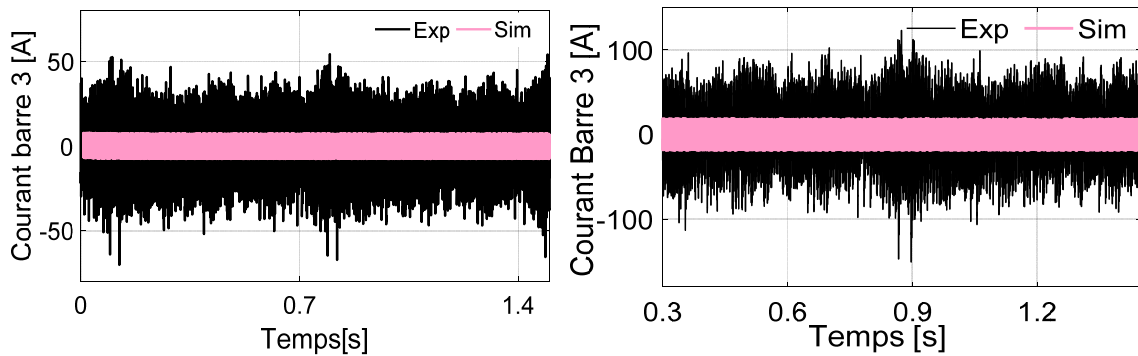


Figure 104: Courant dans la barre 3 à vide a) 0.2 pu b) 0.5 pu

On observe un léger transitoire de départ sur la simulation de la barre 5 (Figure 103), car les valeurs initiales des courants de barre sont initialisées à zéro. L'amplitude des courants de barre simulés diffère du résultat expérimental. Le modèle circuits-couplés et les FEM donnent tous deux des courants de barre à vide dans le même ordre de grandeur, exemple sur la Figure 105 ci-dessous.

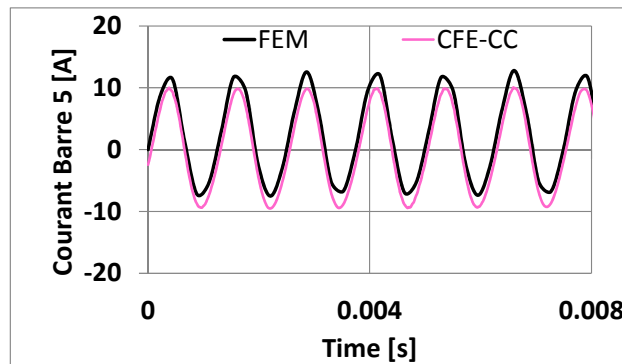


Figure 105: Courant dans la barre 5 à vide à 0.2 pu-Comparaison entre les éléments finis (FEM) et le modèle circuits-couplés (CFE-CC)

La différence avec l'expérience est liée aux imperfections de réalisation de la machine. On sait que le stator de la machine réelle est constitué de 4 sections magnétiques et l'entrefer sous chaque section peut varier. Il y a aussi 6 voies d'enroulement en parallèle et même si le bobinage de phase est ouvert, il peut circuler des courants entre les branches parallèles en lien avec les déséquilibres des forces électromotrices dans chaque

voie. Une allure périodique sur 0.7s (1 tour complet de rotation) est particulièrement observable sur le courant inducteur (Figure 106a). On l'observe aussi dans le courant dans la barre 5 (Figure 103b et Figure 106b), mais elle n'est pas aussi évidente sur la barre centrale (Figure 104).

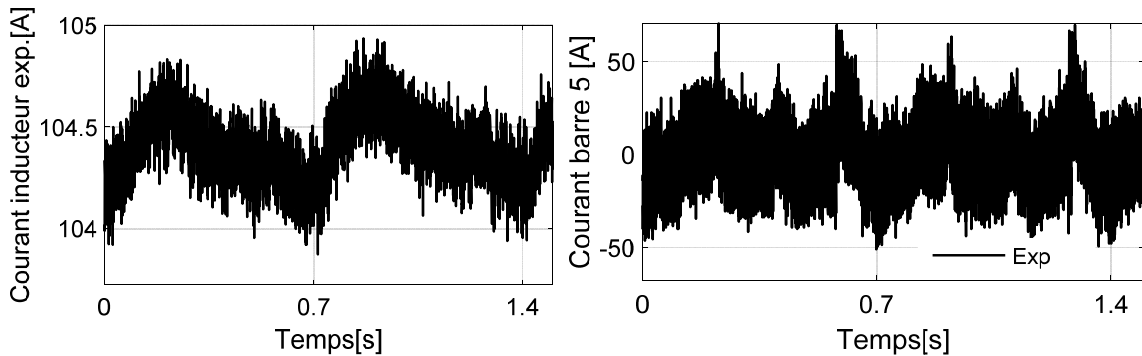


Figure 106: Allure caractéristique sur 0.7 s au rotor-exemple à 0.2 pu a) Courant inducteur b) Courant dans la barre5

En regardant plus près sur une partie plus stable, on note que l'expérience et la simulation du modèle ne sont pas si différentes et que l'ondulation d'encoche, normalement présente dans les barres à vide est bien reproduite (Figure 107) [85].

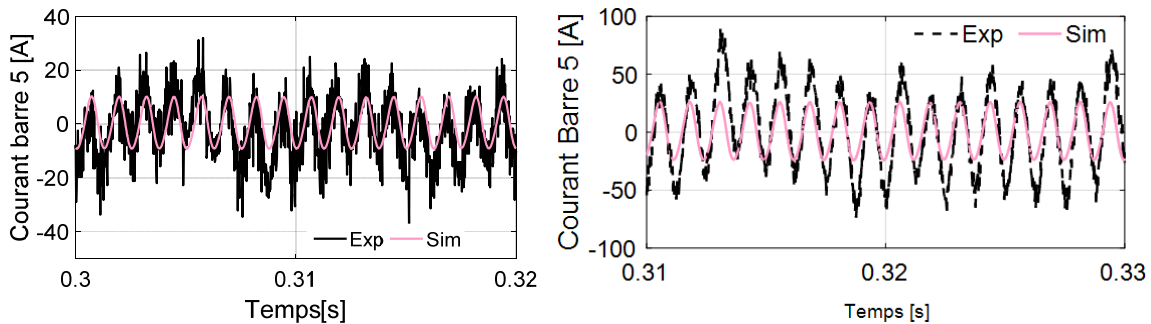


Figure 107: Courant dans la barre 5 à vide-Vue détaillée de la zone stable a)0.2 pu b) 0.5 pu

### 6.4.3 Essai en charge

La simulation du test en charge à puissance de 56 MW est présentée dans cette section. Il a été noté en observant les mesures expérimentales que le facteur de puissance est très proche de 1. Une charge de type résistance peut donc être utilisée dans la simulation, en série à celle de la résistance du bobinage. Ci-dessous les résultats de simulation comparés à l'expérience.

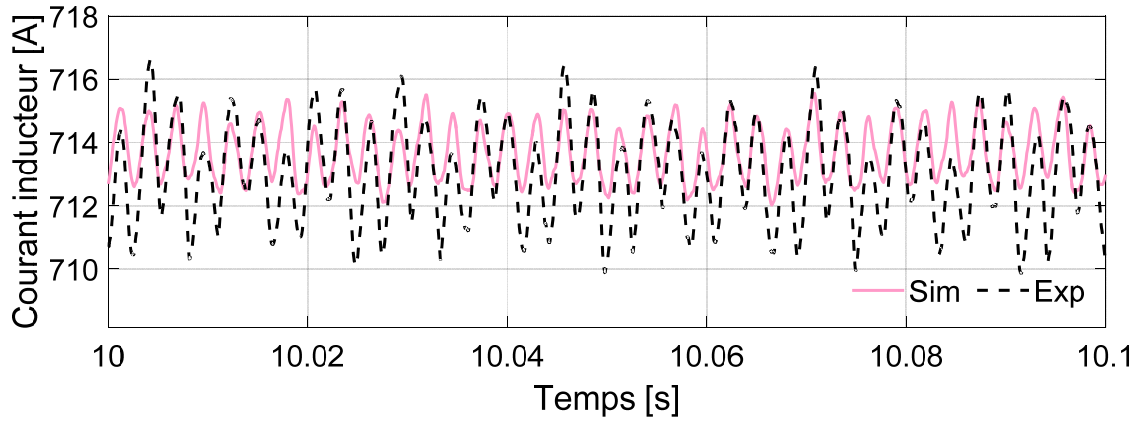


Figure 108: Courant inducteur pendant le test en charge à 0.5 pu

Le courant inducteur ci-dessus est bien prédit de façon générale. Les ondulations à haute fréquence de l'expérience sont bien reproduites. On note une modulation en basse fréquence de la mesure qu'on pense être due à l'alimentation comme évoquée précédemment ou des oscillations de vitesse.

Les 5 courants de barre du test en charge sont présentés dans les 5 prochaines figures.

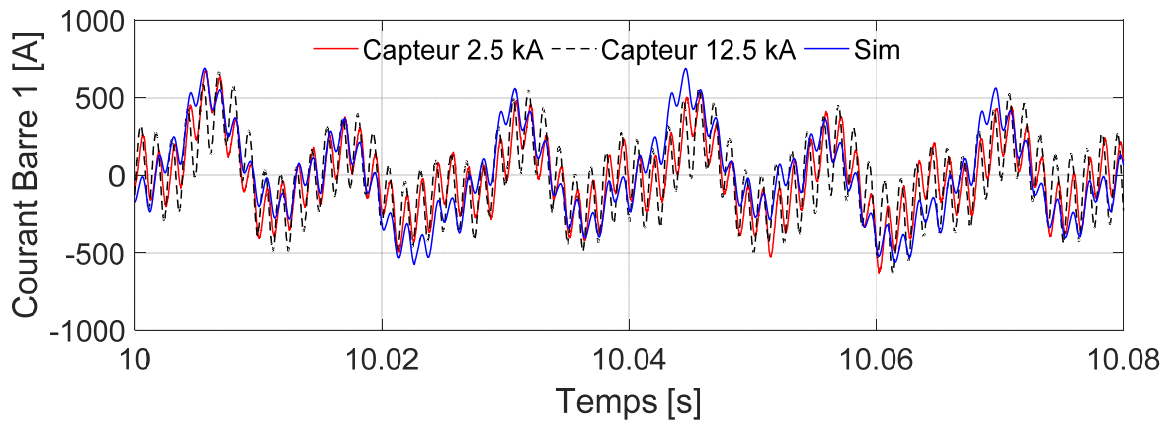


Figure 109: Courant dans la barre 1 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales

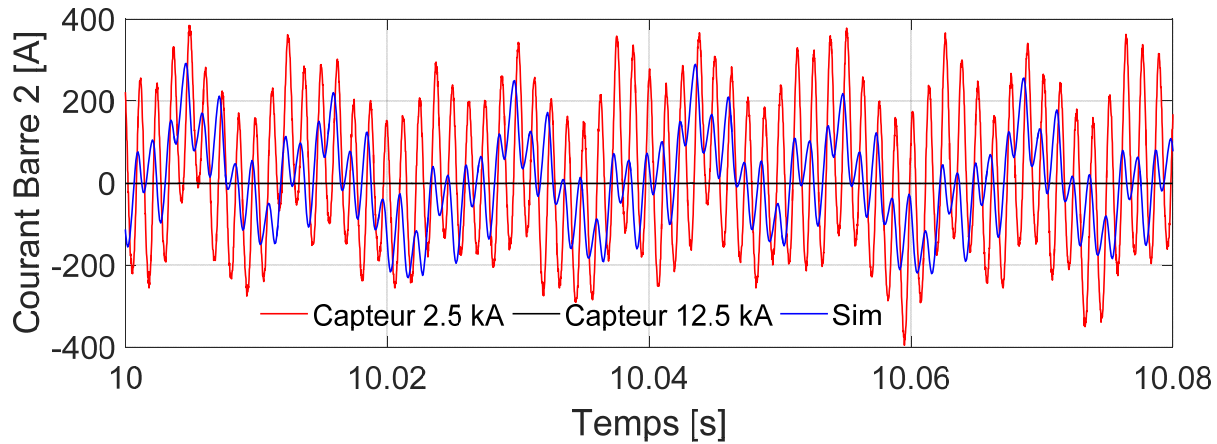


Figure 110: Courant dans la barre 2 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales

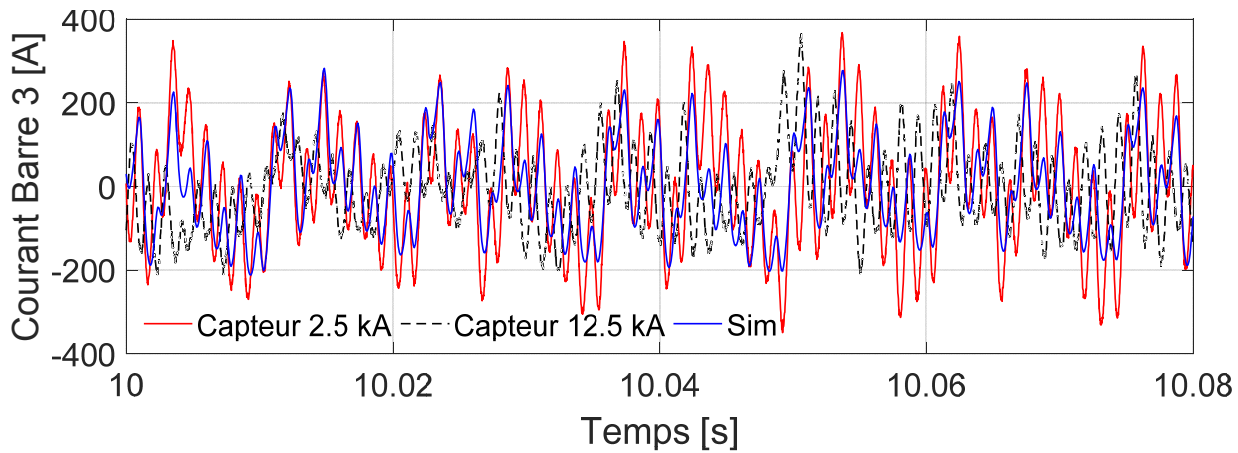


Figure 111: Courant dans la barre 3 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales

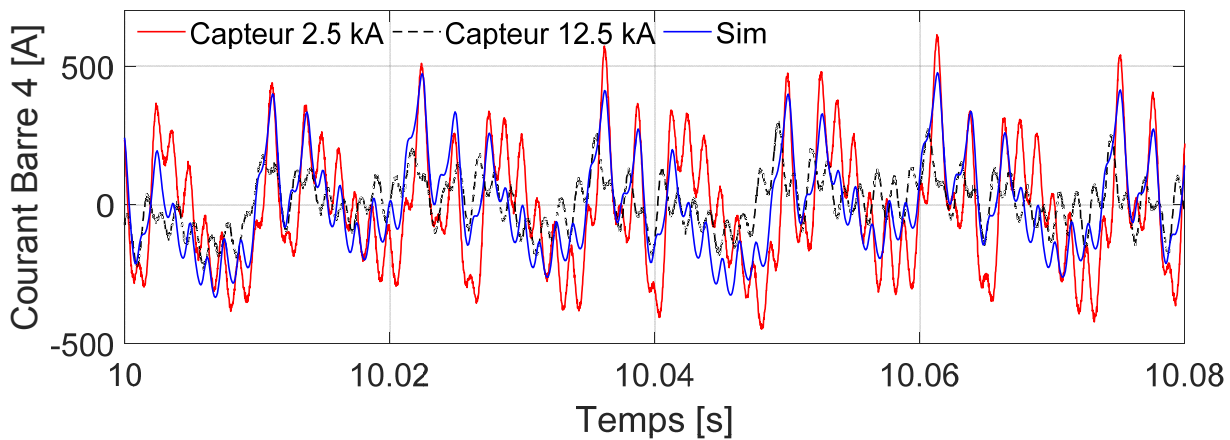


Figure 112: Courant dans la barre 4 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales

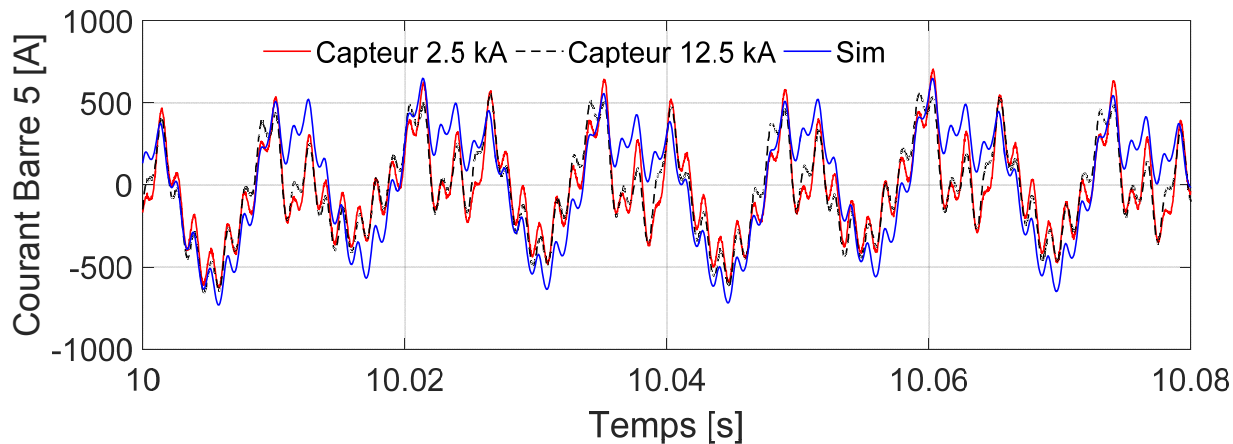


Figure 113: Courant dans la barre 5 pendant le test en charge à 0.5 pu-Comparaison entre la simulation et les 2 capteurs de mesures expérimentales

Le courant dans les barres est bien reproduit de façon générale bien qu'on note quelques différences sur certaines oscillations de haute fréquence. Cependant, les deux signaux de mesure sont très différents pour le courant de la barre centrale (Figure 111) et celui de la barre 4 (Figure 112) et il est difficile de conclure sur la validité du modèle dans ce cas. On constate quand même que la simulation se rapproche plus d'une des mesures ou est souvent entre les deux signaux mesurés. Pour les mesures qui semblent plus en concordance, comme les courants des barres aux extrémités du pôle, on constate que l'allure générale est très bien reproduite (Figure 109 et Figure 113). C'est surtout le courant dans la barre #2 qui est différent avec des amplitudes très importantes pour la mesure (Figure 110), mais il a été vu dans des tests précédents que cette mesure expérimentale avait le moins bien fonctionné pour certains tests (Figure 90).

Au niveau du stator, le courant d'armature et la tension ligne-ligne sont très bien reproduits. On constate que la méthode utilisée pour approcher la saturation magnétique a permis d'obtenir la bonne tension de charge aux bornes des résistances. Cet ajustement est plus difficile à réaliser avec les éléments finis puisqu'il faut agir sur la caractéristique B(H) du matériau et répéter les simulations pour plusieurs courants d'excitation. Cette procédure prend beaucoup d'itérations et beaucoup de temps.

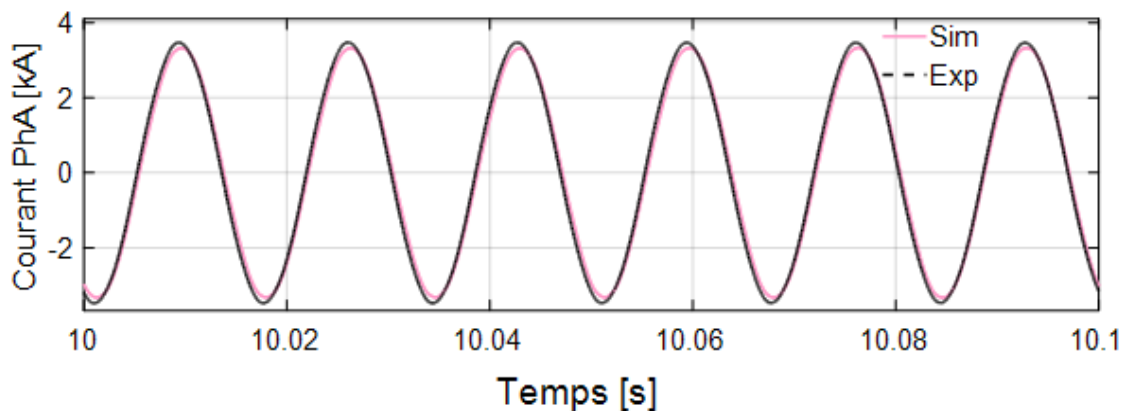


Figure 114: Courant dans la phase A du stator pendant le test en charge à 0.5 pu

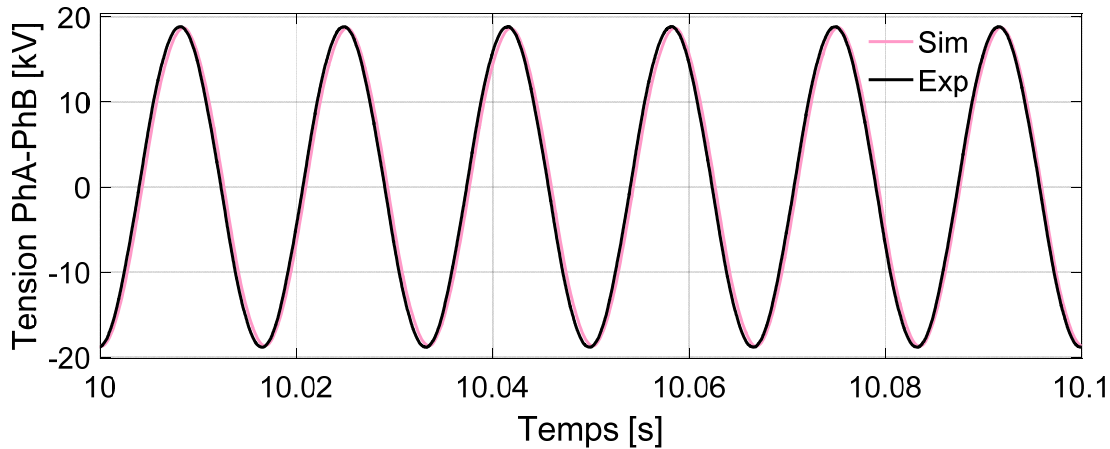


Figure 115: Tension Ligne Ligne entre les phases A et B pendant le test en charge à 0.5 pu

#### 6.4.4 Commentaires sur le contenu harmonique

Dans cette section, on note des observations faites sur le contenu harmonique dans des tensions à vide (Figure 117) et des tensions en charge (Figure 120a). Le contenu harmonique d'un exemple de courant d'armature (Figure 118) et de barre (Figure 119) pour un court-circuit en régime permanent et également pour le test en charge (Figure 120 bcd) est aussi observé. Le traitement harmonique est réalisé avec la fonction *fft* de Matlab et réalisé sur une fenêtre de 100 000 points dans chaque cas avec une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz. Pendant le fonctionnement à vide, il n'y a pas de courants dans l'armature et les barres voient uniquement la modulation du flux dans l'entrefer par les ouvertures d'encoche, communément appelé harmoniques d'encoche "slot (tooth) ripples", ce qui a été observé sur la Figure 107. Lors d'un court-circuit ou un fonctionnement en charge, le courant d'armature n'est plus nul. Les différents harmoniques présents dans le courant au stator ainsi que les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice du courant génèrent des harmoniques additionnels dans les barres [17] [98].

En observant le contenu harmonique des tensions à vide à 0.2 pu et 0.5 pu (Figure 116 et Figure 117), le modèle possède le même contenu harmonique que l'expérience. Après le fondamental à 60 Hz, les harmoniques impairs de rang bas sont les plus élevés, 5<sup>e</sup> (300 Hz), 7<sup>e</sup> (420 Hz) et 13<sup>e</sup> (780Hz). Le 5<sup>e</sup> rang de l'expérience est légèrement atténué si on le compare au cas simulé, mais tous deux sont du même ordre de grandeur. On note également une proportionnalité entre les amplitudes des fréquences du test 0.2 pu et 0.5 pu.

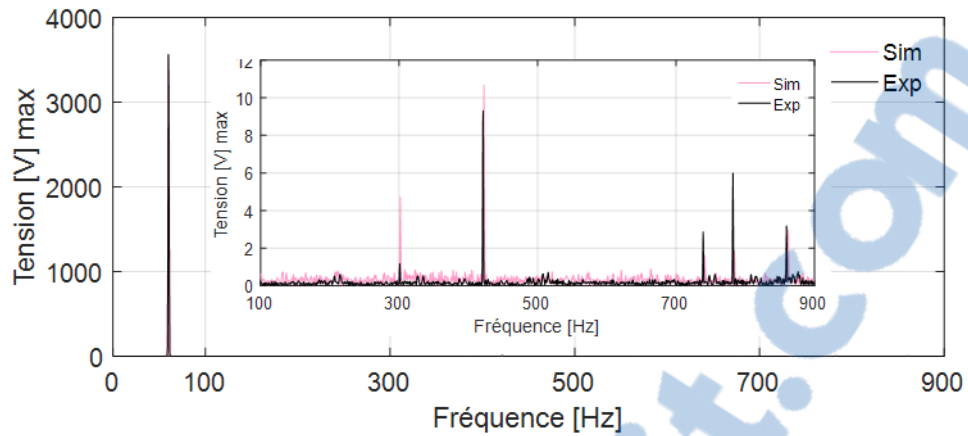


Figure 116: Contenu harmonique de la tension ligne-ligne à vide à 0.2 pu

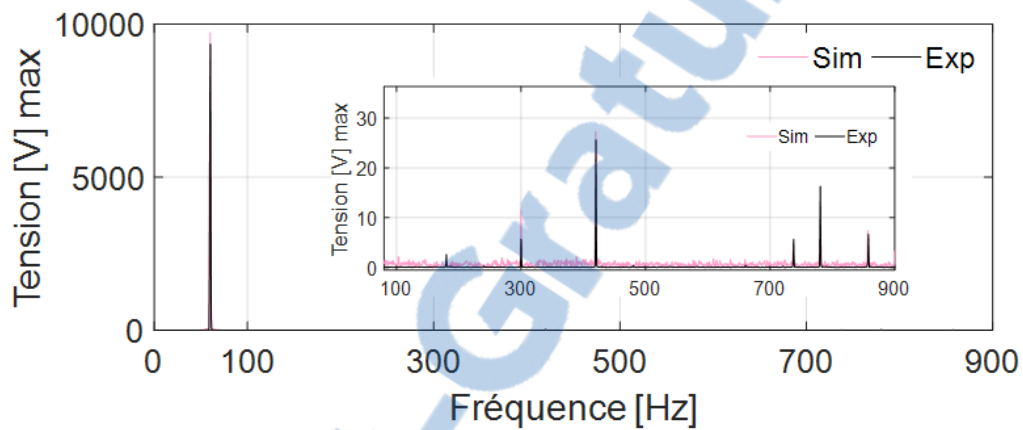


Figure 117: Contenu harmonique de la tension ligne-ligne à vide à 0.5 pu

Le contenu harmonique du courant d'armature en régime permanent pour le test de court-circuit biphasé indique que les fréquences sont bien prédites par le modèle (Figure 118). Sur cette figure, on note la présence du fondamental à 60 Hz ainsi que le 3<sup>e</sup> rang (180 Hz) traduisant le déséquilibre présent dans le court-circuit biphasé comme indiqué dans [99]. En effet, bien que les connexions du stator soient dans une configuration de neutre non connecté, on retrouve le 3<sup>e</sup> rang, car pour un défaut déséquilibré comme le court-circuit biphasé, il n'est pas seulement présent sur la composante homopolaire, mais peut également se retrouver sur la composante directe ou inverse.

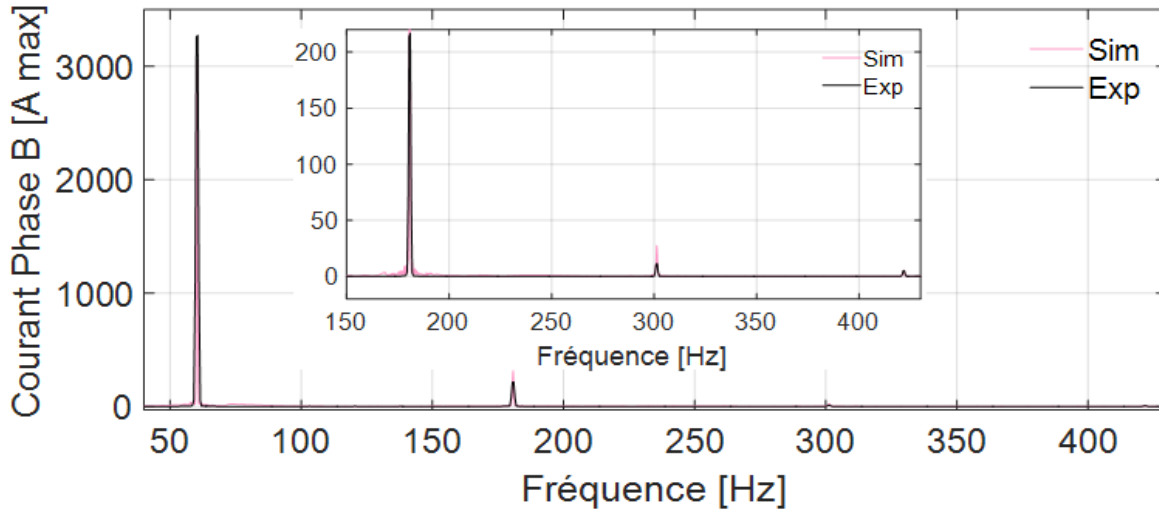


Figure 118: Courant d'armature court-circuit biphasé en régime permanent à 0.5 pu

On observe aussi que la composante dominante dans les courants de barre est le 120 Hz (2f), comme attendu. Cette dernière est bien reproduite sur les courants de barre de la Figure 119 ci-dessous.

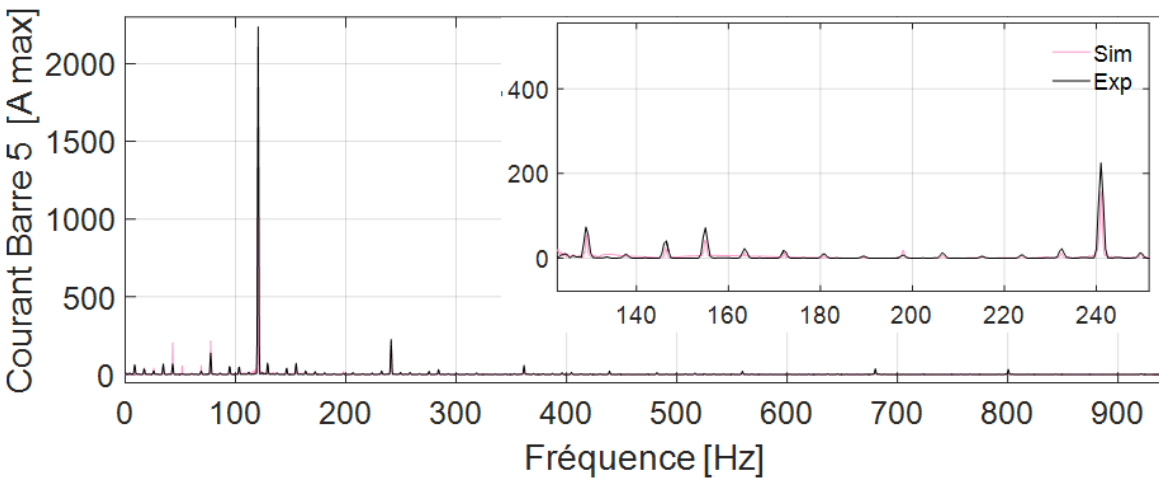
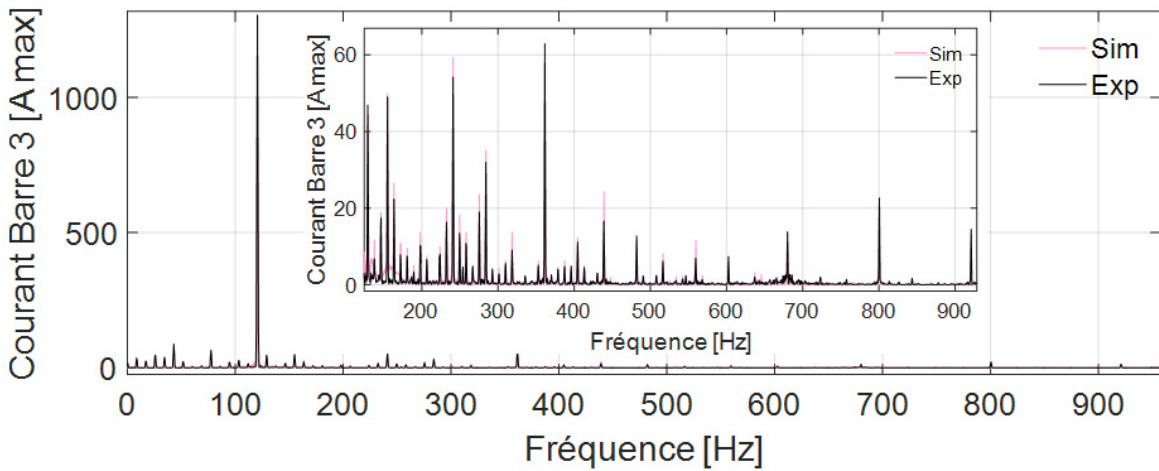
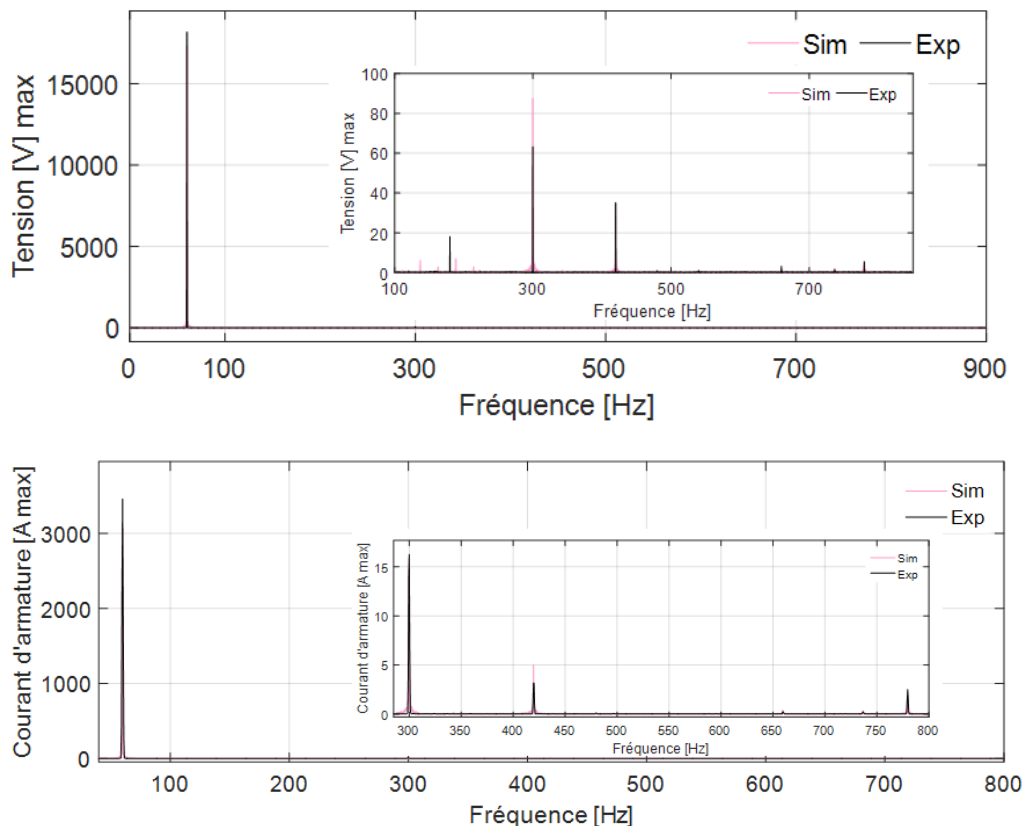


Figure 119: Contenu harmonique de courants de barre pendant le régime permanent lors du court-biphasé 0.5 pu a) Barre 3 b) Barre 5



En examinant le contenu harmonique de la tension ligne-ligne en charge, sur la Figure 120 ci-dessous, on note la présence d'une composante de 180 Hz, de faible amplitude (0.1 % du 60 Hz). Ceci explique la composante de 120 Hz retrouvée dans les courants de barre expérimentaux comme évoqué dans [99] [68] et permet de diagnostiquer la présence d'un défaut qui peut être dû à un léger déséquilibre de la charge expérimentale, car le modèle prédit les autres fréquences dont le 360 Hz, mais ne reproduit pas le 120 Hz. On note également que cette composante agit faiblement sur la barre centrale expérimentale qui a le 120 Hz quatre fois inférieure aux barres aux extrémités. Le 360 Hz dans les barres est causé par les 5<sup>e</sup> et 7<sup>e</sup> rang du courant d'armature (300 Hz et 420 Hz respectivement) [99][68]. La simulation reproduit également cette réaction d'armature. On note que le 300 Hz expérimental a une amplitude similaire à la simulation, mais le 420 Hz simulé est environ 1.5 fois supérieur à l'expérience. En observant les courants de barre, on remarque la même proportionnalité dans le courant de la barre arrière (barre #1) sur ses fréquences dominantes dont le 360 Hz. Le 420 Hz semble influencer le courant de la barre arrière dans ce cas.

En somme, le modèle prédit correctement les différents harmoniques. On note certaines différences dans les amplitudes, plus prononcées sur certains rangs qui pourraient être causées par une variation dans l'entrefer lors de vibrations ou par une saturation non uniforme des harmoniques [84]. De plus, la comparaison a permis de mettre en exergue l'utilisation de certains harmoniques tels que la présence du 180 Hz et le 120 Hz et leur utilité pour le diagnostic de défauts.



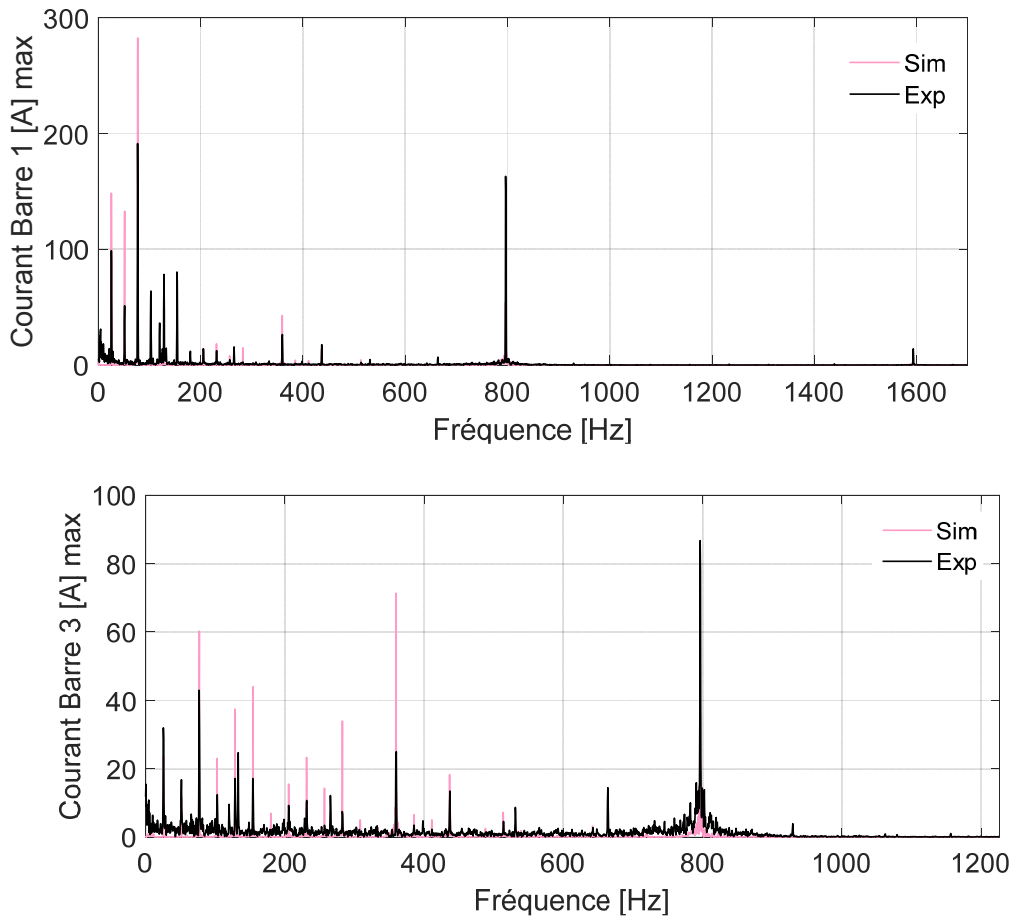


Figure 120: Contenu harmonique lors du test en charge à 0.5 pu a) Tension Ligne-Ligne b) Courant d'armature c) Courant Barre 1 d) Courant Barre 3

## 6.5 Conclusion

En résumé, la performance du modèle circuits-couplés dynamique a été vérifiée sur une machine de grande puissance (109 MVA) lors de défauts tels que des courts-circuits triphasés et biphasés en régime transitoire et permanent ainsi qu'un test en charge. Il a aussi été vérifié que le modèle a une précision très proche de celle des éléments finis en plus du gain en temps de calcul significatif. En effet, cette approche de modélisation permet d'obtenir en moins de 2s des résultats de simulation qui auraient pris 3 h avec une résolution par éléments finis en magnétodynamique. Une simulation en magnétoharmonique (complexe) de 10 min par éléments finis est également réduite à seulement une quarantaine de millisecondes avec le modèle dans le domaine des phaseurs pour des résultats similaires.

Dans l'ensemble, les formes d'onde au stator sont bien prédites. L'utilisation du test SSFR avec le modèle en phaseurs a permis d'adapter le comportement dynamique du modèle pour reproduire le fonctionnement de la machine dont notamment l'effet des courants induits dans le fer. La prise en compte de ces courants se fait par l'intermédiaire d'une impédance ajustable placée entre deux segments de court-circuit de pôles adjacents. En effet, au niveau du rotor, le régime permanent est toujours bien reproduit et les courants de barre pendant la période transitoire sont très bien représentés pour les tests à 0.2 pu. Pour les courts-circuits à 0.5 pu, quelques différences ont été notées sur la période transitoire. À cet effet, la forme générale du courant dans la 3<sup>e</sup> barre, fortement influencée par l'axe q est bien reproduite dans le test triphasé à 0.5 pu contrairement au biphasé à 0.5 pu. Il est fort probable que la composante inverse induise un courant plus élevé dans le fer, ce qui se matérialise par des amplitudes expérimentales plus élevées. Ce courant de fuite semble agir principalement sur l'amplitude des courants sans modifier la forme générale des courants en période transitoire.

La précision des mesures pour ces valeurs à courant élevé est questionnée de même que les approximations du modèle. En effet, certaines caractéristiques géométriques telles que les événements de refroidissement ou une connexion entre pôles ne sont pas pris en compte dans le calcul d'inductances avec les éléments finis. De plus, la saturation des barres est modélisée de façon uniforme sans égard à l'emplacement des barres sur le pôle et l'effet de Peau n'est pas considéré dans le modèle. Malgré cela, la tendance observée dans les résultats expérimentaux est conservée. L'allure générale est toujours bien reproduite et les courants des barres aux extrémités du pôle sont plus élevés que les courants dans la barre centrale, ce qui est aussi prédit dans [17][68][51][100]. En somme, le modèle est capable de reproduire correctement l'allure générale et les différentes constantes de temps malgré les approximations et permet d'avoir une bonne idée de l'ordre de grandeur des formes d'onde ainsi que de leur contenu harmonique.

## Conclusion générale

Les comparaisons avec les mesures expérimentales ont permis de valider la performance du modèle circuits-couplés en termes de précision et de temps de calcul. Utiliser le calcul par éléments finis pour déterminer le couplage magnétique du modèle circuits-couplés permet d'assurer une bonne représentation du contenu harmonique. Il a aussi été vérifié que le modèle a une précision très proche de celle des éléments finis en plus du gain significatif en temps de calcul.

En plus de prendre en compte les harmoniques d'espace de force magnétomotrice et de représenter de façon détaillée tous les circuits électriques au stator et au rotor, la capacité du modèle à simuler une connexion statorique en étoile avec ou sans connexion du neutre a également été validée. Cette modélisation permet d'évaluer le courant dans chaque barre du circuit amortisseur, ce qui l'avantage au modèle dq.

Les résultats obtenus pour les différents tests simulés avec la machine de 5.4 KVA et celle de 109 MVA ont permis de vérifier la performance du modèle à reproduire le fonctionnement d'une machine réelle. En effet, les courants de barre et d'armature ont été bien reproduits dans l'ensemble, de même que la tension d'armature. Les objectifs du mémoire ont été atteints. Cela montre que le modèle peut prédire correctement le fonctionnement d'une machine. On peut en conclure que les phénomènes négligés dans la simulation comme les saturations locales et l'effet de peau dans les barres n'ont pas d'effet significatif sur les formes de courants dans les cas de machine étudiés et permet donc de confirmer la validité du modèle et des hypothèses simplificatrices utilisées.

Cette méthode est prometteuse et le modèle permet de vérifier rapidement les performances d'une machine déjà conçue ou en voie de conception. Cette approche de modélisation est utilisable pour des analyses fines telles que le diagnostic. De plus, le modèle est flexible et il serait possible de rajouter des blocs Simulink par exemple pour d'autres applications et l'améliorer pour une prise en compte de l'excentricité et le calcul des pertes au rotor.

# Bibliographie

- [1] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*. New York, London: McGraw-Hill, 1994.
- [2] F. Therrien, "Numerically efficient modeling of saturable ac machines for power systems electromagnetic transients simulation," *University of British Columbia*, 2015.
- [3] L. L. Grigsby, *Power system stability and control*, 3rd ed. Boca Raton: Taylor & Francis, 2012.
- [4] L. Lupsa-Tataru, "Comparative simulation study on synchronous generators sudden short circuits," *Modelling and Simulation in Engineering*, vol. 2009, p. 8, 2009.
- [5] *IEC 60034-1 Rotating electrical machines – Part 1: Rating and performance*, 2004.
- [6] C. K. Duffey and R. P. Stratford, "Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 6, pp. 1025–1034, 1989.
- [7] R. B. George and B. B. Bessesen, "Generator Damper Windings at Wilson Dam," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 58, no. 4, pp. 166–172, 1939.
- [8] J. H. Walker, *Large Synchronous Machines*: Clarendon Press, 1981.
- [9] M. Ranlöf, "Electromagnetic Analysis of Hydroelectric Generators,"
- [10] G. Traxler-Samek, T. Lugand, and A. Schwery, "Calculation of power losses in the damper winding of large hydrogenerators at open-circuit and load conditions," *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, pp. 1–6, 2008.
- [11] S. Keller, "Large low speed hydrogenerators-UMP and additional damper losses in eccentricity conditions," 2007.
- [12] S. Keller, Mai Tu Xuan, and J. J. Simond, "Computation of the no-load voltage waveform of laminated salient-pole synchronous generators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 681–687, 2006.
- [13] H. Karmaker and A. M. Knight, "Investigation and Simulation of Fields in Large Salient-Pole Synchronous Machines with Skewed Stator Slots," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 3, pp. 604–610, 2005.
- [14] L. Quéval, M. Sekino, and H. Ohsaki, "A Coupled FE Phase-Domain Model for Superconducting Synchronous Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, p. 5200804, 2012.
- [15] L. Queval and H. Ohsaki, "Nonlinear abc-Model for Electrical Machines Using N-D Lookup Tables," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 1, pp. 316–322, 2015.
- [16] I. Boldea, Boldea, I. Synchronous generators, and Boldea, I. Variable speed generators, *The electric generators handbook*. Boca Raton, Fla, London: CRC/Taylor & Francis, 2006.
- [17] T. Nitta, T. Okada, T. Naito, and S. Moriyasu, "Analysis of damper winding current of synchronous generator due to space subharmonic MMF," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 6, pp. 2643–2646, 1983.
- [18] G. Traxler-Samek, T. Lugand, and A. Schwery, "Additional Losses in the Damper Winding of Large Hydrogenerators at Open-Circuit and Load Conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 154–160, 2010.
- [19] C. Bassi, D. Giulivo, and A. Tassarolo, "Transient finite-element analysis and testing of a salient-pole synchronous generator with different damper winding design solutions," *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–7, 2010.

- [20] E. Schlemmer and G. Ofner, "Finite-Element-investigations of the transient behaviour of salient pole synchronous machines with different damper end connections," *Electrical Machines, 2008. ICM 2008. 18th International Conference on*, pp. 1–6, 2008.
- [21] O. A. Mohammed, S. Liu, and Z. Liu, "A phase variable model of brushless dc motors based on finite element analysis and its coupling with external circuits," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 5, pp. 1576–1579, 2005.
- [22] A.Z. Gbégbé, B. Rouached, J. Cros, M. Bergeron, and P. Viarouge, "Damper Currents Simulation of Large Hydro-generator using Combination of FEM and Coupled Circuits Models," *submitted to IEEE Trans. Energy Conversion*, mar.2016.
- [23] U. Karaagac, J. Mahseredjian, and O. Saad, "An efficient synchronous machine model for electromagnetic transients," *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, p. 1, 2012.
- [24] K. Breitfelder and D. Messina, "IEEE 100: the authoritative dictionary of IEEE standards terms," *Standards Information Network IEEE Press. v879*, 2000.
- [25] L. Lasne, *Électrotechnique et énergie électrique*, 2nd ed. Paris: Dunod, impr. 2013.
- [26] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*: John Wiley & Sons, 2013.
- [27] T. A. Lipo, "Theory and control of synchronous machines," *Lecture Notes for ECE*, vol. 511, pp. 1–5, 1987.
- [28] Xiaogang Luo, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of synchronous reluctance machines," *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994, Conference Record of the 1994 IEEE*, p. 281-289 vol.1, 1994.
- [29] J. Bladh, M. Wallin, L. Saarinen, and U. Lundin, "Standstill Frequency Response Test on a Synchronous Machine Extended With Damper Bar Measurements," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 46–56, 2016.
- [30] O. Rodriguez and A. Medina, "Efficient methodology for the transient and periodic steady-state analysis of the synchronous machine using a phase coordinates model," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 2, pp. 464–466, 2004.
- [31] O. Rodriguez and A. Medina, "Synchronous machine stability analysis using an efficient time domain methodology: Unbalanced operation analysis," vol. 2, pp. 677–681, 2002.
- [32] M. Ranlöf, J. Bladh, and U. Lundin, "Use of a finite element model for the determination of damping and synchronizing torques of hydroelectric generators," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 844–851, 2013.
- [33] L. Wang *et al*, "Methods of Interfacing Rotating Machine Models in Transient Simulation Programs," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 891–903, 2010.
- [34] K. H. Chan, J. A. Parle, and E. Acha, "Real-time transient simulation of multimachine power system networks in the phase domain," in *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, 2004, pp. 192–200.
- [35] H. Karmaker and Chunting Mi, "Improving the starting performance of large salient-pole synchronous machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 4, pp. 1920–1928, 2004.
- [36] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics Part I: Modeling and Transformation," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, 1983.
- [37] C. A. Gross, *Electric machines*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2007.

- [38] O. A. Mohammed, S. Liu, and Z. Liu, "Physical modeling of PM synchronous motors for integrated coupling with Machine drives," *IEEE Trans. Magn*, vol. 41, no. 5, pp. 1628–1631, 2005.
- [39] B. Rouached, M. Bergeron, J. Cros, and P. Viarouge, "Transient Fault Responses of a Synchronous Generator with a Coupled Circuit Model," *IEMDC conf*, 2015.
- [40] L. Queval and H. Ohsaki, "Study on the implementation of the phase-domain model for rotating electrical machines," *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on*, pp. 1–6, 2012.
- [41] S. D. Pekarek, O. Wasynczuk, and H. J. Hegner, "An efficient and accurate model for the simulation and analysis of synchronous machine/converter systems," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 1, pp. 42–48, 1998.
- [42] E. Deng and N. Demerdash, "A coupled finite-element state-space approach for synchronous generators. I. model development," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 2, pp. 775–784, 1996.
- [43] J. A. Martinez-Velasco, *Power system transients: Parameter determination*. Boca Raton: CRC Press/Taylor & Francis Group, 2010.
- [44] A. Tessarolo, C. Bassi, and D. Giulivo, "Time-Stepping Finite-Element Analysis of a 14-MVA Salient-Pole Shipboard Alternator for Different Damper Winding Design Solutions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 6, pp. 2524–2535, 2012.
- [45] M. M. Rahimian and K. Butler-Purry, "Modeling of synchronous machines with damper windings for condition monitoring," *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, pp. 577–584, 2009.
- [46] V. Ostovic, "A novel method for evaluation of transient states in saturated electric machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 1, pp. 96–100, 1989.
- [47] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, and H. Meshgin-Kelk, *Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis*: CRC Press, 2012.
- [48] B. Asghari and V. Dinavahi, "Permeance network based real-time induction machine model," pp. 1–6, 2009.
- [49] A. M. Knight, H. Karmaker, and K. Weeber, "Use of a permeance model to predict force harmonic components and damper winding effects in salient-pole synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 478–484, 2002.
- [50] G. Traxler-Samek, A. Schwery, and E. Schmidt, "Analytic calculation of the voltage shape of salient pole synchronous generators including damper winding and saturation effects," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 22, no. 4, pp. 1126–1141, 2003.
- [51] G. Traxler-Samek, T. Lugand, and A. Schwery, "Calculation of power losses in the damper winding of large hydrogenerators at open-circuit and load conditions," in *Electrical Machines, 2008. IEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1–6.
- [52] M. Ranlöf, R. Perers, and U. Lundin, "On Permeance Modeling of Large Hydrogenerators With Application to Voltage Harmonics Prediction," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 4, pp. 1179–1186, 2010.
- [53] M. Ranlof and U. Lundin, "The rotating field method applied to damper loss calculation in large hydrogenerators," *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–6, 2010.
- [54] N. Bianchi, *Electrical machine analysis using finite elements*. Boca Raton, Fla, London: CRC, 2005.

- [55] C. Danielsson, *Analysis of synchronous machine dynamics using a novel equivalent circuit model*. Stockholm: Skolan för elektro- och systemteknik, Kungliga Tekniska högskolan, 2009.
- [56] N. M. Abe, J. R. Cardoso, and A. Foggia, "Coupling electric circuit and 2D-FEM model with Dommel's approach for transient analysis [of EM devices]," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 3487–3490, 1998.
- [57] Wang Hongyu, Xu Guorui, Liu Xiaofang, and Zhao Haisen, "Time Step Finite Element analysis for synchronous generator's asynchronous operation during loss of field," *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, pp. 1–4, 2012.
- [58] H. C. Kamiaker, "Time-stepping finite element analysis of starting performance of large salient-pole synchronous machines," *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, vol. 3, p. 1565-1570 vol.3, 2003.
- [59] I. A. Tsukerman, A. Konrad, G. Meunier, and J. C. Sabonnadiere, "Coupled field-circuit problems: trends and accomplishments," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 2, pp. 1701–1704, 1993.
- [60] Ping Zhou, T. E. McDermott, Z. J. Cendes, and M. A. Rahman, "Steady state analysis of synchronous generators by a coupled field-circuit method," *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, p. WC2/2.1, 1997.
- [61] E. Lange, F. Henrotte, and K. Hameyer, "An Efficient Field-Circuit Coupling Based on a Temporary Linearization of FE Electrical Machine Models," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 3, pp. 1258–1261, 2009.
- [62] H. de Gersem, K. Hameyer, and T. Weiland, "Field-circuit coupled models in electromagnetic simulation," *Journal of computational and applied mathematics*, vol. 168, no. 1, pp. 125–133, 2004.
- [63] P. Zhou *et al*, "Numerical modeling of electrical machines and its application," *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 3, p. 1936-1942 vol.3, 2002.
- [64] F. Piriou and A. Razeq, "Coupling of saturated electromagnetic systems to non-linear power electronic devices," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 274–277, 1988.
- [65] 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 Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 2, pp. 785–794, 1996.
- [66] Fang Deng and N. A. Demerdash, "Comprehensive salient-pole synchronous machine parametric design analysis using time-step finite element-state space modeling techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 3, pp. 221–229, 1998.
- [67] A. Merkhouf, A. Aguiar, M. Chaaban, C. Hudon, "Damper Windings Performance Evaluation in LargeHydro Electrical Generators,"
- [68] J. Matsuki, T. Katagi, and T. Okada, "Slot ripples in the damper windings of a salient-pole synchronous generator," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 1, pp. 126–134, 1994.
- [69] A. R. Munoz and T. A. Lipo, "Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 6, pp. 1332–1340, 1999.
- [70] C. Mishra, A. Routray, and S. Mukhopadhyay, "Experimental Validation of Coupled Circuit Model and Simulation of Eccentric Squirrel Cage Induction Motor," *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, pp. 2348–2353, 2006.



- [71] Z. Wu and O. Ojo, "Coupled-circuit-model simulation and airgap-field calculation of a dual-stator-winding induction machine," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, no. 3, pp. 387–400, 2006.
- [72] M. Ojaghi and J. Faiz, "Extension to Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines to Include Variable Degrees of Saturation Effects," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 11, pp. 4053–4056, 2008.
- [73] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, H. Henao, and G. A. Capolino, "Coupled magnetic circuit modeling of the stator windings faults of induction machines including saturation effect," *Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on*, vol. 1, p. 148-153 Vol. 1, 2004.
- [74] A. I. Megahed and O. P. Malik, "Simulation of internal faults in synchronous generators," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 1306–1311, 1999.
- [75] X. Wang, S. Chen, W. Wang, Y. Sun, and L. Xu, "A study of armature winding internal faults for turbogenerators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 3, pp. 625–631, 2002.
- [76] G. Bossio, C. de Angelo, G. Garcia, J. Solsona, and M. I. Valla, "Analysis of a position estimation strategy using a multiple-coupled circuits model of the induction motor," *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, p. 822-827 vol.1, 2002.
- [77] T. A. Lipo, *Analysis of synchronous machines*: CRC Press, 2012.
- [78] A. Banyai, B. Kawkabani, J.-J. Simond, I.-A. Viorel, and L. Vicol, "On the damper-bar current calculation for high power salient poles synchronous machines," *Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2008. OPTIM 2008. 11th International Conference on*, pp. 9–14, 2008.
- [79] 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*, 2014.
- [80] N. A. Demerdash, J. F. Bangura, and A. A. Arkadan, "A time-stepping coupled finite element-state space model for induction motor drives. I. Model formulation and machine parameter computation," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 1465–1471, 1999.
- [81] W. Liang, J. Wang, T. Lu, and W. Fang, "A New Method for Multiple Finite-Element Models in Cosimulation With Electrical Circuit Using Machine Multiloop Modeling Scheme," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 12, pp. 6583–6590, 2014.
- [82] N. C. Kar and A. M. El-Serafi, "Measurement of the saturation characteristics in the quadrature axis of synchronous machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 690–698, 2006.
- [83] R. Wamkeue, N. N. Leandre, and F. Slaoui-Hasnaoui, "System normalization and iron saturation based on generalized coupled circuits analysis as fundamentals for electric machines modeling course," *Frontiers in Education Conference, 2013 IEEE*, pp. 1748–1753, 2013.
- [84] Hua Bai *et al*, "Incorporating the Effects of Magnetic Saturation in a Coupled-Circuit Model of a Claw ndash;Pole Alternator," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 290–298, 2007.
- [85] J. Matsuki, T. Katagi, and T. Okada, "Effect of slot ripples on damper windings of synchronous machines," *Industrial Electronics, 1992, Proceedings of the IEEE International Symposium on*, p. 864-865 vol.2, 1992.
- [86] H. Rehaoulia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Modeling of synchronous machines with magnetic saturation," *Electric power systems research*, vol. 77, no. 5, pp. 652–659, 2007.
- [87] T. A. Lipo and A. Consoli, "Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, no. IA-20, pp. 180–189, 1984.

- [88] J. O. Ojo and T. A. Lipo, "An improved model for saturated salient pole synchronous motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 1, pp. 135–142, 1989.
- [89] L. Wang, J. Jatskevich, N. Ozog, and A. Davoudi, "A simple explicit method of representing magnetic saturation of salient-pole synchronous machines in both rotor axes using matlab-simulink," *Electrical and Computer Engineering, 2007. CCECE 2007. Canadian Conference on*, pp. 256–259, 2007.
- [90] J. Figueroa, C. Brocart, J. Cros, and P. Viarouge, "Simplified simulation methods for polyphase brushless DC motors," *Mathematics and Computers in simulation*, vol. 63, no. 3-5, pp. 209–224, 2003.
- [91] Charles Brocart, *Modélisation d'une machine synchrone multiphasée à aimants alimentée par un onduleur de tension commandé en courant*: Stage au LEEPCI de l'Université Laval-Québec, 2000-2001.
- [92] B. Saint-Jean, *Électrotechnique et machines électriques*. Paris: Eyrolles, 1976.
- [93] "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 (Revision of IEEE Std 115-1995)*, pp. 1–219, 2010.
- [94] *MATLAB Simulink Release 2015b, the MathWorks, Inc, Natick, MA, USA*.
- [95] José R. Figueroa *et al*, "Wanapum Dam Research Campaign - A success story between manufacturing, research and plant operation," 2015.
- [96] M. Bergeron, J. Cros, J. Niehenke, J. Figueroa and C. Messier, "Hydro generator damper bar current measurement at Wanapum dam," *submitted to IEEE Trans. Energy Conversion*, dec.2015.
- [97] A. Kladas and A. Razek, "Eddy currents modelling in synchronous machines during starting accounting for the nature of damper end connections," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 186–189, 1988.
- [98] T. Naito, J. Matsuki, T. Okada, and C. Uenosono, "Analysis of damper winding currents in salient-pole generator taking into account the magnetic saturation," *Electrical engineering in Japan*, vol. 102, no. 4, pp. 107–114, 1982.
- [99] J. Matsuki, H. Taoka, Y. Hayashi, S. Iwamoto, and A. Daikoku, "Verification of effect of damper windings on the transient condition of synchronous generator," *Electrical engineering in Japan*, vol. 180, no. 2, pp. 33–42, 2012.
- [100] S. B. Jovanovski, "Calculation and Testing of Damper-Winding Current Distribution in a Synchronous Machine with Salient Poles," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-88, no. 11, pp. 1611–1619, 1969.