



Université  
de Toulouse

# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

**Délivré par :**

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

**Discipline ou spécialité :**

Génie Electrique

---

**Présentée et soutenue par :**

M. CLEMENT FILLEAU

le vendredi 13 octobre 2017

**Titre :**

Mise en place d'une méthodologie de modélisation en vue du diagnostic  
des défauts électriques des alternateurs

---

**Ecole doctorale :**

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

**Unité de recherche :**

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

**Directeur(s) de Thèse :**

M. PASCAL MAUSSION

M. ANTOINE PICOT

**Rapporteurs :**

M. GERARD CHAMPENOIS, UNIVERSITE DE POITIERS

Mme AFEF LBOUC, INP DE GRENOBLE

**Membre(s) du jury :**

M. CLAUDE MARCHAND, UNIVERSITE PARIS 11, Président

M. ANTONIO J. MARQUES CARDOSO, UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR, Membre

M. EMILE MOUNI, LEROY SOMER ANGOULEME, Membre



# Résumé

---

Devant la forte demande mondiale en énergie électrique, les alternateurs à diodes tournantes constituent une solution largement répandue dans les installations de génération d'électricité de fortes puissances (hydraulique, fossile et éolien) ainsi que dans les applications ilotées sous forme de groupes électrogènes ou de petits alternateurs intégrés dans les systèmes embarqués. La renommée de ce type d'alternateur s'est construite sur leurs robustes constitutions mécanique et électrique et sur leur parfaite adaptabilité au type de charge alimentée. Néanmoins, l'utilisation de ces machines dans des conditions de fonctionnement très contraignantes, que cela soit à cause des fortes puissances demandées par les applications industrielles ou des contraintes environnementales dans lesquelles travaillent les alternateurs isolés, engendre une recrudescence de défauts, principalement de types électriques, à l'intérieur du système. L'apparition de ces défaillances est extrêmement délétère pour des applications à haut niveau de service et dont un arrêt intempestif peut engendrer des coûts de maintenance et d'immobilisation très élevés pour les opérateurs.

Devant la nécessité de planifier de façon optimisée les opérations de maintenance à effectuer sur les alternateurs, il est possible de mettre en place des stratégies de diagnostic qui surveillent l'apparition des principales défaillances susceptibles de toucher ce type de machine. Bien que les modifications imprévisibles du point de fonctionnement liées à la charge compliquent la tâche, il est envisageable de mettre en lumière la présence de défauts de court-circuit dans les bobinages ainsi que des défaillances de diodes dans le pont redresseur triphasé en étudiant les modifications des formes d'ondes des signaux électriques générés. Ce travail est décrit dans la présente thèse. Face au manque d'antécédents sur le sujet, une grande partie des recherches s'est focalisée sur la conception et la mise en place d'un modèle numérique d'alternateur à diodes tournantes représentatif des formes d'ondes réelles en régimes sain et défaillant, tâche non triviale étant donné le caractère saillant des pôles de l'alternateur. Pour répondre à ces attentes, un processus original de co-simulation a été mis en place présentant une identification des inductances de l'alternateur sous Flux2D et une estimation numérique des équations différentielles du système sous Matlab. Cette modélisation fiable a par la suite permis une sélection d'indicateurs de diagnostic par analyse fréquentielle des signaux électriques qui sont capables, sans ajout de capteurs supplémentaires, d'informer l'utilisateur sur la présence de défauts à l'intérieur du système. Afin de s'assurer une bonne compréhension des phénomènes, un grand soin a été apporté à la justification théorique des modifications spectrales introduites par les défauts dans les signaux électriques.

Une importante campagne d'essais expérimentaux a permis la validation des modèles sain et défaillant grâce à la réalisation, par la société Nidec Leroy-Somer, d'un alternateur capable de simuler des défauts de court-circuit inter-spores stator. Ces essais ont mis au jour la possibilité de détecter les défauts dans de nombreuses configurations de court-circuit, mais également la difficulté de les prévoir de façon anticipée, ouvrant par là même de nombreuses perspectives de recherche.

## Mots-clefs

- Alternateur synchrone à diodes tournantes
- Modélisations numériques
- Co-simulation Flux2D/Matlab
- Identification des inductances
- Équations différentielles
- Diagnostic
- Court-circuit inter-spores stator
- Analyse fréquentielle
- Indicateurs de défauts

# Abstract

---

Considering human's huge needs in electrical energy, power alternators equipped with integrated rotating rectifiers represent a widely used solution. Indeed, this type of generator equips most of the industrial electrical power plants (hydro, fossil and wind) as well as isolated applications in the form of Diesel generators or on-board alternators. Due to their robustness and their electrical adaptability, power alternators have acquired a solid reputation and are therefore considered as an obvious solution when dealing with energy production activities. Nonetheless, the hard conditions to which they are constrained imply a dramatic deterioration of their mechanical and electrical components that can lead to serious damages, such as the loss of diodes or the emergence of short-circuits in the alternator's coils. Such damages can make it impossible for the alternator either to fully deliver the expected power or to simply continue being operated, engendering in both cases a forced outage of the alternator and impacting dramatically the maintenance and exploitation costs.

In order to avoid such issues, a setting up of diagnostic methods has been considered in this work. Even though the modifications of the electrical load is a big matter proper to electrical generation applications, a diagnostic method consisting in the monitoring of electrical signal spectra may be undertaken and can inform the user about the apparition of unintended faults. Due to the lack of knowledge on the electrical malfunctions of this kind of alternator, a great part of the thesis has been dedicated to the numerical modelling of the complete system, in healthy as well as in faulty operating conditions. Because of the salience of the rotor poles, an accurate representation of the alternator's inductances constitutes a key point of a faithful simulation of the signals' waveforms. To offer a more convenient model, an original co-simulation process between Flux2D and Matlab has been developed. It is composed of an easy-to-use numerical model based on differential equations developed in Matlab and conserves the inductances accuracy thanks to an identification with the finite elements in Flux2D. This model could then be used to develop a diagnostic methodology based on the surveillance of several spectral components specific to different electrical signals. These components have proven themselves sensitive to the fault and offer by the way a clear view of the state of health of the system. Furthermore, a theoretical study has been undertaken to demonstrate the modifications of the fault indicators created by the occurrence of an electrical fault.

In addition, a thorough test campaign has been realised in order to confirm the validity of both the numerical models and the diagnostic methodology. This campaign has become feasible thanks to the development of a special 27kVA alternator by Nidec Leroy-Somer, in which additional plugs have been inserted to give access to different turns of a stator coil, and thus to enable the realisation of stator inter-turn short-circuits. The campaign has brought valuable information about the opportunities to detect a short-circuit in a primitive phase and let the doors open to further researches in this domain.

## Keywords

- Power alternator with rotating rectifier
- Numerical modelling
- Co-simulation Flux2D/Matlab
- Inductances identification
- Differential equations
- Diagnostic
- Stator inter-turn short-circuit
- Spectral analysis
- Faults indicators



# Introduction générale

---

« La fin du monde, ou plutôt, la fin du monde dans lequel nous avons jusque-là vécu, commença de la façon la plus simple et la moins dramatique. L'électricité s'éteignit. » Robert Merle, Malevil.

Bien que très inhomogène, l'accès à l'électricité est à n'en pas douter une des conditions essentielle à la qualité de vie de l'être humain. Parmi les nombreux vecteurs d'énergie disponibles dans la nature, l'électricité fait partie des plus efficaces et des plus utilisés dans le monde. L'être humain a été capable de trouver d'ingénieux moyens permettant de transformer en électricité les énergies primaires à sa disposition, telles que le charbon, le pétrole, la radioactivité, le rayonnement solaire ou les énergies éolienne et maritime. Les machines de conversion électromécanique occupent une place prépondérante dans ce processus de transformation et particulièrement les générateurs synchrones, capables à la fois de délivrer les très fortes puissances requises par les réseaux électriques nationaux et également de s'adapter aux conditions de fonctionnement diverses imposées par les charges auxquelles ils sont connectés. Cependant, la constante progression de la demande en énergie électrique observée au cours des dernières décennies ([1], [2], [3], [4]) se répercute sur les générateurs qui sont, en plus d'être dimensionnés afin de fournir de plus en plus de puissance, également soumis à des contraintes de fonctionnement extrêmement sévères, notamment lors de leur utilisation en tant qu'unique générateur dans un réseau isolé. Les générateurs isolés représentent un point névralgique de la problématique d'accès à l'énergie électrique. En effet, ces générateurs Diesel constituent pour les populations les plus pauvres une source inestimable leur permettant de subvenir à leurs besoins les plus vitaux et de démarrer un processus de développement social et économique. Le Cambodge en est un exemple frappant puisque, selon [5], « environ 80% de la population vit dans les zones rurales et 75% des ménages sont sans réseau électrique. Ils utilisent une batterie, le moteur Diesel, des bougies ou du kérosène pour l'éclairage, la télévision, les multimédia et autres appareils ménagers ». En conséquence, les études de fiabilité menées par les constructeurs de machines tels que Nidec Leroy-Somer ou publiées dans des articles scientifiques [6] s'avèrent essentielles. Elles montrent l'apparition fréquente de défauts, notamment d'origine électrique, qui détériorent les différents composants de l'alternateur et peuvent entraîner, sinon sa perte, tout du moins une chute significative de son efficacité. De plus, la moindre défaillance de ces systèmes de génération peut avoir pour conséquence de gros déficits financiers pour les opérateurs qui rêvent d'un monde où l'ensemble des défaillances inhérentes aux alternateurs serait parfaitement prévisible. Selon [7], les coûts de fonctionnement et de maintenance représentent le second poste de dépense pour les générateurs Diesel, derrière l'achat de combustible et devant l'acquisition de la machine. Pour le maintien d'un niveau de service élevé et dans le but d'étendre l'installation de moyens de production d'électricité à des zones isolées et difficiles d'accès, une nécessaire amélioration de l'estimation de l'état de santé des alternateurs et de leurs besoins en maintenance est à envisager.

Dans cette optique, les travaux réalisés au cours de cette thèse se sont focalisés sur la mise en place d'outils permettant à terme le diagnostic et visant la mise en lumière des impacts de défauts d'origine électrique sur les différents signaux produits par l'alternateur. Ces impacts se traduisent essentiellement par la modification des propriétés temporelles et fréquentielles des signaux, pouvant informer l'utilisateur sur la présence de défaillances dans le système de génération. Le développement d'un modèle numérique fiable est une condition *sine qua non* dans la mise en place d'une méthodologie de diagnostic robuste et sensible. Le développement et la mise au point du modèle de l'alternateur ont occupé la majeure partie de ces travaux et ont conduit vers de nouvelles méthodes de modélisation. L'innovation est un processus universel et la citation du célèbre musicien de jazz Clark Terry « imite, assimile et ensuite innove », est étonnante de vérité dans le domaine du génie électrique. L'imitation se traduit dans la présente thèse par une étude de modèles numériques de Park, très largement répandus pour la simulation des machines électriques. L'assimilation de connaissances sur leur structure et sur les formes d'ondes incohérentes qu'ils produisent a servi à alimenter un terreau fertile à partir duquel un processus d'innovation pouvait éclore et s'épanouir. Ce dernier a pris la forme d'une nouvelle méthode de simulation numérique des alternateurs synchrones à diodes tournantes qui permet de prendre en compte l'ensemble des éléments présents dans le système et d'obtenir une excellente précision au niveau des formes d'ondes des signaux électriques. Le processus d'innovation s'est ensuite poursuivi au travers de la mise en

lumière de potentiels indicateurs de défauts basés sur les caractéristiques harmoniques des signaux électriques, ainsi que par l'analyse de relevés expérimentaux, dont les conclusions serviront peut-être aux futurs chercheurs du domaine. Ces travaux de thèse ont majoritairement été effectués au sein du laboratoire LAPLACE (Laboratoire PLAsma et Conversion d'Énergie) dans le groupe de recherche CODIASE (COMmande et DIAgnostic des Systèmes Électriques). Dans le cadre de la convention CIFRE, la coopération avec l'entreprise Nidec Leroy-Somer a permis de faire fructifier de nombreuses idées et de réaliser des validations expérimentales très riches en enseignements. Ce manuscrit est divisé en quatre grandes thématiques qui retranscrivent l'ensemble des résultats obtenus au cours de ces trois années.

Le premier chapitre demeure fidèle aux traditions. Il rend compte du processus de recherche bibliographique aboutissant à l'acquisition de connaissances suffisamment solides et exhaustives dans le domaine du diagnostic des alternateurs à diodes tournantes. Il décrit pour cela les contextes industriel et scientifique dans lesquels ces travaux ont été entrepris et justifie la nécessité de recherches supplémentaires dans le domaine du diagnostic des générateurs synchrones à diodes. Les défauts de type électrique s'avèrent particulièrement intéressants pour les constructeurs de machines électriques tels que Nidec Leroy-Somer à cause de la récurrence de telles défaillances dans les alternateurs de moyennes et fortes puissances. Une fois le contexte établi, un état de l'art scientifique dédié aux défauts de type électrique dans les alternateurs synchrones à diodes tournantes est présenté. Il s'efforce de qualifier, de manière la plus concise et objective possible, les points abordés par les articles existants, les résultats obtenus et également les questionnements laissés de côté.

Le deuxième chapitre entre dans le cœur du sujet avec la présentation de la modélisation numérique en régime sain d'un système de génération à diodes tournantes complet comprenant un système d'excitation, un redresseur triphasé à diodes et un alternateur principal connecté à sa charge électrique. Devant l'importance accordée aux formes d'ondes des signaux électriques par une méthode de diagnostic basée sur des opérations de traitement du signal, une attention particulière a été apportée à la caractérisation des inductances propres aux alternateurs du système, garantes de la représentativité des formes d'ondes des signaux électriques qu'elles engendrent. La saillance de ces alternateurs est en effet un facteur clef qu'il convient de ne pas négliger, sous peine d'obtenir des signaux approximatifs tels que ceux générés par les modèles de type DQ. C'est ainsi que l'idée du processus de co-simulation entre les logiciels Flux2D et Matlab décrit dans ce chapitre a émergé.

Le troisième chapitre prolonge dans un premier temps le volet modélisation numérique par une description de l'adaptation du modèle sain à un cas de défaut de court-circuit inter-spires dans une bobine stator de l'alternateur principal. Les détails des modifications effectuées à la fois dans les modèles Flux2D et Matlab y sont développés. La suite du chapitre se concentre sur la mise en place, la réalisation et l'analyse d'une campagne d'essais expérimentaux qui a permis la validation des modèles sain et défaillant. Ces essais expérimentaux ont pu être réalisés grâce à la mise à disposition, par la société Nidec Leroy-Somer, d'un alternateur de 27kVA spécialement équipé de prises d'accès à certaines spires composant un des bobinages du stator.

En dernier lieu, le quatrième chapitre s'articule autour d'une caractérisation théorique des modifications harmoniques apportées par les différents défauts susceptibles d'intervenir dans les alternateurs synchrones à diodes tournantes. A partir des expressions des différentes forces magnétomotrices générées dans le système, l'étude s'applique à déterminer quelles composantes spectrales sont présentes dans les signaux électriques sains, puis à cibler les fréquences auxquelles les raies harmoniques sont modifiées lors de l'apparition du défaut considéré. Plutôt calculatoire, ce chapitre matérialise une rampe de lancement ouvrant la voie vers une étude théorique complète de l'alternateur. Le modèle harmonique obtenu pourrait apporter des renseignements précis sur les modifications spectrales à attendre lors de l'apparition d'un défaut, aussi bien électrique que mécanique.

Des avancées intéressantes au niveau des modélisations numériques saine et défaillante des alternateurs à diodes tournantes ont ainsi été réalisées au cours de ces travaux. La conclusion générale située à la fin de ce manuscrit en offre une vision synthétique et expose également les perspectives d'amélioration des modèles et de développement d'un diagnostic global et efficace pour ces machines.

## Références

- [1] “Energy History.” [Online]. Available: [http://www.fas.harvard.edu/~histecon/energyhistory/publications\\_energy.html](http://www.fas.harvard.edu/~histecon/energyhistory/publications_energy.html). [Accessed: 31-Mar-2017].
- [2] “La consommation d’électricité en chiffres,” *EDF France*, 20-Jul-2015. [Online]. Available: <https://www.edf.fr/groupe-edf/espaces-dedies/l-energie-de-a-a-z/tout-sur-l-energie/le-developpement-durable/la-consommation-d-electricite-en-chiffres>. [Accessed: 19-Jun-2017].
- [3] M. Marty, D. Dixneuf, and D. Garcia Gilabert, *Principes d’électrotechnique*, Dunod, 2005.
- [4] G. Borvon, *Histoire de l’électricité : de l’ambre à l’électron*. Vuibert, 2009.
- [5] P. Chrin, *Contribution to electric energy generation for isolated-rural areas using 2nd life components and renewable energies : modelling and control of an induction generator*. 2016.
- [6] “Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 853–864, Jul. 1985.
- [7] A. A. Setiawan, S. A. Ramadhan, N. S. Wahyuni, A. N. Hidayah, M. L. N. R. Arifin, and H. Suyatna, “Economic Analysis Comparison between Solar Photovoltaic and Diesel Generator for Water Pumping System in an Indonesia Rural Karsts Area,” *KnE Energy*, vol. 2, no. 2, pp. 8–15, Dec. 2015.



# Table des matières

---

<b>Résumés</b> .....	1
<b>Introduction générale</b> .....	3
<b>Tables des matières</b> .....	7
<b>Table des figures</b> .....	11
<b>Table des tableaux</b> .....	19

## **Chapitre 1 : État de l'art**

1. Introduction.....	21
2. La génération d'électricité.....	22
2.1. Besoin sociétal en énergie électrique.....	22
2.2. Les génératrices et leurs utilisations.....	25
2.2.1. Génératrices asynchrones.....	25
2.2.2. Alternateurs synchrones.....	27
2.3. Présentation du système.....	29
3. Présentation des défauts dans les alternateurs.....	33
3.1. Défauts électriques.....	33
3.2. Défauts mécaniques.....	35
3.3. Perturbations externes.....	38
4. Étude bibliographique du diagnostic dans les alternateurs à diodes tournantes.....	39
4.1. Besoins en diagnostic.....	39
4.2. Méthodes de diagnostic.....	41
4.3. Défauts électriques.....	43
4.4. Défauts mécaniques.....	51
4.5. Évaluation des indicateurs.....	53
4.6. Méthodes de classification.....	54
5. Conclusion.....	58
6. Références.....	58

## **Chapitre 2 : Modélisation de l'alternateur à diodes tournantes en mode sain**

1. Introduction.....	61
2. Expression des équations analytiques du système.....	62
2.1. Modélisation par schéma-blocs.....	62
2.2. Excitatrice et pont de diodes.....	64
2.3. Alternateur principal et charge électrique de sortie.....	68
3. Caractérisation des inductances propres et mutuelles par éléments finis sous Flux2D.....	72

3.1.	Description géométrique.....	73
3.2.	Description physique.....	74
3.3.	Description électrique.....	77
3.4.	Maillage du domaine.....	78
3.5.	Démarche appliquée à l'excitatrice.....	79
3.6.	Mise en place de l'identification et définition du scénario de résolution.....	80
3.7.	Principaux résultats.....	82
4.	Algorithme de résolution des équations différentielles sous Matlab.....	85
4.1.	Adaptation des équations différentielles.....	85
4.2.	Méthode d'analyse numérique pour la résolution des équations différentielles.....	87
4.3.	Algorithme de résolution des équations différentielles sous Matlab.....	91
4.4.	Amélioration du programme Matlab.....	92
5.	Validation du processus de modélisation Flux2D/Matlab.....	94
5.1.	Vérification de résultats par éléments finis sous Flux2D.....	94
5.2.	Test de linéarité.....	97
5.3.	Comparaison du modèle Flux2D/Matlab aux modèles DQ.....	98
5.4.	Validation du modèle par comparaison aux essais expérimentaux.....	101
6.	Conclusion.....	108
7.	Références.....	109

### **Chapitre 3 : Modélisation en vue du diagnostic d'un alternateur à diodes tournantes avec défauts de court-circuit inter-spires stator**

1.	Introduction.....	111
2.	Principes généraux de modélisation des défauts de court-circuit inter-spires.....	112
3.	Intégration de défauts de court-circuit inter-spires stator au modèle Flux2D/Matlab.....	113
3.1.	Identification des inductances de l'alternateur avec court-circuit inter-spires stator sous Flux2D....	114
3.2.	Prise en compte du court-circuit dans les équations différentielles et leur résolution sous Matlab ...	117
4.	Campagne d'essais, analyse des mesures expérimentales et validations du modèle Flux2D/Matlab en mode défaillant.....	120
4.1.	Présentation du dispositif expérimental.....	120
4.2.	Analyse des essais expérimentaux.....	123
4.2.1.	Mesure statique des résistances.....	123
4.2.2.	Calcul théorique des impédances.....	125
4.2.3.	Mesures expérimentales des résistances à froid.....	130
4.2.4.	Mesures expérimentales des forces électromotrices.....	132
4.2.5.	Essais expérimentaux de défauts de court-circuit inter-spires stator.....	135
5.	Mise en place d'une méthode de diagnostic des défauts de court-circuit inter-spires stator.....	145
5.1.	Recherche d'indicateurs de défaut.....	145
5.2.	Détection de défauts de court-circuit naissants.....	154

5.3.	Influence de la charge électrique de sortie.....	156
6.	Modélisation de défauts supplémentaires.....	156
6.1.	Défauts de diodes.....	156
6.2.	Court-circuit inter-spires rotor.....	157
6.3.	Défauts mécaniques.....	159
7.	Conclusion.....	160
8.	Références.....	160

## **Chapitre 4 : De l'étude théorique du contenu harmonique des signaux électriques dans un alternateur à diodes tournantes**

1.	Introduction.....	161
2.	Étude harmonique du système sain.....	162
2.1.	Étude harmonique de l'alternateur.....	163
2.1.1.	Harmoniques d'espace.....	163
2.1.2.	Harmoniques de temps.....	170
2.1.3.	Récapitulatif de l'étude de l'alternateur seul.....	174
2.1.4.	Vérification.....	175
2.2.	Étude de l'excitatrice.....	177
2.2.1.	Harmoniques d'espace.....	177
2.2.2.	Harmoniques générés par le redressement au niveau du pont de diodes.....	178
2.2.3.	Harmoniques de temps.....	178
2.2.4.	Récapitulatif de l'étude de l'excitatrice seule.....	180
2.2.5.	Vérification.....	181
2.3.	Effets croisés.....	182
2.3.1.	Effets indirects de l'alternateur sur l'excitatrice.....	183
2.3.2.	Effets indirects de l'excitatrice sur l'alternateur.....	184
2.4.	Récapitulatif global du système sain.....	185
2.5.	Étude d'un système à excitatrice possédant huit pôles.....	186
3.	Étude de l'impact de défaillances internes sur les compositions spectrales des signaux électriques de l'alternateur.....	189
3.1.	Défauts de diodes.....	189
3.2.	Défauts de court-circuit stator.....	193
3.2.1.	Recherche des harmoniques induits par le défaut.....	193
3.2.2.	Récapitulatif et vérification.....	197
3.3.	Défauts de court-circuit rotor.....	201
3.3.1.	Recherche des harmoniques induits par le défaut.....	201
3.3.2.	Récapitulatif et vérification.....	203
4.	Conclusion.....	205
5.	Références.....	206

<b>Conclusion et perspectives</b> .....	207
---	-----

**Annexes A : Précisions sur la modélisation et le diagnostic**

A.1. Inversibilité des matrices inductances .....	211
A.2. Étude prospective sur la dispersion de l'indicateur de défaut de court-circuit basé sur U12 .....	216

**Annexes B : Caractéristiques du matériel expérimental**

B.1. Régulateur numérique de tension D510C .....	217
B.2. Matériel de mesure utilisé lors de la campagne expérimentale .....	218



# Table des figures

---

## Chapitre 1 : État de l'art

Figure 1. 1. Évolution de la production électrique en Italie de 1880 à 2000 (en GWh).....	23
Figure 1. 2. Évolution de la consommation d'énergie électrique en France de 1973 à 2014.....	23
Figure 1. 3. Évolution de la consommation mondiale d'énergie (hors biomasse) depuis 1850 .....	24
Figure 1. 4. Évolution de la consommation d'énergie électrique par secteur en France de 1970 à 2013 .....	24
Figure 1. 5. Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage .....	25
Figure 1. 6. Bilans de puissances dans une machine asynchrone en fonction du mode de fonctionnement.....	27
Figure 1. 7. Représentation schématique d'un alternateur à pôles lisses (figure de gauche, 1 paire de pôles) et d'un alternateur à pôles saillants (figure de droite, 2 paires de pôles).....	28
Figure 1. 8. Vue Synoptique d'un alternateur à diodes tournantes équipé d'un système de régulation des tensions de sortie AREP.....	30
Figure 1. 9. Performances des systèmes de régulation SHUNT, PMG et AREP en fonction du niveau de charge de l'alternateur.....	31
Figure 1. 10. Présentation de la gamme LSA 423, illustration de l'alternateur et caractéristiques techniques.....	32
Figure 1. 11. Défauts électriques de type court-circuit dans un alternateur : inter-spores rotor (CC1), inter-spores stator (CC2), inter-phases stator (CC3) et phase-Terre ou phase-carcasse stator (CC4).....	34
Figure 1. 12. Défauts mécaniques de désalignement entre les arbres moteur et alternateur.....	36
Figure 1. 13. Défauts mécaniques d'excentricité : (a) Pas d'excentricité. (b) Excentricité statique.....	37
Figure 1. 14. Défauts mécaniques de balourd : création artificielle du défaut.....	37
Figure 1. 15. Constitution d'un roulement à billes.....	38
Figure 1. 16. Répartition des défauts mécaniques et électriques constatés sur des moteurs synchrones industriels.....	40
Figure 1. 17. Approche signal.....	42
Figure 1. 18. Approche données.....	42
Figure 1. 19. Approche modèle.....	42
Figure 1. 20. Corrélation entre composante continue de la tension d'arbre et dissymétrie mesurée sur les impédances des enroulements rotor.....	43
Figure 1. 21. Détection de défauts de court-circuit inter-spores stator par surveillance de l'harmonique à trois fois la fréquence fondamentale (60Hz) de la séquence positive des tensions de sortie de l'alternateur.....	44
Figure 1. 22. Détection de défauts de court-circuit inter-spores rotor par surveillance des harmoniques impaires de la fréquence fondamentale mécanique (30Hz) de la séquence positive des tensions de sortie de l'alternateur en fonctionnement à vide.....	44
Figure 1. 23. Détection de défauts de court-circuit inter-spores rotor par surveillance de la vibration de la machine à la fréquence de rotation mécanique (30Hz).....	45
Figure 1. 24. Évolution de la caractéristique de transfert en fonction de la puissance développée par l'alternateur pour les cas sain, en court-circuit rotor (1.7% du bobinage) et en présence d'une diodes défaillante.....	46
Figure 1. 25. Détection d'une diode en circuit ouvert par analyse spectrale de la tension de sortie de l'alternateur.....	46
Figure 1. 26. Détection d'une diode en circuit ouvert par analyse spectrale de la force électromotrice aux bornes d'un enroulement additionnel placé sur la carcasse de l'alternateur en fonctionnement à vide.....	47
Figure 1. 27. Détection de défauts de diodes par surveillance de la composante harmonique à 120Hz du courant d'excitation.....	47
Figure 1. 28. Diagnostic des défauts de diodes par analyse du ratio entre composantes fondamentale (100Hz) et continue du courant d'excitation.....	48
Figure 1. 29. Schéma de principe du montage expérimental permettant le diagnostic de défauts de type court-circuit à la Terre sur des générateurs synchrones.....	48
Figure 1. 30. Évolution d'un indicateur paramétrique lors de l'apparition d'un défaut de type court-circuit inter-spores avec modèle défaillant.....	49

Figure 1. 31. Schéma de principe d'une méthode de diagnostic de défauts de court-circuit par réseau de neurones et logique floue.....	50
Figure 1. 32. Détection de défauts d'excentricités par surveillance de la composante spectrale à la fréquence principale des harmoniques encoches dans la tension d'arbre.....	51
Figure 1. 33. Présentation des résultats de simulations d'excentricités dans un alternateur à diodes tournantes : surveillance des composantes harmoniques des phases A et B avec 90% d'excentricité statique et de la phase A avec 90% d'excentricité dynamique .....	51
Figure 1. 34. Diagnostic avec référence statistique : calcul du Kurtosis entre une référence fixe ( $N_{ref}$ échantillons) et un jeu de données évoluant au court du temps ( $N_{mov}$ échantillons).....	52
Figure 1. 35. Évolution de l'indicateur à base de Kurtosis de la fréquence instantanée des courants de phases pour différents niveaux de balourds $B_1$ , $B_2$ et $B_3$ .....	52
Figure 1. 36. Étude de performance d'un indicateur de défauts de roulements dans un moteur synchrone à aimants permanents : l'étoile représente le seuil de décision optimal vis-à-vis des critères de performances fixés (délai, stabilité et fausses alarmes).....	54
Figure 1. 37. Représentation sous forme de "radar plot" de l'évolution de l'indicateur de défauts de court-circuit inter-spires stator en fonction des conditions de fonctionnement du générateur et du nombre de spires en court-circuit.....	54
Figure 1. 38. (a) Jeu de données brut (b) Centres initiaux des deux classes choisis aléatoirement (croix bleue et rouge) (c)-(e) Évolution de l'algorithme (f) Centres définitifs permettant de découper le jeu de données original en deux classes distinctes.....	55
Figure 1. 39. Représentation de la répartition d'un jeu de données à l'aide d'ellipses iso-probabilité (lois de densités de probabilités Gaussiennes).....	56
Figure 1. 40. Cartographie d'un jeu de données (points verts) par un réseau de neurones (points gris reliés par des segments rouges) : les neurones se regroupent dans les zones de fortes densités et offrent une image épurée de la répartition des données.....	56
Figure 1. 41. Projection du jeu de données initial 3D (figure de gauche) dans un plan 2D selon les deux composantes principales (figure de droite).....	57
Figure 1. 42. a) Jeu de données initial à classer en deux groupes (rouge et vert). b) Projection dans un espace 3D permettant la séparation des points par un plan (le cylindre, relation non-linéaire dans l'espace d'entrée 2D devient un plan, relation linéaire dans le nouvel espace de représentation 3D). c) Retour dans l'espace initial 2D avec représentation de la frontière entre les groupes.....	57

## **Chapitre 2 : Modélisation de l'alternateur à diodes tournantes en mode sain**

Figure 2. 1. Représentation boîte noire de l'excitatrice (variables d'état en rouge).....	62
Figure 2. 2. Représentation boîte noire du pont redresseur triphasé à diodes.....	63
Figure 2. 3. Représentation boîte noire de l'alternateur principal (variables d'état en rouge).....	63
Figure 2. 4. Représentation boîte noire de la charge électrique de sortie.....	64
Figure 2. 5. Schéma synoptique global du système.....	64
Figure 2. 6. Schéma électrique équivalent de l'ensemble excitatrice et pont redresseur.....	65
Figure 2. 7. Lois des nœuds appliquées au pont redresseur triphasé à diodes.....	66
Figure 2. 8. Lois des mailles appliquées au pont redresseur triphasé à diodes.....	67
Figure 2. 9. Lois des mailles appliquées à l'ensemble excitatrice-pont redresseur à diodes.....	68
Figure 2. 10. Schéma topologique de principe de la connexion des bobines dans les trois phases stator.....	69
Figure 2. 11. Schéma électrique équivalent de l'ensemble alternateur principal-charge électrique de sortie.....	69
Figure 2. 12. Application des lois des nœuds à l'ensemble alternateur-charge électrique de sortie.....	70
Figure 2. 13. Application des lois des mailles à l'ensemble alternateur principal-charge électrique de sortie.....	71
Figure 2. 14. Représentation de la topologie géométrique de l'alternateur principal.....	74
Figure 2. 15. Insertion des bobines auxiliaires de l'AREP dans les encoches stator par l'intermédiaire de surfaces circulaires de 2mm de diamètre.....	74
Figure 2. 16. Représentation de l'alternateur sous Flux2D après descriptions géométrique et physique.....	75
Figure 2. 17. Effet de l'insertion des bobines de l'AREP dans les encoches stator sur l'inductance mutuelle $L_{s311}$ de l'alternateur.....	77

Figure 2. 18. Schéma électrique de l'alternateur alimenté par une source de tension constante et débitant sur une charge inductive sous Flux2D. ....	78
Figure 2. 19. Maillage automatique du domaine généré par le logiciel Flux2D. ....	79
Figure 2. 20. Modélisation en éléments finis de l'excitatrice sous Flux2D. ....	79
Figure 2. 21. Schéma électrique modifié pour l'identification des inductances de l'alternateur principal sous Flux2D. ....	80
Figure 2. 22. Schéma électrique d'identification des inductances de la phase stator 111 sous Flux2D avec câblage d'évacuation du courant électrique (en haut à droite). ....	81
Figure 2. 23. Tracés temporels de l'inductance mutuelle Mrs111 grossie 100 fois (rouge) et de sa dérivée (vert). ....	82
Figure 2. 24. Tracés temporels de l'inductance mutuelle Msr111 grossie 100 fois et ondulations de sa dérivée lors d'une définition des bornes de décomposition du signal en séries de Fourier erronées. ....	83
Figure 2. 25. Mutuelle Msr111 identifiée avec un pas d'échantillonnage Flux2D temporel et un pas d'échantillonnage Flux2D mécanique. ....	84
Figure 2. 26. Spectres des mutuelles Msr111 échantillonnées par pas mécanique ou temporel. ....	84
Figure 2. 27. Schéma de principe de la 1 <sup>ère</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente $k_1$ à l'instant $n$ et détermination de la variable d'état à l'instant $n+1/2$ à partir de $k_1$ . ....	88
Figure 2. 28. Schéma de principe de la 2 <sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente $k_2$ à l'instant $n+1/2$ et nouvelle estimation de la variable d'état à l'instant $n+1/2$ à partir de $k_2$ . ....	89
Figure 2. 29. Schéma de principe de la 3 <sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente $k_3$ à l'instant $n+1/2$ et estimation de la variable d'état à l'instant $n+1$ à l'aide de $k_3$ . ....	90
Figure 2. 30. Schéma de principe de la première partie de la 4 <sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente $k_4$ à l'instant $n+1$ . ....	90
Figure 2. 31. Schéma de principe de la deuxième partie de la 4 <sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la variable d'état à l'instant $n+1$ à l'aide d'une moyenne pondérée des quatre pentes. La solution trouvée est comparée à la solution obtenue avec une simple méthode d'Euler. ....	91
Figure 2. 32. Algorithme Matlab de simulation d'un alternateur à diodes tournantes. ....	92
Figure 2. 33. Tension entre phases U12 de l'alternateur simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab et par éléments finis sous Flux2D. ....	95
Figure 2. 34. Courant circulant dans la phase 1 de l'alternateur simulé par résolution des équations différentielles sous Matlab et par éléments finis sous Flux2D. ....	96
Figure 2. 35. Force électromotrice aux bornes du bobinage H1 simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab et par éléments finis sous Flux2D. ....	96
Figure 2. 36. Force électromotrice aux bornes du bobinage H3 simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab et par éléments finis sous Flux2D. ....	96
Figure 2. 37. Modélisation DQ du système : excitatrice en bleu, pont redresseur, alternateur en vert et charges électriques en jaune. ....	98
Figure 2. 38. Tension d'induit de l'excitatrice simulée par modèle DQ et expérimentale. ....	99
Figure 2. 39. Tension d'induit de l'excitatrice simulée par modèle Flux2D/Matlab et expérimentale. ....	99
Figure 2. 40. Comparaison spectrale de la tension d'induit en fonction de son origine : expérimentale (rouge), simulée par modèle DQ (bleu) ou simulée par modèle Flux2D/Matlab (vert). ....	100
Figure 2. 41. Erreur spectrale absolue commise sur la tension d'induit entre relevés expérimentaux et simulations, en fonction du modèle utilisé. ....	100
Figure 2. 42. Vue d'ensemble du système d'acquisition (premier plan) et du banc d'essais expérimentaux (second plan). ....	102
Figure 2. 43. Comparaison temporelle du courant d'excitation expérimental et simulé (bleu), dont une partie zoomée montre son ondulation, en fonctionnement nominal. ....	103
Figure 2. 44. Comparaison temporelle de la tension de roue polaire expérimentale et simulée, en fonctionnement nominal. ....	103
Figure 2. 45. Comparaison temporelle du courant de roue polaire expérimental et simulé (bleu), dont une partie zoomée montre son ondulation, en fonctionnement nominal. ....	103
Figure 2. 46. Comparaison temporelle de la tension de sortie entre les phases 1 et 2 de l'alternateur expérimentale et simulée, en fonctionnement nominal. ....	104

Figure 2. 47. Comparaison temporelle de la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1 expérimentale et simulée, en fonctionnement nominal. ....	104
Figure 2. 48. Densités spectrales de puissance du courant d'excitation expérimental et simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab. ....	106
Figure 2. 49. Densités spectrales de puissance de la tension de roue polaire expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab. ....	106
Figure 2. 50. Densités spectrales de puissance du courant de roue polaire expérimental et simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab. ....	107
Figure 2. 51. Densités spectrales de puissance de la tension de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab. ....	107
Figure 2. 52. Densités spectrales de puissance de la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1 expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab. ....	107

### **Chapitre 3 : Modélisation en vue du diagnostic d'un alternateur à diodes tournantes avec défauts de court-circuit inter-spires stator**

Figure 3. 1. Équivalences dans les représentations électriques d'une bobine de vingt-quatre spires intégrant un défaut de court-circuit de quatre spires. ....	113
Figure 3. 2. Schéma électrique équivalent des bobinages stator avec charge RL de sortie et court-circuit inter-spires dans la bobine 3-2-1. ....	114
Figure 3. 3. Insertion de nouvelles faces circulaires accueillant les spires en court-circuit de la bobine 3-2-1. .	115
Figure 3. 4. Adaptation de la phase 3-2-1 à la présence d'un défaut de court-circuit : répartition des spires saines et court-circuitées dans deux conducteurs bobinés différents. ....	115
Figure 3. 5. Dénominations des différents composants des bobinages, exemple de la phase 3. ....	116
Figure 3. 6. Schéma électrique Flux2D de l'alternateur défaillant utilisé pour l'identification des inductances propres et mutuelles de l'inducteur, avec prise en compte des trois enroulements de la bobine 3-2-1 (AREP omise pour la clarté de la figure). ....	116
Figure 3. 7. Schéma électrique équivalent de l'alternateur avec défaut de court-circuit inter-spires au niveau de la bobine 3-2-1. ....	117
Figure 3. 8. Réalisation de piquages intermédiaires : insertion d'un câble au niveau du point de piquage des spires (gauche), soudure et isolation du point de piquage (centre) et insertion de la bobine et des piquages dans les encoches stator (droite). ....	121
Figure 3. 9. Disposition des prises intermédiaires dans la bobine 3-2-1 de quarante-huit spires : piquages aux spires 1, 3, 7 et 16 dans l'enroulement 1 et à la spire 29 dans l'enroulement 2. ....	121
Figure 3. 10. Banc d'essai Nidec Leroy-Somer (gauche) et système d'acquisition composé du Nicolet Vision branché en réseau avec un ordinateur (droite). ....	123
Figure 3. 11. Schéma de la topologie des bobinages d'un alternateur de type LSA 423 VS2. ....	123
Figure 3. 12. Schéma électrique équivalent de la phase 3. ....	124
Figure 3. 13. Schéma électrique équivalent pour la mesure de la résistance d'une spire de la bobine 2-1 de la phase 3. ....	124
Figure 3. 14. Évolution théorique de la résistance en fonction du nombre de spires, avec (rouge) et sans (noir) deuxième bobine en parallèle (résistance d'une spire égale à 4mΩ). ....	125
Figure 3. 15. Composition des bobines stator. ....	126
Figure 3. 16. Plan de bobinage de la bobine 3-2-1 d'un LSA 423 VS2. ....	126
Figure 3. 17. Mesure d'impédance aux bornes d'une bobine stator d'un LSA 423 VS2. ....	127
Figure 3. 18. Tracé des valeurs expérimentales des résistances à froid de la bobine 3-2-1 en fonction du nombre de spires (rouge) et comparaison aux valeurs théoriques (bleu). ....	131
Figure 3. 19. Exemple de différence de topologie des bobines pour quarante-et-une spires en court-circuit entre les cas théoriques et expérimentaux. ....	131
Figure 3. 20. Tracé des valeurs expérimentales des résistances à froid de la bobine 3-2-1 en fonction du nombre de spires (rouge) et comparaison aux valeurs théoriques (bleu) avec prise en compte d'une résistance parasite constante de 11 mΩ et de la topologie exacte des spires considérées. ....	132

Figure 3. 21. Comparaison des forces électromotrices (FEMs) mesurées expérimentalement (rouge) et modélisées par extrapolation linéaire au nombre de spires de la valeur mesurée aux bornes d'une spire (bleu) (fonctionnement à vide, excitation de 0.4A).	133
Figure 3. 22. Estimation des ratios entre les flux captés par les trois topologies d'enroulement en considérant un flux d'entrefer parfaitement sinusoïdal.	133
Figure 3. 23. Comparaison des valeurs expérimentales des forces électromotrices relevées aux bornes des prises intermédiaires disponibles (rouge) aux résultats du modèle avec prise en compte des trois enroulements et de la topologie exacte des spires (bleu).	134
Figure 3. 24. Évolution de l'amplitude du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires du défaut pour différents niveaux d'excitation de l'alternateur.	135
Figure 3. 25. Évolution du courant de court-circuit expérimental (rouge) et modélisé par la loi d'Ohm avec résistance parasite de 11mΩ (bleu).	138
Figure 3. 26. Évolution de l'amplitude du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires dans les cas expérimentaux et modélisés par la loi d'Ohm avec et sans résistance parasite de 11mΩ.	139
Figure 3. 27. Relevés expérimentaux temporel et fréquentiel du courant de court-circuit dans une spire en fonctionnement à vide et à un niveau d'excitation de 0.4A.	140
Figure 3. 28. Représentations temporelle et fréquentielle du courant d'excitation expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	141
Figure 3. 29. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de roue polaire expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	141
Figure 3. 30. Représentations temporelle et fréquentielle de la tension composée de sortie U12 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	141
Figure 3. 31. Représentations temporelle et fréquentielle de la tension composée de sortie U31 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	142
Figure 3. 32. Représentations temporelle et fréquentielle de la force électromotrice auxiliaire H1 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	142
Figure 3. 33. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de court-circuit expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	142
Figure 3. 34. Résultats de simulations vis-à-vis de l'impact du type d'enroulement sur les formes d'ondes temporelles et les contenus spectraux des courants de court-circuit.	143
Figure 3. 35. Évolution du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires pour un alternateur à vide excité à 0.4A en expérimental (rouge) et en simulation avec (bleu) et sans (vert) intégration de la résistance parasite de 11mΩ.	144
Figure 3. 36. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de court-circuit expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec dix-neuf spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A.	144
Figure 3. 37. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab du courant d'excitation en fonction du nombre de spires en court-circuit.	146
Figure 3. 38. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2 en fonction du nombre de spires en court-circuit.	147
Figure 3. 39. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la tension composée de sortie entre les phases 3 et 1 en fonction du nombre de spires en court-circuit.	147
Figure 3. 40. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la force électromotrice H1 en fonction du nombre de spires en court-circuit.	147
Figure 3. 41. Spectre d'amplitude expérimental du courant d'excitation en fonction du nombre de spires en court-circuit.	149



Figure 3. 42. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2 en fonction du nombre de spires en court-circuit.....	149
Figure 3. 43. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie entre les phases 3 et 1 en fonction du nombre de spires en court-circuit.....	149
Figure 3. 44. Spectre d'amplitude expérimental de la force électromotrice H1 en fonction du nombre de spires en court-circuit.....	150
Figure 3. 45. Évolution des Ampères-Tours mis en jeu dans le court-circuit en fonction du nombre de spires.....	152
Figure 3. 46. Modification des formes d'ondes des tensions composées de sortie de l'alternateur en fonction du nombre de spires impliquées dans le court-circuit.....	153
Figure 3. 47. Évolution en échelle linéaire de la composante harmonique à 150Hz de la tension composée entre les phases 1 et 2 de l'alternateur.....	153
Figure 3. 49. Évolutions expérimentales des amplitudes de la composante à 150Hz de la tension composée U12 et du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires impliquées dans le défaut et des valeurs des résistances insérées dans la boucle de court-circuit.....	155
Figure 3. 50. Simulation de l'impact de la mise en circuit ouvert d'une diode du pont redresseur tournant sur le courant d'excitation pour un fonctionnement au point de fonctionnement nominal.....	157
Figure 3. 51. Schéma électrique Flux2D relatif à l'identification des inductances du premier des quatre pôles de la roue polaire.....	158
Figure 3. 52. Schéma électrique équivalent de l'alternateur avec un pôle rotor en court-circuit.....	158
Figure 3. 53. Simulation de l'impact de la mise en court-circuit d'un pôle de la roue polaire sur le courant d'excitation pour un fonctionnement au point de fonctionnement nominal.....	159

#### **Chapitre 4 : De l'étude théorique du contenu harmonique des signaux électriques dans un alternateur à diodes tournantes**

Figure 4. 1. Principales sources harmoniques dans les alternateurs à diodes tournantes.....	162
Figure 4. 2. Onde stationnaire (gauche) mise en rotation à la vitesse de rotation mécanique $\omega_p$ par une alimentation sinusoïdale des bobinages du stator (droite).....	164
Figure 4. 3. Représentation schématique de la contribution des harmoniques d'espace du stator au champ magnétique de l'alternateur pour $k = 0$ et $k = 1$ .....	167
Figure 4. 4. Représentation schématique de la contribution des trois premiers harmoniques d'espace du rotor au champ magnétique de l'alternateur ( $k = 0, 1$ et $2$ ).....	168
Figure 4. 5. Représentation schématique des différents cas pour l'application de la loi de composition des vitesses des champs rotor (rouge) et stator (vert).....	169
Figure 4. 6. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange.....	175
Figure 4. 7. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange.....	176
Figure 4. 8. Spectres d'amplitude expérimental et simulé (sans filtrage des inductances) de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange.....	176
Figure 4. 9. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches oranges.....	177
Figure 4. 10. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des flèches vertes.....	181
Figure 4. 11. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension d'induit entre phases de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des flèches vertes.....	182
Figure 4. 12. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des flèches vertes.....	182
Figure 4. 13. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet indirect de l'alternateur sur l'excitatrice marquées par des flèches mauves.....	184

Figure 4. 14. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet indirect de l'excitatrice sur l'alternateur marquées par des flèches roses. ....	185
Figure 4. 15. Spectre d'amplitude expérimental du courant d'excitation de l'excitatrice. ....	187
Figure 4. 16. Spectre d'amplitude expérimental de la tension d'induit de l'excitatrice. ....	188
Figure 4. 17. Spectre d'amplitude expérimental du courant de roue polaire. ....	188
Figure 4. 18. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2. ....	188
Figure 4. 19. Spectres d'amplitude simulés sain (sans défaut de CC dans un enroulement) et avec une diode en circuit ouvert du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	191
Figure 4. 20. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert de la tension d'induit de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	192
Figure 4. 21. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	192
Figure 4. 22. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	192
Figure 4. 23. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	198
Figure 4. 24. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension d'induit de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	198
Figure 4. 25. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	199
Figure 4. 26. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension composée $U_{I2}$ entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	199
Figure 4. 27. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	200
Figure 4. 28. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	200
Figure 4. 29. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension composée $U_{I2}$ entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	200
Figure 4. 30. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	204
Figure 4. 31. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor de la tension d'induit de l'excitatrice $U_{ind}$ : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	204
Figure 4. 32. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor du courant de roue polaire: composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	204
Figure 4. 33. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor de la tension composée $U_{I2}$ entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges. ....	205

## **Annexes A : Précisions sur la modélisation et le diagnostic**

Figure A.1. 1. Évolution du déterminant de la matrice des inductances de l'excitatrice <b><i>L<sub>exc</sub></i></b> sur une période électrique.....	211
Figure A.1. 2. Évolution du déterminant de la matrice des inductances de l'alternateur principal sain <b><i>L<sub>alt</sub></i></b> sur une période électrique. ....	215
Figure A.1. 3. Évolution de la valeur moyenne sur une période électrique du déterminant de la matrice des inductances de l'alternateur principal <b><i>L<sub>alt</sub></i></b> en fonction du nombre de spires du court-circuit stator. ....	215

## **Annexes B : Caractéristiques du matériel expérimental**

Figure B.1. 1. Régulateur Nidec Leroy-Somer D510C. ....	217
Figure B.2. 1. Sonde de tension différentielle Elditest gamme GE. ....	218
Figure B.2. 2. Sonde ampère-métrique Universal Technic série S pour la mesure de forts courants.....	218
Figure B.2. 3. Sonde ampère-métrique Chauvin Arnoux série EN. ....	218
Figure B.2. 4. Pince multifonctions Chauvin Arnoux F09. ....	219



# Table des tableaux

---

## Chapitre 2 : Modélisation de l'alternateur à diodes tournantes en mode sain

Tableau 2. 1. Comparaison des temps de simulations avec et sans mise en place des tables d'inductances dans le programme Matlab. ....	93
Tableau 2. 2. Conditions de simulation appliquées pour la comparaison des résultats issus du modèle éléments finis Flux2D et du modèle analytique Flux2D/Matlab. ....	95
Tableau 2. 3. Test de linéarité du modèle Flux2D/Matlab par modification contrôlée de la tension d'excitation : étude de l'évolution des signaux générés par le modèle pour une augmentation de 20% sur la tension d'excitation. ....	97
Tableau 2. 4. Comparaison des erreurs spectrales absolues en décibels commises par le modèle Flux2D/Matlab et le modèle DQ en référence aux relevés expérimentaux (erreur moyenne (min - max)). ....	101
Tableau 2. 5. Étude de l'erreur due à l'hypothèse de linéarité adoptée pour le développement du modèle Flux2D/Matlab. ....	105
Tableau 2. 6. Étude des écarts relatifs entre résultats expérimentaux et simulés par le modèle Flux2D/Matlab lorsque l'alternateur réel est placé dans des conditions de fonctionnement quasi-linéaires. ....	105

## Chapitre 4 : De l'étude théorique du contenu harmonique des signaux électriques dans un alternateur à diodes tournantes

Tableau 4. 1. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de roue polaire et d'induit de l'alternateur principal dans un cas de fonctionnement sain. ....	175
Tableau 4. 2. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'inducteur et de l'induit de l'excitatrice ainsi que dans la roue polaire (cas de fonctionnement sain). ....	181
Tableau 4. 3. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement sain. ....	186
Tableau 4. 4. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques pour une excitatrice à quatre paires de pôles et un alternateur à deux paires de pôles dans un cas de fonctionnement sain. ....	187
Tableau 4. 5. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de diode (de type court-circuit ou circuit ouvert). ....	191
Tableau 4. 6. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de court-circuit inter-spores stator. ....	197
Tableau 4. 7. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de court-circuit inter-spores rotor. ....	203

## Annexes B : Caractéristiques du matériel expérimental

Tableau B.1. 1. Caractéristique techniques du régulateur D510C de la société Nidec Leroy-Somer. ....	217
--	-----



# Chapitre 1 : État de l'art

---

## 1. Introduction

Dans un esprit fidèle aux traditions, le premier chapitre de ce manuscrit est voué à une présentation synthétique du contexte industriel et scientifique dans lequel s'inscrivent les travaux de recherche effectués au cours de la présente thèse. Le contexte est un mot un peu vague, il convient donc de le préciser afin d'amener les informations nécessaires et suffisantes à une bonne compréhension des chapitres suivants. Pour ce faire, ce chapitre se focalise étape par étape sur le cœur du sujet traité au cours des trois années de travail.

De façon naturelle, le terme contexte fait immédiatement penser aux recherches scientifiques effectuées dans un passé plus ou moins proche et centrées sur le sujet traité. Néanmoins, afin de comprendre plus en profondeur les raisons amenant de telles recherches, il a été décidé de partir d'une approche plus globale concernant les besoins mondiaux en énergie électrique. La couverture de cette demande en électricité est la principale raison d'être des générateurs électriques et, in fine, de la nécessité d'assurer la meilleure fiabilité possible de ces machines. L'assouvissement des besoins énergétiques de la planète est ainsi assuré par le fonctionnement incessant de milliers de générateurs électriques dont les différents types et les différentes applications sont évoquées dans la suite de ce chapitre. En effet, les caractéristiques techniques propres aux machines synchrones et asynchrones représentent en quelque sorte une prédestination à des applications spécifiques, leurs qualités et leurs défauts les rendant efficaces dans des modes de fonctionnement bien précis.

Le contexte industriel et technique conduit petit à petit vers la problématique principale de la thèse, à savoir le diagnostic de défauts dans les alternateurs à diodes tournantes. Il est alors question de l'ensemble des défauts, aussi bien électriques que mécaniques, susceptibles d'intervenir dans ces alternateurs, ainsi qu'aux moyens mis en place pour détecter ces défauts avant l'apparition d'une détérioration trop importante de la machine. Les défauts électriques de type court-circuit et défauts de diodes ainsi que mécaniques tels que balourds, excentricités, désalignements ou roulement défectueux sont détaillés de façon générale. Un autre pan du contexte scientifique est également présenté avec, à la suite d'une description technique générale du système étudié, une justification de l'intérêt et de la nécessité de développer des méthodes efficaces de diagnostic des alternateurs à diodes. Ce point est soutenu par la présentation et l'analyse de tout un panel de publications portant sur la détection de défauts dans les machines électriques, et principalement dans les alternateurs synchrones à diodes tournantes. Afin de se faire une idée plus précise de l'état d'avancement des recherches dans le domaine du diagnostic, il est également fait état de quelques études annexes sur des machines asynchrones à cage ou synchrones à rotor bobiné et à aimants permanents, pour lesquelles les méthodes de détection mises en œuvre constituent une piste potentiellement intéressante pour les alternateurs à diodes tournantes. La finalité de ce travail bibliographique réside dans une visualisation globale des techniques de diagnostic antérieurement mises en place par d'autres chercheurs afin de fixer des axes de recherche cohérents et utiles pour la présente thèse. Par conséquent, chaque publication ayant trait au diagnostic est détaillée de façon succincte pour mettre en lumière le type de diagnostic effectué, les grandeurs utilisées ainsi que les limitations présentées par la démarche employée.

Dans l'optique de satisfaire le programme alléchant explicité dans le paragraphe précédent, une première partie introductive s'attache à décrire le contexte sociétal global ainsi que les différents types de générateurs utilisés pour subvenir aux besoins de l'être humain en électricité. Une seconde partie, plus conséquente, énumère les différents types de défauts susceptibles de toucher les alternateurs à diodes tournantes. Les méthodes de diagnostic des machines électriques existantes sont quant à elles développées dans une troisième partie. Cette dernière débute par une justification chiffrée de l'importance de déceler les défaillances des générateurs avant de se tourner vers les méthodes de diagnostic utilisées dans la littérature. Dans la deuxième partie, un rappel succinct des différentes approches envisageables pour le diagnostic (signal, données et modèle) précède une mise en valeur du diagnostic des défauts électriques, principal axe de recherche de cette thèse. La troisième section traite de leur pendant, les défauts mécaniques, dans le but de cerner l'exhaustivité des défaillances et dans

l'éventualité d'une intégration ultérieure de ces défauts pour un diagnostic global des alternateurs. La quatrième et dernière partie traite de l'art et de la manière de manipuler les jeux de données. Dans cette dernière, quatre algorithmes de traitement de données sont étudiés en vue de leur intégration dans une future méthode de diagnostic, à des fins de réduction et de tri des données et/ou d'amélioration des performances des indicateurs.

## 2. La génération d'électricité

### 2.1. Besoin sociétal en énergie électrique

L'électricité n'est pas une invention, c'est un don de la nature. L'être humain a été capable, comme dans beaucoup d'autres domaines, de s'approprier les caractéristiques physiques des éléments composant notre si belle planète bleue pour son usage personnel.

Le précédent constat implique l'impossibilité d'attribuer une date fixe à laquelle l'électricité a été découverte. Son appréhension et sa compréhension se sont faites progressivement sur la base d'un processus d'essais et d'erreurs, notamment grâce à l'observation de phénomènes alors inconnus et dont les causes et les finalités se sont avérées intimement mêlées. Les premières traces, parvenues jusqu'aux temps modernes, de l'observation de phénomènes de types électriques sont relevées vers 600 avant J.C. par Thalès de Milet, le fameux auteur du théorème de Thalès. Ne disposant pas de ballon de baudouche et de pull en laine, Thalès de Milet dut se contenter d'ambre et de tissus légers pour mettre en lumière la force d'attraction produite par l'électricité statique, c'est-à-dire le différentiel de charges se formant entre les deux matériaux. Une seconde expérience, réalisée dans la région Magnésie, à l'ouest de l'ancienne Asie mineure et actuelle Turquie, lui a permis de vérifier les propriétés d'aimantation de l'oxyde de fer. Ces deux expériences, anodines pour les physiciens d'aujourd'hui, constituent les premières pierres empilées sur un muret qui deviendra monument au fil des siècles. L'histoire de l'électricité est en marche ! Elle a su rendre hommage à ce pionnier puisque l'appellation grecque de l'ambre, elektron, est à l'origine du mot électricité et la proximité entre Magnésie et magnétisme ne paraît pas non plus anodine.

Les travaux réalisés par Thalès de Milet sont d'autant plus remarquables qu'il faut ensuite attendre les XVII<sup>ème</sup> et XVIII<sup>ème</sup> siècles avant que de nouvelles contributions majeures ne soient apportées à l'avancée dans le domaine de l'électricité, au passage devenue science à part entière, par les physiciens de l'époque. En effet, les expériences de l'américain Benjamin Franklin (1706-1790) sur la foudre en 1750 ou l'invention de la pile électrique par l'italien Alessandro Volta (1745-1827) en 1799 semblent donner le départ d'une course à l'électricité. Elles sont accompagnées du développement d'outils mathématiques facilitant leur étude, telle que la fameuse transformée de Laplace, initiée en 1774 par le physicien français Pierre-Simon de Laplace (1749-1827). Dans la foulée, le XIX<sup>ème</sup> siècle peut être considéré comme l'apogée des découvertes scientifiques ayant trait aux phénomènes électriques et magnétiques avec, pour n'en citer que quelques-uns :

- la mise en lumière de la relation entre électricité et magnétisme par le danois Hans Christian Ørsted (1777-1851) en 1820, travaux également entrepris par le français André-Marie Ampère (1775-1836) à qui l'on doit le fameux « bonhomme d'Ampère » liant champ magnétique, courant et mouvement du conducteur ;
- un an après la création du premier mouvement de « rotation électromagnétique » par Michael Faraday (1791-1867) est inventé, en 1822, ce qui est généralement considéré comme le premier moteur électrique de l'histoire, la roue de Barlow, par l'inventeur anglais du même nom Peter Barlow (1776-1862) ;
- la découverte faite par le britannique Michael Faraday en 1831 sur la possibilité de créer du courant électrique dans un conducteur par la mise en mouvement d'un champ magnétique, base fondamentale des génératrices électriques ;

- l'invention en 1879 de l'ampoule électrique à incandescence par l'américain Thomas Edison (1847-1931) ou encore la mise en service, la même année, de la première centrale hydroélectrique de l'histoire à Saint-Moritz, dans les Alpes suisses, capable de développer une puissance de 7kW. Cette première intervient dix ans après la mise en place des premiers alternateurs, dont les fameuses génératrices à courant continu du belge Zénobe Gramme (1826-1901).

Ces événements sont complétés par d'autres grands noms du domaine tels que James Prescott Joule (1818-1889) ou encore Nikola Tesla (1856-1943), respectivement découvreur de l'effet Joule et d'études sur la génération d'électricité alternative. Le XIX<sup>ème</sup> siècle laisse alors place au XX<sup>ème</sup> en lui léguant un ensemble de connaissances exceptionnelles ainsi que la disponibilité d'une source d'énergie efficace et globalement maîtrisée. Cette source d'énergie est une aubaine qui va être avantageusement exploitée au cours de la révolution industrielle. Depuis lors, la production d'énergie électrique n'a cessé d'augmenter et de se perfectionner. Le phénomène est clairement visible sur la Figure 1. 1. Elle présente l'évolution de la production d'énergie électrique en Italie en fonction de sa source primaire d'énergie, hydraulique ou thermique (énergies fossiles). La première partie du XX<sup>ème</sup> siècle, correspondante à la naissance de la production électrique industrielle, a fait la part belle aux énergies de type hydraulique, adaptées à la géographie montagneuse de l'Italie. La donne change à partir des années 1950-1960 où le faible coût des énergies fossiles ajouté à la facilité d'implantation des centrales thermiques par rapport aux barrages hydroélectriques a engendré une bascule vers une production de type thermique. Au-delà de la répartition hydro-thermo de la production, le phénomène notable réside dans l'explosion de la production et, de facto, de la consommation d'électricité à la fin du XX<sup>ème</sup> siècle.

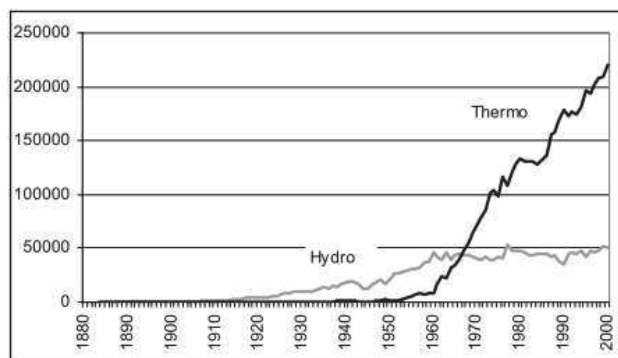


Figure 1. 1. Évolution de la production électrique en Italie de 1880 à 2000 (en GWh) [1].

La Figure 1. 2 ([2]) confirme cette évolution en France depuis 1973 et laisse entrevoir une certaine stagnation de la consommation d'énergie électrique ces dernières années. Une multiplication de la consommation par 2.8 est néanmoins notable entre 1973 et 2014.

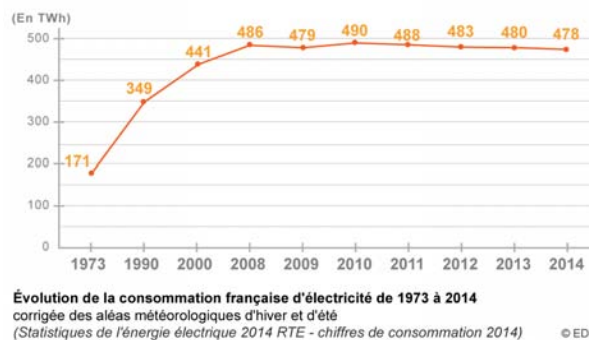


Figure 1. 2. Évolution de la consommation d'énergie électrique en France de 1973 à 2014.

Cette évolution se retrouve aujourd'hui de façon mondiale, comme le montre l'étude sur la consommation d'énergie par secteur de la Figure 1. 3. Les informations présentées par la Figure 1. 3 couplées à celles de [3] indiquant qu'environ 20% de l'énergie mondiale est consommée sous forme d'électricité, permettent de conclure

sur la nécessité absolue de disposer de moyens de génération et de transport de l'énergie électrique fiables pour un fonctionnement correct de la société actuelle. Par ailleurs, la demande en énergie mondiale augmente toujours, notamment sous sa forme électrique, ce qui vient renforcer la nécessité précédente.

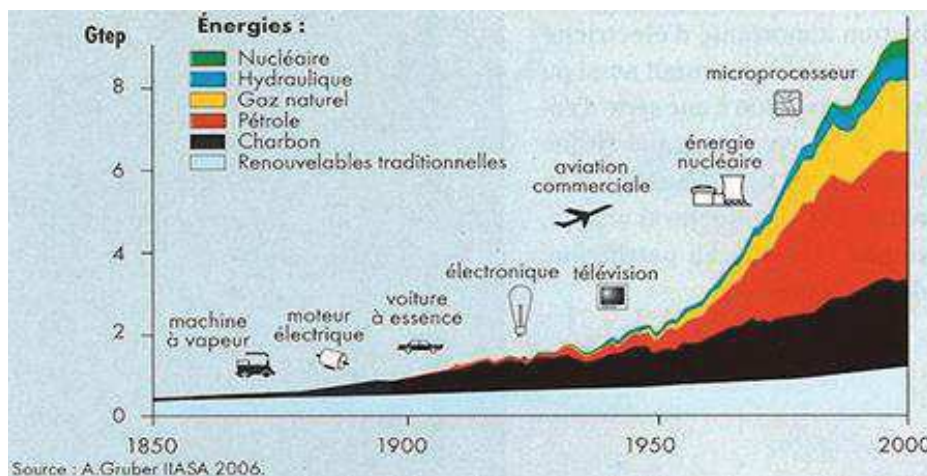


Figure 1. 3. Évolution de la consommation mondiale d'énergie (hors biomasse) depuis 1850 [3].

Afin de se faire une idée de la répartition par secteur d'activité, la Figure 1. 4 présente l'évolution de la consommation électrique en France de 1970 à 2013 dans les domaines des transports, de l'agriculture, du tertiaire et de l'industrie. Le développement du secteur résidentiel et tertiaire depuis les années 1970 est frappant comparé à la légère augmentation observée dans les secteurs du transport et de l'agriculture ainsi qu'au léger recul du secteur industriel, visiblement marqué par la crise économique de 2008. Les alternateurs Nidec Leroy-Somer étudiés dans cette thèse sont susceptibles d'être utilisés dans les quatre secteurs présentés dans la Figure 1. 4, que cela soit en tant qu'alternateur de véhicule civil ou agricole, comme groupe électrogène de secours dans le tertiaire ou encore en source d'énergie principale dans le secteur de l'industrie (bâtiment, exploitation pétrolière, ...).

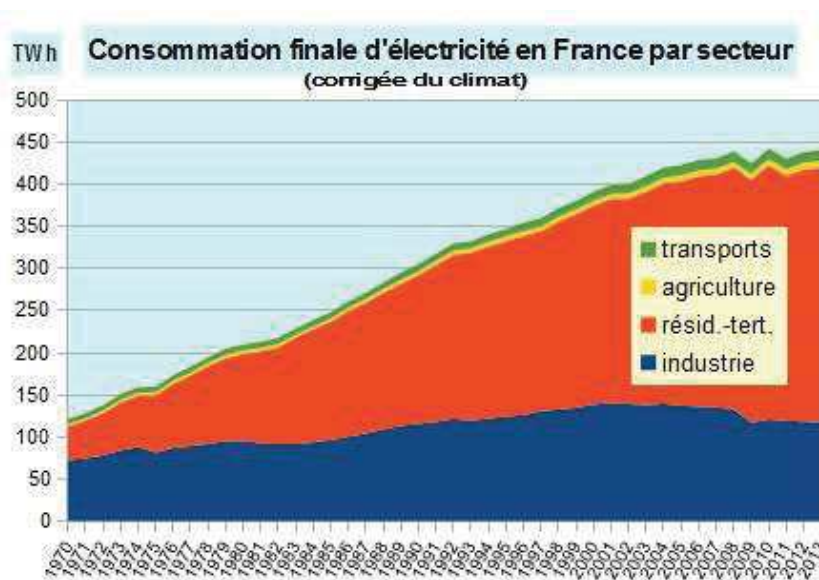


Figure 1. 4. Évolution de la consommation d'énergie électrique par secteur en France de 1970 à 2013 [4].

Le corollaire d'une telle progression au niveau de la consommation d'énergie en France et, a fortiori, dans le monde, se trouve dans la nécessité de produire de manière fiable la quantité d'électricité demandée. Tout au long des XX<sup>ème</sup> et XXI<sup>ème</sup> siècles, des progrès absolument colossaux ont été réalisés dans le développement des générateurs d'électricité permettant de soutenir la croissance mondiale. En guise de comparaison, l'une des



premières centrales électriques mondiales implantée à Saint-Moritz en 1879 était composée d'une turbine actionnant une dynamo de 7kW. En restant dans le domaine de la production hydroélectrique, la plus importante centrale mondiale, implantée en Chine en 2017, est aujourd'hui la centrale des Trois Gorges avec une puissance totale de 22 500MW, répartis en trente-deux générateurs de 700MW auxquels sont ajoutés deux autres générateurs moins puissants de 50MW. Ainsi, un unique générateur de cette centrale possède une puissance 100 000 fois plus importante que la doyenne des dynamos hydroélectriques ! Ce formidable et impressionnant bond est l'œuvre d'un processus continu d'amélioration des géométries, des dimensionnements, des conceptions mécaniques ou encore des matériaux utilisés dans les alternateurs au cours des dernières décennies. Afin de se faire une idée de la topologie des machines électriques aujourd'hui utilisées dans la génération d'électricité, la section 2.2 présente de façon succincte les deux grandes familles d'alternateurs développées pour répondre aux besoins mondiaux.

## 2.2. Les génératrices et leurs utilisations

Les machines électriques, qu'elles soient motrices ou génératrices, peuvent être décomposées en deux grandes espèces, à savoir les machines à induction (ou machine asynchrone) et les machines synchrones. Les constitutions mécaniques et électriques de ces deux types de machines présentent des caractéristiques différentes et les méthodes qu'elles utilisent pour la production d'énergie électrique font appel à des principes de fonctionnement également divers. Cette pluralité implique une adaptation spécifique de chaque type de machine à des applications bien précises. Les principes généraux de fonctionnement de ces deux technologies sont détaillés dans cette section ainsi qu'un portrait de leurs domaines d'application à des fins de production d'énergie électrique.

### 2.2.1. Génératrices asynchrones

Les génératrices asynchrones ne sont rien d'autre que des moteurs asynchrones fonctionnant en mode générateur. La constitution mécanique d'une génératrice asynchrone fait par conséquent état d'un stator bobiné, triphasé dans la plupart des cas, associé à un rotor à cage. Le terme de cage est utilisé pour désigner un jeu de barres conductrices disposées de façon axiale dans des encoches et interconnectées entre elles à leurs deux extrémités par un anneau faisant le tour complet du rotor, formant ainsi une sorte de cage d'écureuil remplie de matériau magnétique et insérée dans l'alésage. La tenue mécanique d'une telle structure est exceptionnelle, ce qui fait des génératrices asynchrones des machines robustes. Le rotor étant en court-circuit, aucun branchement électrique n'y est possible. Seules les sorties des trois phases stator permettent à la fois le pilotage et la récupération d'énergie créée au sein de la machine. Cette caractéristique augmente la réputation d'endurance de la génératrice puisqu'aucune pièce d'usure de type bagues et balais n'est nécessaire pour réaliser la magnétisation du circuit magnétique. La Figure 1. 5 présente un détail de la composition d'une machine asynchrone à cage.

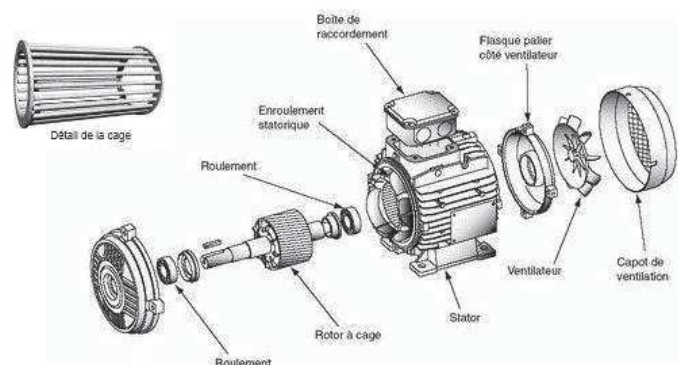


Figure 1. 5. Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage [5].

Une machine sans magnétisation, ça n'existe pas ! Effectivement, le principe de fonctionnement, décrit dans [6], repose sur une magnétisation par l'alimentation des bobinages stator. Grâce à un réseau triphasé de courants ad hoc circulant dans les trois enroulements du stator, la création d'un champ tournant est possible, dont la vitesse de rotation désirée est fixée par les pulsations électriques des courants. Par la loi de l'induction magnétique, la rotation du champ présent dans le circuit magnétique engendre l'apparition de courants dans les conducteurs en court-circuit placés au rotor. La loi de Laplace entre alors en jeu :

$$\overrightarrow{dF} = I \cdot \overrightarrow{dl} \wedge \overrightarrow{B}$$

Avec  $\overrightarrow{dF}$  la force créée sur le conducteur de longueur  $\overrightarrow{dl}$ , parcouru par un courant  $I$  et plongé dans un champ magnétique  $\overrightarrow{B}$ . Elle explique l'apparition d'une force subit par le rotor lors de la mise en place d'un champ magnétique tournant dans l'entrefer, tendant de façon imagée, à aligner les champs créés par les courants parcourant les bobinages du stator d'une part et celui créé par les courants parcourant les barres en court-circuit du rotor d'autre part. Deux cas de fonctionnement sont alors à distinguer :

- Le mode moteur : il implique une injection de puissance électrique côté stator permettant de magnétiser la machine par la production d'un champ magnétique tournant et mettant en rotation le rotor. Le champ stator « tire » le champ rotor et l'entraîne dans son mouvement de rotation. La charge mécanique couplée à l'arbre fixe la puissance électrique à injecter dans les enroulements stator afin de maintenir une vitesse de rotation convenable, la puissance est ainsi transmise du stator vers le rotor ;
- Le mode générateur : il implique une injection de puissance de type mécanique mettant en rotation l'arbre de la machine. Dans ce cas de fonctionnement, le champ rotor « entraîne » le champ stator et la charge électrique branchée aux trois phases du stator fixe la quantité de puissance mécanique à fournir pour maintenir une vitesse de rotation adéquate, c'est-à-dire la fréquence électrique désirée pour les grandeurs de sortie (tensions et courants de phase).

Le phénomène essentiel à la base du fonctionnement de la machine asynchrone repose sur la notion de glissement. En effet, l'induction d'un courant dans un conducteur ne peut se faire que si un mouvement relatif entre ce dernier et le champ magnétique dans lequel il est plongé existe. Par conséquent, seul un mouvement relatif entre les conducteurs liés au rotor et le champ tournant créé au stator peut générer des courants dans les barres de la cage, et par conséquent les forces mécaniques mettant en mouvement le rotor. Dans le mode moteur, la vitesse mécanique de rotation du rotor est donc éternellement inférieure à la vitesse de rotation du champ tournant stator, nommée vitesse de synchronisme. En revanche, lorsque la vitesse de rotation mécanique du rotor dépasse légèrement la vitesse de synchronisme, le champ magnétisant stator a tendance à agir comme un frein sur le rotor au travers des courants induits dans les barres de la cage. Ce phénomène crée un échange de puissance inversé par rapport au mode moteur, du rotor vers le stator : la machine est passée en mode générateur. La Figure 1. 6 permet de fixer les idées sur les différents échanges de puissance ayant lieu dans une machine asynchrone au regard de son mode de fonctionnement.



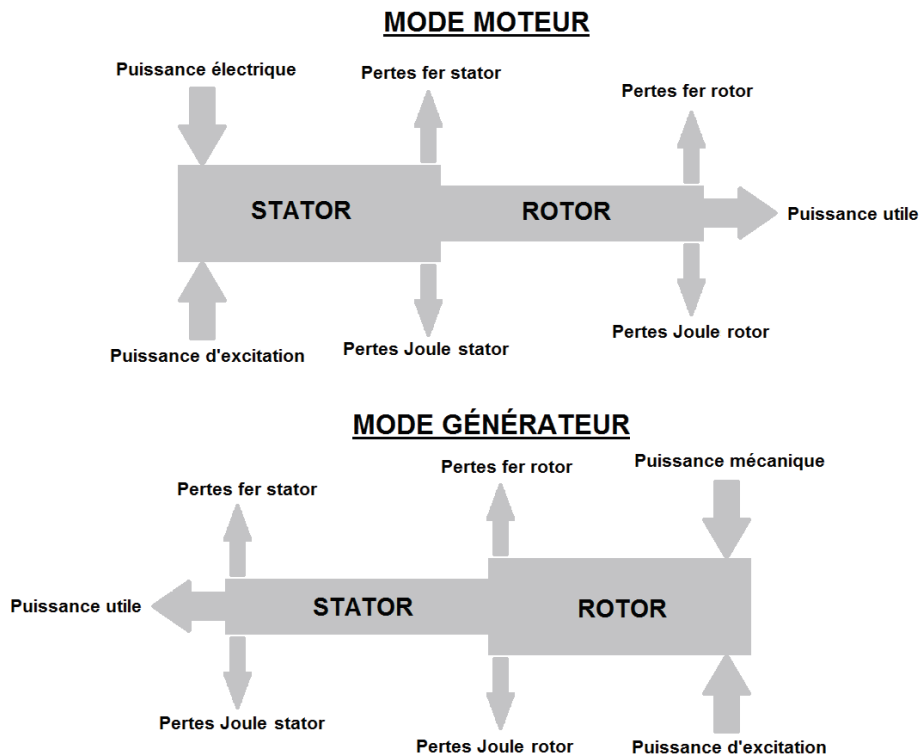


Figure 1. 6. Bilans de puissances dans une machine asynchrone en fonction du mode de fonctionnement.

Les génératrices asynchrones sont de construction simple et robuste donc avantageuses en termes de coûts de fabrication et de maintenance. Comme expliqué précédemment, l'absence de bobinage tournant supprime les déboires liés à leur alimentation et le rotor massif à cage offre une très bonne résistance face aux emballements. Ces caractéristiques rendent les génératrices asynchrones bien adaptées à des applications de type turbine hydraulique ou éolienne connectées au réseau. En outre, l'absence ou la très faible polarité du rotor lorsque le stator n'est pas alimenté rend les couplages au réseau plus aisés, sans risque de détérioration du matériel due à une mauvaise synchronisation avec le réseau. L'aimantation rémanente du rotor peut néanmoins être à l'origine de pointes de courant lors d'un couplage non synchronisé, mais ces pointes sont aisément atténuées par l'introduction de résistances statoriques de couplage.

En revanche, les génératrices asynchrones souffrent de leur incapacité à fournir de la puissance réactive, rendant nécessaire l'installation de bancs de condensateurs à leurs bornes. Cette caractéristique rend les génératrices asynchrones inadaptées à l'alimentation d'installations de forte puissance ou bien dont le facteur de puissance  $\cos\varphi$  change de façon régulière. D'après [6], les applications présentant de nombreux moteurs électriques nécessitant une puissance réactive importante ou présentant des  $\cos\varphi$  variables seraient plus à même d'être satisfaits par des alternateurs synchrones. Les génératrices asynchrones restent de façon générale plus adaptées à des installations simples de type chauffage, éclairage ou petits appareils électroménager. Cette classification peut également être exprimée en termes de puissance avec une utilisation préférentielle des génératrices asynchrones pour des faibles puissances, allant jusqu'à quelques mégawatts, et des alternateurs pour les gammes supérieures.

### 2.2.2. Alternateurs synchrones

Le terme alternateur fait référence à des machines électriques synchrones à rotor bobiné fonctionnant en mode générateur. La constitution mécanique du stator est sensiblement la même que pour une génératrice asynchrone avec la présence, dans les encoches des tôles magnétiques, de trois enroulements idéalement répartis pour former un système triphasé en sortie de l'induit. En revanche, le rotor diffère fortement de la cage d'écureuil précédente en cela qu'il présente des conducteurs bobinés autour de différents pôles magnétiques qui

créent, par le biais de l'alimentation de la roue polaire, le flux magnétique circulant dans l'alternateur. Deux catégories de machines se distinguent alors :

- Les alternateurs à pôles lisses dans lesquels la topologie mécanique du rotor est proche de celle trouvée au stator, formée d'encoches dans les tôles magnétiques et à l'intérieur desquelles sont insérés les conducteurs des différents pôles de l'inducteur. La forme d'onde du champ magnétique, souhaitée en général la plus sinusoïdale possible, résulte de la répartition spatiale des conducteurs dans les encoches du rotor ;
- Les alternateurs à pôles saillants présentant des pôles magnétiques protubérants autour desquels sont enroulés les conducteurs électriques. Pour cette topologie d'inducteur, la forme d'onde du champ magnétique créé est dépendante de la forme mécanique des pôles. Ces derniers représentent les pics positifs ou négatifs du champ magnétique généré et sont dotés d'épanouissements polaires de façon à arrondir convenablement les parties supérieures et inférieures de la forme d'onde alternative. L'évolution inter-polaire est quant à elle considérée comme quasiment linéaire puisque cet espace est composé d'air.

La Figure 1. 7 présente une vue schématique des deux types de topologies envisageables pour les rotors des alternateurs synchrones.

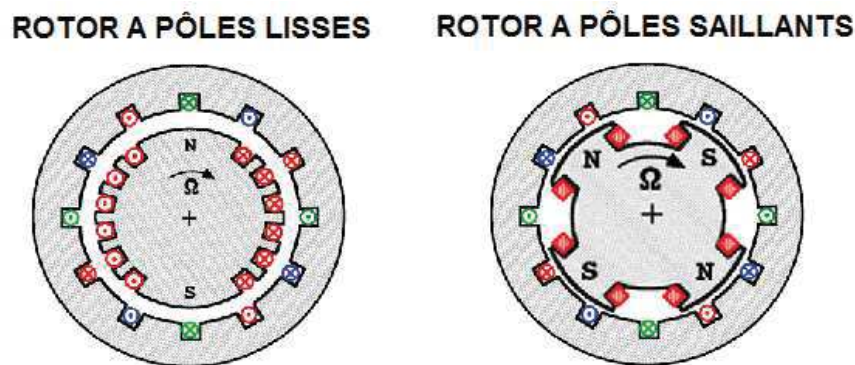


Figure 1. 7. Représentation schématique d'un alternateur à pôles lisses (figure de gauche, 1 paire de pôles) et d'un alternateur à pôles saillants (figure de droite, 2 paires de pôles).

La magnétisation de la machine nécessaire à son fonctionnement est réalisée par alimentation de l'inducteur, aussi appelé roue polaire, au moyen d'une tension continue. Le courant continu résultant engendre la formation d'un champ magnétique fixe dans le référentiel rotor. Le bon fonctionnement du système nécessite alors, comme pour tout alternateur, un apport extérieur de puissance mécanique mettant en rotation l'arbre de la machine et, par là même, le champ produit par les bobinages de la roue polaire. Ce mouvement relatif du champ magnétique par rapport aux bobinages triphasés insérés dans les encoches stator génère, selon la loi de Faraday, l'apparition de forces électromotrices à leurs bornes. Enfin, la connexion de l'induit de l'alternateur à des charges électriques a pour conséquence de donner naissance aux courants de lignes. Cette circulation de courant dans les enroulements statoriques n'a rien d'anodin puisqu'elle impacte en retour le champ magnétique présent dans l'entrefer et a tendance à le déformer.

Bien que le fonctionnement en mode moteur n'ait pas d'intérêt pour les travaux réalisés, il va de soi qu'il est tout à fait envisageable pour les machines synchrones à rotor bobiné. L'apport de puissance est alors effectué du côté stator avec l'imposition de grandeurs triphasées aux fréquences et amplitudes adéquates vis-à-vis de la vitesse de rotation et de la charge mécanique couplée à l'arbre du moteur. Il est intéressant de mentionner que, contrairement à la machine asynchrone, la machine synchrone nécessite une alimentation supplémentaire de la roue polaire permettant l'aimantation de la machine. Cette caractéristique, désavantageuse d'un premier abord puisque nécessitant la mise en place de l'alimentation d'un dispositif tournant, a néanmoins le mérite de supprimer le phénomène de glissement présent dans la machine asynchrone. En effet, l'alimentation

indépendante de l'inducteur a l'avantage de lier la rotation du champ rotorique à la rotation mécanique de l'arbre. Le synchronisme dans la rotation des champs rotor et stator implique par conséquent le synchronisme entre le champ stator et la rotation mécanique du rotor.

Comme expliqué en fin de section 2.2.1, les alternateurs sont régulièrement utilisés pour des applications de fortes puissances. De plus, ces machines offrent la possibilité de travailler à vitesse fixe, imposée par la source d'entraînement mécanique, ou à vitesse variable, pilotée par contrôle de la fréquence des champs induit et inducteur. La souplesse d'utilisation des alternateurs en fait des alliés de poids pour de nombreux types d'applications [7] :

- La production d'énergie électrique industrielle
  - o A base d'énergie nucléaire, utilisant de gros turboalternateurs à pôles lisses de plusieurs centaines de mégawatts entraînés par des turbines à vapeur dont la vitesse de rotation très élevée est réduite avant couplage à l'alternateur (1 ou 2 paires de pôles) ;
  - o A base d'énergie hydraulique, utilisant des vitesses de rotation bien plus lentes et par conséquent des alternateurs à pôles saillants dotés d'un nombre de paires de pôles plus élevé (7 ou 8) permettant malgré tout la production de grandeurs électriques à la fréquence du réseau (50Hz) ;
  - o A base d'énergie fossile (gaz, charbon ou groupe électrogène). Selon la puissance du moteur d'entraînement et de sa vitesse de rotation, les alternateurs couplés varient en topologie et en nombre de paires de pôles ;
  
- La production domestique nécessitant de petits groupes électrogènes de faibles puissances. Les alternateurs utilisés sont généralement de type monophasé, c'est-à-dire ne comportant qu'un unique enroulement à l'induit ;
  
- La production embarquée, notamment dans les véhicules automobiles pour la charge de la batterie. Ces alternateurs sont souvent dits « à griffes » à cause de la forme de leur circuit magnétique rotor à enroulement unique capable de créer un champ magnétique alternatif grâce à sa topologie mécanique sous forme de griffes ;

Le grand bémol lié aux alternateurs bobinés réside, comme évoqué précédemment, dans l'obligation et la difficulté de fournir l'énergie nécessaire à l'inducteur pour la magnétisation de la machine. Ce dernier étant en perpétuel mouvement de rotation, la transmission se fait généralement mécaniquement à l'aide de bagues et de balais. Devant l'usure inéluctable de ces pièces, d'autres solutions d'excitation ont été développées. La plus connue est l'utilisation d'aimants permanents, en plein essor depuis quelques années. L'amélioration dans la qualité de fabrication des aimants, aussi bien à partir de terres rares que de ferrites, a fait exploser le nombre de ces alternateurs, particulièrement appréciés dans les gammes de faibles puissances pour leur compacité. En revanche, le coût de revient de ces alternateurs n'est toujours pas parvenu à égaler le critère bon marché des rotors bobinés et le montage d'aimants dans les applications de fortes puissances s'avère très aventureux. C'est pourquoi les alternateurs à rotor bobinés demeurent extrêmement utilisés et ont été dotés d'un dispositif d'alimentation original sans bagues ni balais, leur valant la dénomination d'alternateurs auto-excités à diodes tournantes. Ce type d'alternateur est étudié dans cette thèse et une description du système dans la section 2.3 permet de se familiariser avec cette formidable topologie.

### 2.3.Présentation du système

La machine étudiée est, comme évoqué en fin de section 2.2.2, de type alternateur à diodes tournantes. Derrière ce terme savant se cache un système complet et autonome de production d'énergie électrique, si tant est qu'une source d'énergie mécanique soit en mesure de fournir une puissance suffisante à la mise en rotation de l'arbre.

Un alternateur à diodes tournantes se compose en réalité de deux alternateurs fonctionnant de concert. En complément de l'alternateur principal à l'origine de la génération d'énergie électrique utilisée par les charges qui lui sont connectées, un deuxième alternateur également à pôles saillants, plus petit et moins puissant, est monté conjointement et couplé mécaniquement au même arbre. Cette machine de faible puissance, nommée excitatrice, possède une topologie particulière puisqu'elle est montée de façon inversée, avec l'inducteur au stator et l'induit au rotor. Le rôle de l'excitatrice correspond à l'alimentation de l'inducteur de l'alternateur principal (roue polaire). Dans cette optique, les trois grandeurs alternatives de l'induit en sortie de l'excitatrice sont redressées, par l'intermédiaire d'un pont triphasé à diodes, en une tension théoriquement continue assurant l'alimentation de la roue polaire. Cette tension n'est en effet continue que dans la théorie. L'ondulation résiduelle naturellement présente en sortie d'un redresseur à diodes est fortement exacerbée par les très fortes inductances connectées au pont de diodes, celles des phases de l'induit de l'excitatrice en amont et celle de la roue polaire en aval. L'ensemble induit de l'excitatrice – redresseur triphasé à diodes – roue polaire est situé au rotor et tourne par conséquent avec celui-ci, d'où le nom d'alternateur à diodes tournantes. Enfin, l'énergie récupérée par la roue polaire permet une magnétisation adéquate de l'alternateur principal qui génère à son tour, à l'aide de l'énergie mécanique fournie par le moteur d'entraînement ou la turbine, une puissance électrique suffisante aux charges de sortie. La Figure 1. 8 présente une vue globale du système.

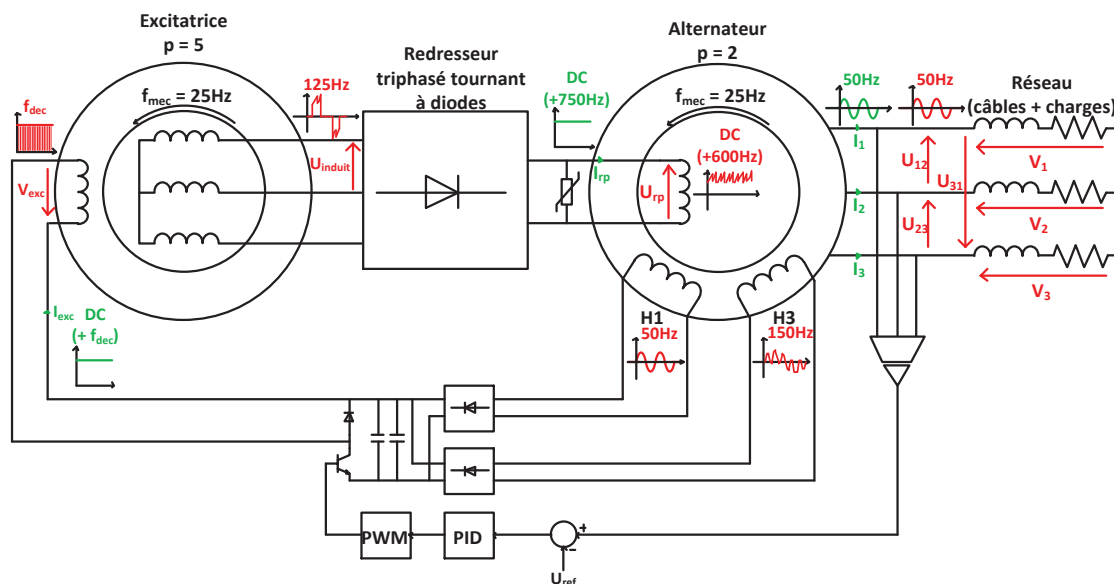


Figure 1. 8. Vue Synoptique d'un alternateur à diodes tournantes équipé d'un système de régulation des tensions de sortie AREP.

En outre, la Figure 1. 8 laisse entrevoir le système de régulation intégré à l'alternateur et permettant son fonctionnement en parfaite autonomie. Afin de fournir en énergie l'inducteur de l'excitatrice, un ingénier moyen d'auto-alimentation, nommé AREP (Alternateur Régulé à Excitation Polymorphe), a été mis au point et breveté par Leroy-Somer. Il s'agit de l'insertion de deux bobinages auxiliaires dans les encoches du stator de l'alternateur principal, nommés H1 et H3, qui prélèvent respectivement la composante fondamentale et l'harmonique 3 du champ magnétique présent dans l'entrefer. Les forces électromotrices obtenues aux bornes de ces deux bobinages sont par la suite mises en forme au moyen de ponts redresseurs et d'un hacheur de type abaisseur de tension. Le niveau de tension souhaité est obtenu par pilotage de l'interrupteur du hacheur à l'aide d'une PWM (Pulse Width Modulation), dont le rapport cyclique détermine la valeur moyenne de la tension découpée. Pour commander l'ensemble, un contrôle des trois tensions de sortie est inséré sous la forme d'un régulateur PID qui adapte la largeur des impulsions du PWM et règle ainsi la magnétisation de l'excitatrice, c'est-à-dire par lien de cause à effet le niveau des tensions de sortie de l'alternateur principal.

Selon [8], l'ingéniosité du processus réside dans le fait que, en marche normale, le fondamental du champ magnétique d'entrefer se veut prépondérant. Dans ce cas, l'enroulement H1 joue pleinement son rôle et permet de fournir une énergie suffisante à l'excitatrice pour le fonctionnement de l'ensemble du système. En revanche,

lors de fonctionnements anormaux (impacts de charge, démarrage de moteurs électriques, court-circuit), la déformation du champ magnétique ne permet plus une alimentation satisfaisante de l'excitatrice. Cette déformation s'accompagne de l'apparition d'harmoniques dans le spectre du champ magnétique, et notamment d'harmonique 3. Dans ce type de fonctionnement, le bobinage H3 supplée H1 afin de garantir une excitation suffisante de la machine. Le système de régulation AREP permet par conséquent une capacité de surcharge élevée ainsi qu'une excellente tenue en court-circuit autorisant le déclenchement des dispositifs de protection sélective. L'amélioration des performances par rapport à une excitation de type shunt est indéniable et l'AREP a l'avantage de ne pas augmenter les dimensions de l'alternateur complet par l'ajout d'une troisième machine supplémentaire, comme c'est le cas dans une excitation à l'aide d'un PMG (Permanent Magnet Generator). Le graphique de la Figure 1. 9 montre une comparaison des performances des trois types d'excitation en fonction de la charge de l'alternateur principal.

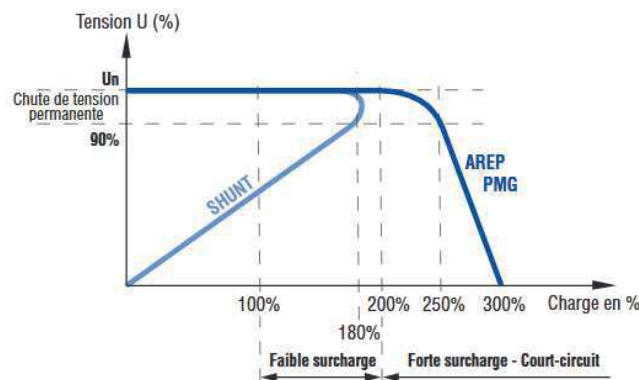


Figure 1. 9. Performances des systèmes de régulation SHUNT, PMG et AREP en fonction du niveau de charge de l'alternateur [8].

En outre, lors du démarrage du système, le champ rémanent présent dans le circuit magnétique de l'alternateur principal s'avère suffisamment élevé pour alimenter l'excitatrice et enclencher un cycle vertueux guidant l'alternateur vers le point de fonctionnement désiré. En effet, la magnétisation rémanente, vestige des excitations précédentes, entraîne l'apparition de forces électromotrices aux bornes des bobinages auxiliaires lors de la mise en rotation du rotor par le moteur d'entraînement. Bien que faible, l'énergie produite par H1 et H3 est en mesure d'alimenter légèrement l'excitatrice, qui entraîne à son tour une alimentation faible de la roue polaire et donc une augmentation des tensions aux bornes des bobinages auxiliaires. Le cycle est enclenché et permet l'augmentation progressive des grandeurs électriques du système vers le point de fonctionnement souhaité. La totale autonomie que permet ce mécanisme est la bienvenue dans la génération d'électricité pour réseaux isolés.

D'un point de vue des moteurs d'entraînement, la majorité des alternateurs produits, dont ceux de la gamme LSA 423 utilisés dans cette thèse, sont connectés à des moteurs Diesel leur fournissant l'énergie mécanique nécessaire qu'ils transforment dans un premier temps en énergie magnétique, puis en énergie électrique. Les moteurs Diesel utilisés sont régulés en vitesse de façon à maintenir les fréquences des grandeurs de sortie de l'alternateur constantes. La vitesse de rotation mécanique de référence est généralement fixée à 25Hz, soit 1500tr/min, permettant l'obtention des 50Hz électriques en sortie d'un alternateur doté de deux paires de pôles seulement. Il est vrai que les moteurs à combustion ne sont pas de parfaites sources mécaniques et ne permettent pas de maintenir une vitesse de rotation strictement constante. Les combustions dont ils sont le siège engendrent des ondulations de couple subies par l'arbre et, par conséquent, de variations dans la vitesse de rotation. Deux stratégies utilisées sur les alternateurs permettent de réduire l'impact de ces ondulations de couple sur les grandeurs électriques :

- En premier lieu, les amortisseurs installés au rotor de l'alternateur principal tendent à lisser les brusques variations de vitesse susceptibles de survenir. Il s'agit, comme pour la génératrice asynchrone à cage, de barres conductrices connectées entre elles et dont la sensibilité aux variations dans le champ magnétique qu'elles captent les rendent utiles à l'atténuation des variations de vitesse de l'arbre ;

- Un deuxième subterfuge parfois utilisé sur les alternateurs de forte puissance consiste en l'ajout d'une masse équilibrée sur l'arbre permettant d'augmenter l'inertie de la partie tournante et de la rendre plus robuste face aux variations de couple induites par le moteur Diesel.

En résumé, quatre emplacements à l'intérieur du système sont à retenir car régulièrement évoqués au cours de ce manuscrit :

- L'inducteur de l'excitatrice permettant de magnétiser ce petit alternateur constitue le point d'entrée du système. Son alimentation, en tension ou en courant, est qualifiée d'**excitation** puisqu'elle seule permet, de manière indirecte, de contrôler la magnétisation de l'alternateur principal ;

- L'induit de l'excitatrice, souvent simplement nommé **induit**, représente le système triphasé en sortie de l'excitatrice et injecté dans le pont redresseur à diodes ;

- L'inducteur de l'alternateur principal, appelé **roue polaire**, reçoit l'énergie électrique issue de l'induit au travers du pont de diodes et magnétise l'alternateur ;

- L'induit de l'alternateur principal génère les **grandeurs de sortie** du système qui alimentent les charges électriques connectées à ses trois phases.

Pour terminer la présentation du système, une rapide description de la gamme LSA 423 dont fait partie l'alternateur utilisé au cours de ces travaux de thèse est effectuée. Selon [9], les LSA 423, produits par l'entreprise Leroy Somer, sont des alternateurs de faibles puissances et de hautes performances conçus pour des utilisations intensives. Un choix de matériaux affiné et une construction fiable et robuste leur permettent d'allier des qualités de longévité et de résistance exceptionnelles. De plus, des options de personnalisation sont offertes pour une adaptation idéale aux besoins des utilisateurs. Par exemple l'ajout de filtres à air, de protections thermiques ou contre l'humidité permettent un fonctionnement dans des environnements difficiles ; des adaptations mécaniques de hauteur d'axe ou de configuration des paliers augmentent la flexibilité d'utilisation des alternateurs en fonction de l'installation ; ou encore une modification des bobinages autorise le choix entre différents niveaux de tension pour la sortie de l'alternateur.



Puissance	25 - 60 *
Voltage	220 - 480V
Pôles	4
Vitesse (tr/min)	1500 - 1800
Hauteur d'axe	180 mm
Rendement max.	94.1 %
Excitation	AREP
Régulation	R438

\* kVA/50Hz - kW/60Hz | Continu / 40°C

Figure 1. 10. Présentation de la gamme LSA 423, illustration de l'alternateur et caractéristiques techniques [9].



### 3. Présentation des défauts dans les alternateurs

Malgré les progrès de robustesse impressionnants réalisés depuis l'invention des premiers alternateurs électriques, l'augmentation constante des performances qui leur sont demandées a eu pour effet de maintenir une certaine vulnérabilité de ces machines à une poignée de défauts récurrents. Cette section s'attache à décrire de façon synthétique l'ensemble de ces défauts. Outre l'évocation des célèbres défauts électriques et mécaniques, il est également fait état de dysfonctionnements susceptibles d'intervenir en amont ou en aval de la chaîne, c'est-à-dire côté moteur Diesel ou charge électrique. Non considérées comme de véritables défaillances puisqu'indépendantes de l'alternateur, ces perturbations n'en restent pas moins importantes puisque leur apparition peut être la cause de modifications dans les grandeurs électriques surveillées lors du diagnostic et, par conséquent, de modifier les résultats sur l'état de santé de l'alternateur.

#### 3.1. Défauts électriques

Compte tenu des fortes puissances développées par les alternateurs à diodes tournantes, les contraintes électriques sont rudes pour leurs composants. De ce fait, ils sont susceptibles de développer plusieurs types de pathologies d'origine électrique touchant soit les conducteurs des différents bobinages, soit les composants électriques internes tels que les diodes ou les varistances.

Au sommet de la pyramide des défauts trône le court-circuit, maître incontesté dans l'art de détruire les alternateurs. Étant données les tensions élevées développées par les alternateurs, habituellement 400V entre phases, la différence de potentiel entre deux spires d'un unique et même enroulement peut s'avérer elle aussi importante, à savoir 230V entre les deux spires extrêmes d'une phase, et ainsi imposer un stress colossal sur l'isolation entourant les conducteurs. Cette forte mise à contribution des isolants est à même de les détériorer de façon accélérée et d'entraîner, à terme, l'apparition d'un court-circuit à l'endroit fragilisé. Ce phénomène est particulièrement sensible lors de l'utilisation de bobinages en vrac, pour lesquels il n'est pas exclu que deux spires très éloignées de la même bobine se retrouvent côte à côte. Afin de limiter ce genre de déconvenue, les alternateurs de très forte puissance sont bobinés à l'aide de barres de cuivre idéalement rangées dans les encoches, chaque spire suivant la précédente. Néanmoins, les puissances extrêmes développées par les machines utilisant ce procédé impliquent tout de même des contraintes électriques fortes sur les isolants qui sont là encore susceptibles de se dégrader et de créer un point de vulnérabilité aux défauts de court-circuit. Les têtes de bobines sont un endroit particulièrement apprécié par ce type de défaut à cause de la proximité de spires soit très éloignées dans une même bobine, soit appartenant à deux phases différentes, offrant un terrain propice à des différences de potentiel entre spires importantes.

En complément de ces considérations purement électriques peuvent s'ajouter d'autres facteurs favorisant l'apparition de ce type de défaut par le stress qu'ils font subir aux isolants. La température est par exemple un facteur de dégradation important pour les isolants et une augmentation locale de ce paramètre, par exemple due à un défaut de fabrication dans l'alternateur, peut engendrer une détérioration rapide de la couche isolante entre deux conducteurs et favoriser l'apparition d'un court-circuit. A cela peuvent également s'ajouter les contraintes mécaniques appliquées aux bobinages, telles que les frottements ou les vibrations, qui peuvent éroder petit à petit le matériau isolant et ainsi drastiquement diminuer ses propriétés de résistance aux contraintes électriques.

Il est généralement considéré qu'un court-circuit est un phénomène se développant au fur et à mesure de la détérioration des isolants dans la machine. La susdite diminution de la résistance aux contraintes électriques engendre l'apparition de décharges partielles entre les spires mal isolées. Ces décharges partielles se matérialisent sous la forme de petits arcs électriques traversant directement d'une spire à l'autre à travers l'isolant dégradé et l'air environnant, sans suivre le circuit électrique habituel. Une installation pérenne de ces décharges entraîne alors la partie touchée de l'isolant en question dans un cercle vicieux. La répétition de ces décharges électriques dégrade en effet davantage l'isolant, le rendant d'autant plus propice au développement de décharges partielles. Lors du coup de grâce, l'isolant cède totalement et une mise en court-circuit franche se réalise avec l'installation d'un courant élevé dans les spires concernées. La détection de ces décharges partielles

comme signe avant-coureur des défauts d'isolation fait l'objet de recherche dans différents types de machines électriques, du moteur asynchrone [10] au générateur hydroélectrique [11].

L'apparition de ces décharges partielles fait remonter à l'essence même du matériau isolant et à ses caractéristiques physiques le dotant de sa capacité à jouer efficacement son rôle. Il est intéressant d'évoquer que de nombreuses recherches sont justement orientées vers la physique des matériaux pour caractériser la réponse des isolants appliqués sur les conducteurs des machines électriques faces aux stress qu'ils subissent. La caractérisation du diélectrique est notamment utilisée, permettant de qualifier les pertes dans le matériau isolant et donnant par conséquent une idée de son état de santé [12] [13].

Les victimes de court-circuit dans les alternateurs sont diverses. En premier lieu, les bobinages des différents pôles du rotor sont un lieu privilégié de développement de ces défauts. En effet, le rotor offre un terrain propice au développement de défauts de court-circuit entre spires par la combinaison de facteurs mécaniques engendrés par la rotation de l'arbre (vibrations, frottements et contraintes sur les enroulements), et de facteurs électriques dus à la prépondérance des méthodes de bobinage en vrac pour les inducteurs. Les conducteurs stator sont également en proie aux défauts de court-circuit. Ils subissent effectivement des contraintes électriques plus importantes que l'inducteur avec des niveaux de tensions et de courants élevés. En outre, les têtes de bobines sont soumises à des contraintes mécaniques non négligeables dues aux forces électromagnétiques se développant dans la machine et subissent par conséquent l'impact des mêmes facteurs de dégradation que les bobinages rotor. Généralement de type entre spires dans un premier temps ou éventuellement entre phases si le court-circuit se développe dans les têtes de bobines, il est également possible de trouver des cas de court-circuit avec la carcasse et la terre lorsque la dégradation des isolants s'étend dans les différentes parties de l'alternateur [14] [15].

Le niveau de criticité des défauts de court-circuit est extrêmement élevé puisque, à la suite de la phase de décharges partielles, les courants qu'ils mettent en jeu lors du court-circuit franc sont des dizaines de fois supérieurs aux courants nominaux pour lesquels les conducteurs sont dimensionnés. La dynamique de dégradation une fois le court-circuit déclaré semble donc très rapide (mais reste encore largement méconnue) et provoque des dommages irréversibles à l'alternateur. Une détection, soit particulièrement rapide, soit de préférence antérieure à la déclaration du court-circuit est donc souhaitable.

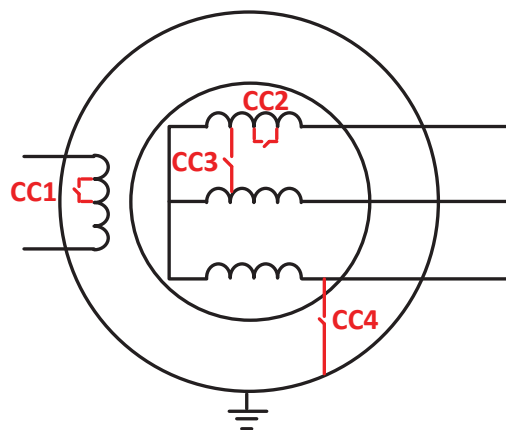


Figure 1. 11. Défauts électriques de type court-circuit dans un alternateur : inter-spires rotor (CC1), inter-spires stator (CC2), inter-phases stator (CC3) et phase-Terre ou phase-carcasse stator (CC4).

Le deuxième défaut électrique inhérent aux alternateurs à diodes tournantes concerne précisément les diodes du redresseur. Les défauts de diodes sont en effet des anomalies relativement récurrentes qui sont la source de dysfonctionnements dans le système. Les ponts redresseurs à diodes installés dans les alternateurs sont les victimes d'attaques électriques extrêmement rapides et violentes. Lors de connexions au réseau défectueuses ou de manipulations de charges électriques inadéquates, des retours de puissances importants vers le pont de diodes sont possibles. A la manière de la foudre frappant une ligne électrique, ils créent des surtensions importantes



dégradant ou détruisant les diodes si leur tension de claquage est atteinte. Pour limiter les risques de détérioration des diodes, les ponts sont protégés à l'aide de varistances, composants semi-conducteurs permettant l'écrêtage des surtensions par absorption d'énergie. Cependant, la durée de vie de ces composants se dégrade rapidement au regard des quantités d'énergie qu'ils doivent absorber. Les diodes sont dès lors mal voire plus du tout protégées et sont susceptibles d'être dégradées lors des assauts suivants.

Les défauts de diodes se matérialisent par la mise en court-circuit ou en circuit ouvert d'une ou de plusieurs diodes du pont redresseur triphasé situé entre l'induit de l'excitatrice et l'inducteur de l'alternateur. En fonction de l'importance de la surtension, une diode est susceptible soit de claquer quasiment instantanément et de demeurer dès lors en circuit ouvert, soit de passer par une phase plus ou moins longue de court-circuit finissant, après destruction des matériaux semi-conducteurs, dans un état de circuit ouvert.

Par rapport aux défauts de court-circuit, les défauts de diodes se situent à un échelon inférieur en termes de criticité. En effet, un pont amputé d'une diode fonctionne toujours, certes de façon dégradée, et assure une alimentation de la roue polaire moins optimale qu'en régime nominal. La disparition de plusieurs diodes devient quant à elle plus problématique, d'où l'intérêt d'une détection rapide lors d'une première mise en défaut.

### 3.2. Défauts mécaniques

La deuxième grande famille de dysfonctionnements susceptibles de toucher les alternateurs à diodes tournantes est représentée par les défauts mécaniques. Ils touchent principalement les composants de l'alternateur qui sont en mouvement, à savoir l'arbre et ses roulements, soumises à une usure progressive au cours du fonctionnement.

Une première cause de dysfonctionnement peut être engendrée par une mauvaise manipulation lors de la phase d'installation. En effet, la mise en fonctionnement de l'alternateur implique son couplage à un moteur d'entraînement mettant le rotor en rotation. Le couplage mécanique des deux arbres propres aux deux machines est un moment critique pouvant aboutir à un mauvais alignement de leurs axes de rotation respectifs. Selon le type de positionnement relatif de l'arbre de l'alternateur par rapport à celui du moteur d'entraînement, le désalignement peut prendre différentes formes :

- Un simple décalage entre les deux centres de rotation : les deux axes de rotation sont bien colinéaires mais un écart constant entre les centres de rotation est présent ;
- Un écart angulaire entre les axes de rotation des deux arbres : les deux centres de rotation sont dans ce cas bien en vis-à-vis mais un désalignement des deux axes de rotation est présent, ces derniers n'étant alors plus colinéaires ;
- Une composition des deux phénomènes précédents avec à la fois un décalage constant entre les deux centres de rotation et un désalignement des axes de rotation.

Dans les trois cas, une rotation inadéquate de l'ensemble de l'arbre est provoquée. Elle génère des phénomènes indésirables au bon fonctionnement de l'alternateur, tels que des vibrations, des contraintes mécaniques fortes sur certaines pièces ou des excentricités de l'arbre dans l'alternateur. La Figure 1. 12 donne une représentation synthétique des trois cas de désalignement existants.

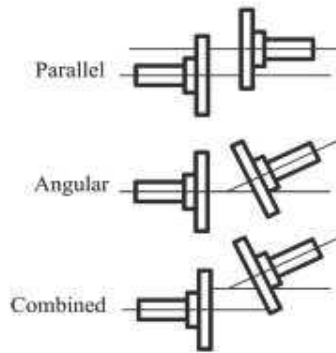


Figure 1. 12. Défauts mécaniques de désalignement entre les arbres moteur et alternateur [16].

En second lieu, une défaillance mécanique peut prendre la forme d'une excentricité de l'arbre dans l'alésage de l'alternateur. Comme évoqué dans le paragraphe précédent, un désalignement des arbres de l'alternateur et du moteur d'entraînement peut être à l'origine d'une excentricité côté alternateur. Ce défaut peut également apparaître à cause de déformations mécaniques au niveau du rotor de l'alternateur ou simplement à la suite de son mauvais positionnement dans l'entrefer. De nouveau, trois différents types d'excentricités peuvent être cités :

- L'excentricité statique : elle correspond simplement à un écart fixe du centre de rotation du rotor par rapport au centre de l'alésage. La rotation de l'arbre est excellente, sans mouvement parasite, et la position du rotor dans l'entrefer est figée mais telle qu'elle engendre un entrefer non constant le long de l'alésage, avec un côté à faible entrefer et un autre à fort entrefer ;

- L'excentricité dynamique : elle désigne l'apparition d'un mouvement circulaire du centre de rotation du rotor autour du centre de l'alésage. La rotation de l'arbre provoque un déplacement de ce dernier dans la cavité du stator et, par là même, une évolution de la répartition de l'entrefer au court du temps. Ce type d'excentricité peut par exemple être due à une courbure de l'arbre sur sa longueur, ce dernier formant un léger arc de cercle et provoquant une excentricité dynamique sur sa partie centrale ;

- L'excentricité mixte : elle représente une composition des excentricités statique et dynamique. La révolution du rotor dans l'alésage autour du centre de la cavité observé dans le cas de l'excentricité dynamique est dans ce cas réalisée autour d'un point déporté du centre de l'alésage, engendrant des écarts d'entrefer à la fois statiques (entrefer non constant autour de l'alésage) et dynamiques (valeur de l'entrefer en un point dépendante de la position angulaire du rotor).

La Figure 1. 13 présente de façon synthétique les trois cas d'excentricités évoqués.

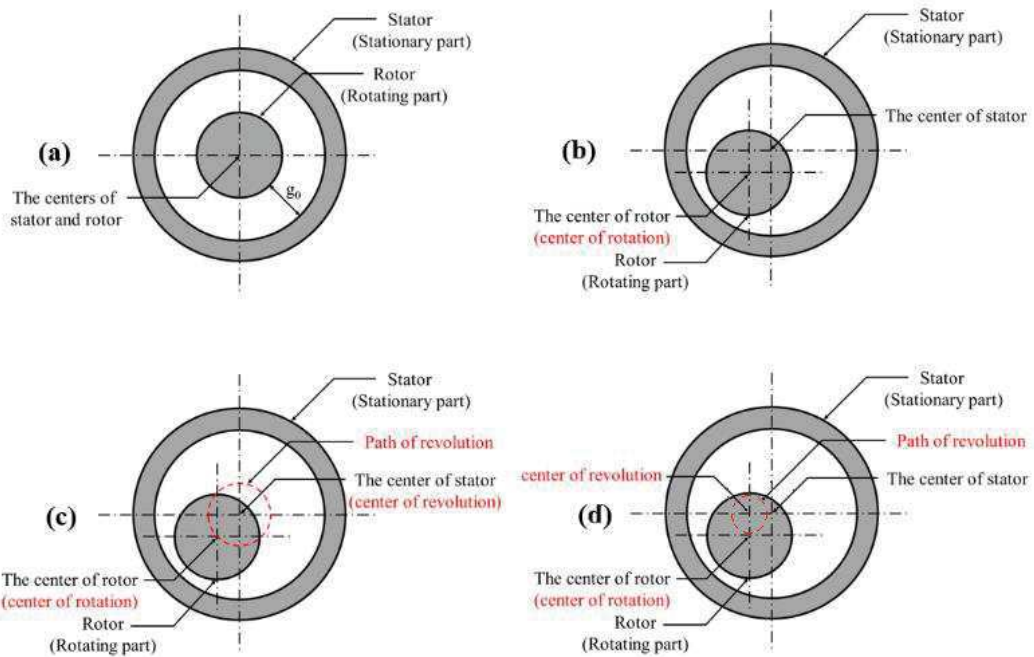


Figure 1. 13. Défauts mécaniques d'excentricité : (a) Pas d'excentricité. (b) Excentricité statique. (c) Excentricité dynamique. (d) Excentricité mixte [17].

Le troisième type de défaut à même de toucher l'arbre de l'alternateur prend la forme de défauts de balourd. Un balourd est une répartition non uniforme de la masse inertielle au sein de l'arbre, généralement conséquente à un défaut de fabrication. Un désalignement du centre d'inertie de la partie tournante entraîne l'application de forces radiales sur l'arbre et par conséquent une rotation disproportionnée. Ce type de dysfonctionnement est susceptible de favoriser des excentricités au niveau de l'arbre ou encore une usure prématurée des roulements. Il est souvent matérialisé dans les études de diagnostic par l'ajout d'une masse additionnelle à une certaine distance du centre de rotation du rotor, comme présenté en Figure 1. 14.

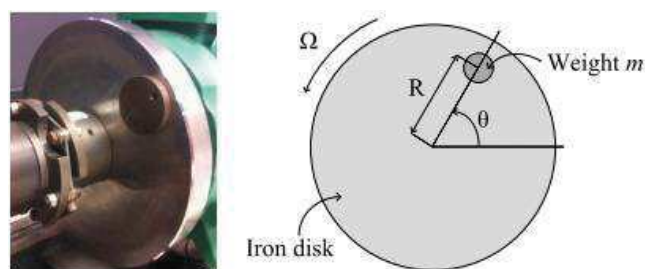


Figure 1. 14. Défauts mécaniques de balourd : création artificielle du défaut [18].

En dernier lieu, des défauts dans les roulements à billes représentent un type de dysfonctionnement récurrent dans les alternateurs. Les roulements à billes permettent l'assemblage du stator avec le rotor tout en laissant ce dernier libre dans son mouvement de rotation. De par leur utilisation, les pièces constituant les roulements à billes sont vouées à une usure mécanique certaine. D'après [19], des facteurs mécaniques (vibrations, excentricités), électriques (courants traversant les roulements) ou thermiques (échauffements) sont à même de détériorer les roulements et par là même d'entraîner une augmentation des vibrations mécaniques et du niveau de bruit dans les signaux électriques. En outre, d'autres facteurs peuvent être la cause d'une détérioration accélérée :

- La corrosion engendrée par la présence de particules abrasives ou de liquides (eau, acide) dans les roulements ;
- Un manque de lubrification des roulements engendrant l'abrasion des pièces par frottement ainsi qu'un échauffement anormal lors du fonctionnement ;
- Des contraintes mécaniques dues à une installation inappropriée du roulement sur l'arbre ou dans son logement, entraînant l'apparition d'empreintes dans les pistes des billes.

La Figure 1. 15 présente les différents constituants d'un roulement à bille, tous susceptibles de se dégrader et d'influer sur le bon fonctionnement de l'alternateur.

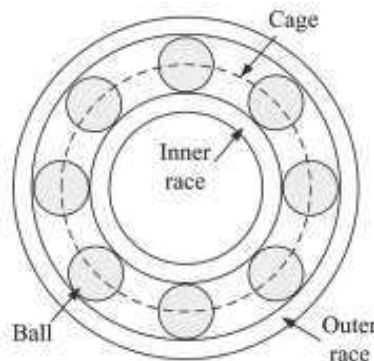


Figure 1. 15. Constitution d'un roulement à billes [20].

De façon globale, le niveau de criticité des défauts mécaniques s'avère moindre que celui des défauts électriques de par leur dynamique plus lente. En effet, un fonctionnement dégradé de l'alternateur est généralement possible pendant plusieurs dizaines ou centaines d'heures avant qu'une casse sévère n'apparaisse, laissant une large plage de manœuvre pour le diagnostic. Néanmoins, un possible lien de cause à effet entre les différents défauts n'est pas à exclure et des défauts mécaniques, de part certaines contraintes appliquées aux conducteurs, peuvent éventuellement favoriser l'apparition de points propices au déclenchement de défauts de court-circuit.

### 3.3. Perturbations externes

La vie d'un alternateur n'est pas un long fleuve tranquille. En plus d'avoir à composer avec ses propres tourments personnels, il est également soumis aux caprices de ses collègues de travail et aux aléas de son environnement. En effet, les connexions mécaniques et électriques, respectivement au moteur d'entraînement et aux charges électriques, le soumettent à certaines contraintes supplémentaires en fonction de l'état de fonctionnement de ces deux éléments.

Du côté du moteur d'entraînement de type Diesel, de nombreux phénomènes perturbateurs peuvent intervenir et impacter le fonctionnement de l'alternateur au travers du couplage mécanique présent entre les deux machines. Par exemple, l'apparition d'usure sur les pièces mécaniques, les phénomènes de combustion dans les cylindres, la gestion des gaz d'échappement ou simplement le fonctionnement naturel du moteur avec d'inévitables oscillations de couple sont autant de perturbateurs potentiels pour l'alternateur.

La charge électrique peut elle aussi rendre la vie dure à l'alternateur. Une modification fréquente du type de charge connectée oblige par exemple à des changements fréquents du point de fonctionnement de la part de l'alternateur et, par conséquent, du contexte dans lequel est réalisé le diagnostic. De plus, les alternateurs étudiés étant principalement utilisés pour l'alimentation de réseaux isolés, l'équilibre des charges connectées aux trois phases laisse parfois à désirer et engendre un fonctionnement inadéquat de l'alternateur. Les alternateurs sont en effet dimensionnés pour assurer l'alimentation de charges déséquilibrées introduisant au maximum un

différentiel de 10% du courant nominal sur l'une des trois phases. Dans le pire des cas peuvent même se développer des défauts de court-circuit au niveau des charges électriques et mettre à mal le fonctionnement de l'installation.

En dernier lieu, les conditions environnementales dans lesquelles le système évolue ont des répercussions sur l'ensemble de la chaîne, moteur Diesel, alternateur et charge électrique comprise. Les grandeurs physiques de pression et de température jouent évidemment un grand rôle vis-à-vis des phénomènes de combustion inhérents au moteur Diesel. L'humidité peut également être citée pour son impact sur les pertes électriques ou sur le risque de déclenchements de défauts électriques de type court-circuit. Enfin, la présence de particules fines telles que les aérosols, le sable ou le sel dans l'air ambiant, souvent présents dans les milieux hostiles où sont installés ces groupes isolés, favorise l'usure des pièces mécaniques présentes dans le moteur ou l'alternateur.

En conclusion, le diagnostic des défauts électriques et mécaniques, déjà exigeant en soi, peut être mis à mal par l'apparition de divers dysfonctionnements dans les éléments annexes du système en engendrant une évolution inappropriée des indicateurs propres aux différents défauts répertoriés. Pire encore, des fonctionnements tout à fait normaux de l'alternateur mais distincts du régime nominal (modification de puissance, du facteur de puissance ou du type de charge) ainsi que des modifications au niveau de l'environnement de fonctionnement sont eux aussi enclins à flouer l'algorithme de surveillance. La prudence est donc de mise quant au choix des indicateurs et nécessite la mise en œuvre de tests les plus exhaustifs possibles attestant de leur sensibilité et de leur robustesse face aux différentes situations de fonctionnement.

## **4. Étude bibliographique du diagnostic dans les alternateurs à diodes tournantes**

### **4.1. Besoins en diagnostic**

Afin d'orienter les travaux de recherche vers une détection de défauts potentiellement utile au constructeur, il est intéressant de se pencher sur la fréquence d'apparition des différents défauts dans ce type de machine. Malheureusement, en adéquation avec la pauvreté de la bibliographie sur le diagnostic des alternateurs à diodes tournantes, aucune étude scientifique sur la récurrence des défauts dans ce type de machine n'a été trouvée dans la littérature. Deux documents sont tout de même proposés : le premier concerne une étude des défaillances menée sur des moteurs synchrones industriels et le second prend la forme d'une enquête réalisée par le constructeur Nidec Leroy-Somer en personne sur les causes de défaillances dans ses alternateurs.

La publication [21] se propose de faire un état des lieux concernant l'apparition des différents défauts dans des moteurs électriques de moins de quinze ans, utilisées dans des installations industrielles et commerciales. Afin de cadrer au mieux au type de machine utilisé dans la thèse, seuls les moteurs de types synchrones ont été pris en compte. Ainsi, vingt-huit moteurs synchrones appartenant à une gamme de tension comprise entre 1 000 et 15 000V ont été répertoriés. Ce sont au total quarante-six avaries qui ont été relevées au cours du fonctionnement de ces vingt-huit machines et qui ont été classées dans les différentes catégories de défauts. Le détail du résultat de cette étude est présenté par la Figure 1. 16.

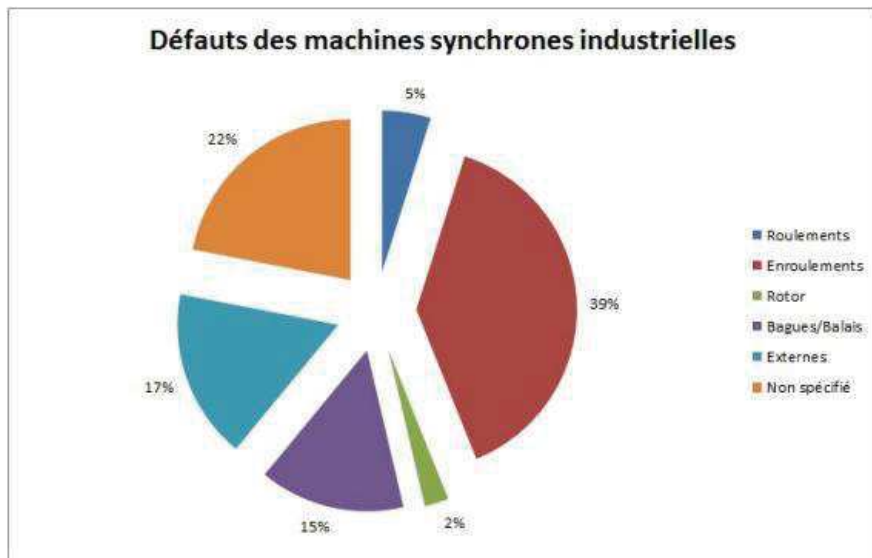


Figure 1. 16. Répartition des défauts mécaniques et électriques constatés sur des moteurs synchrones industriels [21].

Il est évident qu'un échantillon de vingt-huit machines n'a pas prétention à servir de vérité immuable pour l'ensemble des machines synchrones en activité dans le monde. En revanche, il semble se dégager une tendance assez forte quant à la récurrence des défauts d'isolation au niveau des bobinages, faisant de cette catégorie une piste de recherche potentiellement intéressante pour les fabricants de machines électriques. Cette première information est à analyser avec précaution puisque, bien qu'il s'agisse de machines synchrones, celles-ci sont utilisées en fonctionnement moteur et sont donc soumises à des contraintes mécaniques et électriques différentes de celles observées par les alternateurs à diodes tournantes.

Le second document présente quant à lui les résultats d'une enquête menée en 2014 par l'entreprise Nidec Leroy-Somer auprès de ses clients et collaborateurs. Elle a eu pour objectif de recenser les défauts les plus récurrents survenant dans les alternateurs synchrones à diodes tournantes produits par l'entreprise. Les résultats sont présentés dans le Tableau I. 1. Pour des raisons de confidentialité, les informations supplémentaires sur les conditions de réalisation de l'étude ne sont pas données dans ce manuscrit.

Tableau I. 1. Étude Nidec Leroy-Somer sur la fréquence d'apparition des défauts mécaniques et électriques dans les alternateurs à diodes tournantes.

Catégorie	Type de défaut	Fréquence d'apparition (1 = plus fréquent ; 10 = moins fréquent)
<b>Défauts électriques</b>	Conducteurs et isolation électrique rotor	1
	Conducteurs et isolation électrique stator	2
	Régulateur	3
	Connexion des enroulements stator dans la boîte à bornes	6
	Enroulements excitatrice et diodes	7
<b>Défauts mécaniques</b>	Roulements	4
	Échangeur thermique	5
	Arbre rotor	10

La mise en parallèle des deux études permet de cibler les défauts d'isolation comme défaillance récurrente dans les alternateurs à diodes tournantes. Une légère prépondérance de ces défauts au niveau du rotor est à noter, probablement liée à une utilisation plus répandue de bobinages en vrac au niveau de l'inducteur. Les enroulements stator ne sont néanmoins pas en reste et se placent comme seconde cause de défaillance. Les défauts mécaniques tels que l'usure des roulements ou les autres défauts électriques situés au niveau des diodes sont finalement relégués assez loin dans la liste des défauts prioritaires (respectivement avec des niveaux de récurrence 4 et 7). Ce constat légitime le choix d'orienter les travaux de recherche sur la piste des défauts de type

électriques, et principalement d'isolation des enroulements. Cependant, la méthodologie de modélisation développée a été pensée pour s'adapter à la réalisation d'autres défauts, aussi bien électriques que mécaniques.

En ce qui concerne le diagnostic spécifique des alternateurs à diodes tournantes, la principale caractéristique de la bibliographie réalisée réside dans sa pauvreté. En effet, le nombre de publications relevant strictement du diagnostic de ce type d'alternateur ne dépasse pas la dizaine, d'après les recherches effectuées sur différents sites internet spécialisés. En résumé, le Tableau I. 2 présente l'ensemble de ces publications en les classant selon les types de défauts explorés dans leur contenu. Les principales caractéristiques des alternateurs à diodes tournantes utilisés lors des essais expérimentaux sont également données, dans la limite des informations fournies par les auteurs.

Tableau I. 2. Répertoire des publications recensées sur le diagnostic des alternateurs à diodes tournantes.

Catégorie	Types de défaut	Publications	Type d'alternateurs
Défauts électriques	CC inter-spires stator	[22]	6.25kVA / 240V / 60Hz / 4 pôles
		[23]	5kVA / 240V / 60Hz / 4 pôles
	CC inter-spires rotor	[24]	30kVA / 115V / 400Hz
		[22]	6.25kVA / 240V / 60Hz / 4 pôles
		[23]	5kVA / 240V / 60Hz / 4 pôles
		[25]	3125kVA / 4160V / 60Hz / 8 pôles
		-	-
	CC inter-phases stator	-	-
	CC phase carcasse ou phase Terre	-	-
	Défauts de diodes	[24]	90kVA / 115V / 400Hz
[26]		31.5kVA / 4 pôles	
[27]		4kW / 280V / 50Hz / 4 pôles	
[28]		4kVA / 380V / 50Hz / 4 pôles	
[23]		5kVA / 240V / 60Hz / 4 pôles	
-		-	
Défauts mécaniques	Roulements	-	-
	Balourd	-	-
	Excentricité	[29]	1950kVA / 450V / 60Hz / 6 pôles
		[25]	3125kVA / 4160V / 60Hz / 8 pôles
	Désalignement	-	-

Il est entendu que d'autres études ayant trait aux défauts dans les machines électriques de type synchrone ont été recensées. Néanmoins, il est notable de remarquer la très faible quantité de publications dédiées à ces alternateurs si particuliers. Hormis dans [29] où seul le modèle de l'alternateur a été considéré et dans l'étude très intéressante [25] sur des alternateurs et moteurs Diesel de très forte puissance, les machines utilisées lors des essais expérimentaux se situent majoritairement dans des niveaux de puissances faibles à très faibles, inférieurs à 10kVA. Seules trois études se sont basées sur des alternateurs de moyenne puissance (30kVA-90kVA). Cette caractéristique est intéressante puisque seule la considération d'une machine de puissance convenable permet l'extrapolation des résultats du diagnostic à des machines de très forte puissance, but affiché des travaux de cette thèse. Les méthodes de diagnostic développées dans ces articles sont expliquées de façon plus détaillée en sections 4.3 et 4.4.

## 4.2.Méthodes de diagnostic

D'un point de vue général, le diagnostic des machines électriques peut être scindé en trois grandes catégories. Elles s'appuient sur la surveillance de certains signaux électriques (tensions et courants), mécaniques (vibrations, vitesse de rotation) ou de température, dont peuvent être déduites des modifications dans le fonctionnement de la machine, soit par analyse fine des signaux relevés, soit par comparaison à un modèle sain du système. Les différentes méthodes proposées permettent, selon les applications, de satisfaire au mieux des objectifs prédéfinis vis-à-vis de la détection des défauts (sensibilité, robustesse, temps de réponse, taux de fausses alarmes).

En premier lieu, l'approche signal (Figure 1. 17) est une méthode très régulièrement utilisée dans le domaine du diagnostic. Elle consiste en une détection des dysfonctionnements exclusivement par traitement des signaux



mesurés sur la machine (tensions, courants, vibrations, ...). La méthode la plus connue et la plus utilisée est l'analyse spectrale qui permet la détection des défauts en surveillant l'évolution de certaines composantes harmoniques des signaux sensibles au changement d'état du système. La méthode d'analyse spectrale la plus connue est la FFT (Fast Fourier Transform) mais de nombreux autres outils sont à même d'extraire de précieuses informations à partir des signaux temporels, dont certains sont particulièrement adaptés au régime transitoire (décomposition en ondelettes, diagrammes temps-fréquence, Kurtosis spectral). Les avantages de l'approche signal résident essentiellement dans sa facilité de mise en œuvre ainsi que dans le nombre de possibilités vis-à-vis de la mise en forme du signal, permettant d'obtenir une détection optimale pour le cas étudié. En revanche, la relative lenteur du processus (temps d'acquisition des données et traitement) en fait une solution difficile à mettre en œuvre pour la détection de défauts à dynamique très rapide.

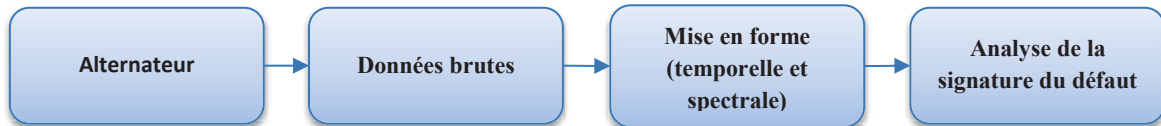


Figure 1. 17. Approche signal.

Le deuxième algorithme de détection est connu sous le nom d'approche données (Figure 1. 18). Les mesures des signaux effectuées sur la machine sont successivement traitées, triées puis classées par comparaison avec une base de données. Cette base de données, élaborée préalablement au diagnostic, recense les caractéristiques des signaux considérés pour chaque défaut à détecter. La capacité de traitement rapide des données et le discernement entre les différents défauts font de cet algorithme un outil efficace pour le diagnostic. Malgré tout, il suppose, dans le but d'assurer une détection fiable, la connaissance a priori des signaux électriques dans un maximum d'états de fonctionnement de la machine, aussi bien en sain qu'en défaillant. Ce prérequis n'est pas une sinécure puisque chaque machine possède ses propres caractéristiques, y compris au sein d'une même gamme, et la création de défauts artificiels est rarement réalisable sur les alternateurs industriels de série.

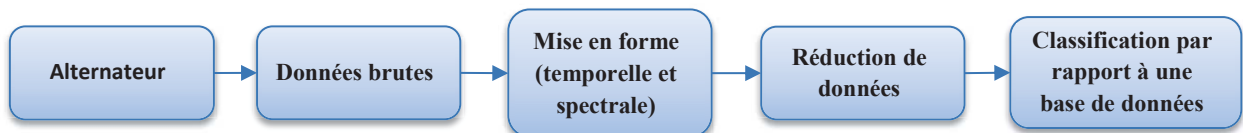


Figure 1. 18. Approche données.

La troisième et dernière méthode de diagnostic est offerte par l'approche modèle. Comme son nom l'indique, le principe de base sous-jacent réside dans la création d'un modèle numérique représentant de façon fidèle le fonctionnement de la machine en question. A partir de ce modèle, deux voies sont envisageables, toutes deux illustrées par la Figure 1. 19.

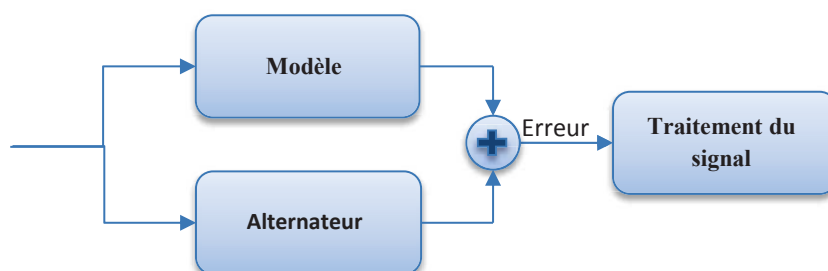


Figure 1. 19. Approche modèle.



La première piste consiste à adapter le modèle au type de défaillance étudié par l'intégration de nouveaux paramètres propres au défaut. L'algorithme de diagnostic effectue alors une mise à jour continue de ces paramètres inhérents au défaut afin que les signaux modélisés soient les plus cohérents possibles vis-à-vis des signaux réels mesurés sur la machine. Lorsque le défaut en question apparaît, l'évolution des paramètres surveillés renseigne sur ses caractéristiques (par exemple la phase en défaut ou encore le nombre de spires en court-circuit) et permet de conclure sur le type de défaillance. Cette méthode, applicable en temps-réel, jouit d'une rapidité d'exécution difficilement égalable. En revanche, la bonne détection de plusieurs défauts suppose la création d'un modèle par défaut, avec le coût calculatoire que cela implique, limitant sa capacité de diagnostic global d'un système.

La seconde voie consiste plus simplement à implanter un seul modèle numérique du système sain possédant un certain nombre de paramètres réglables. L'algorithme de diagnostic effectue également une mise à jour continue de ces paramètres afin que les signaux modélisés soient les plus cohérents possibles avec les signaux réels mesurés sur la machine. Le suivi de l'évolution des valeurs de ces paramètres permet alors de déterminer si le système s'éloigne de sa situation de fonctionnement nominale et offre ainsi la possibilité de détecter l'apparition de fonctionnements anormaux. Cette solution, plus aisée à mettre en œuvre que la précédente, évite la nécessité de créer plusieurs modèles. En revanche, l'absence de paramètres propres aux défauts recherchés ne permet pas une bonne sélectivité lors de la détection d'une anomalie de fonctionnement. En effet, la présence d'un écart entre les valeurs simulées et mesurées ne fait qu'attester que la machine réelle s'éloigne de son fonctionnement de base pour lequel le modèle a été calé. L'origine de cette divergence se doit alors d'être précisée par un autre moyen.

### 4.3. Défauts électriques

L'étude bibliographique des défauts électriques présentée dans cette section est principalement orientée vers les défaillances de type court-circuit inter-spires ainsi que les défauts de diodes, sujets les plus étudiés dans la littérature. Il est résumé, pour chaque article choisi, les principales informations détaillées dans la publication et permettant de se faire une idée de la méthode de diagnostic utilisée avec ses principaux avantages et inconvénients. En outre, compte tenu du faible nombre de publications trouvées relatives aux alternateurs à diodes tournantes, quelques travaux supplémentaires sur des machines asynchrones ou synchrones à aimants permanents seront succinctement présentés afin de balayer un spectre un peu plus exhaustif des méthodes de diagnostic existantes pour les machines électriques.

L'étude des défauts de type court-circuit inter-spires rotor et excentricités développée dans [25] s'avère particulièrement intéressante pour son approche novatrice et par le fait qu'une application expérimentale a été entreprise sur des alternateurs et moteurs Diesel à diodes tournantes de très forte puissance (3MVA), type d'application représentative des objectifs de Nidec Leroy-Somer. L'auteur y montre une corrélation sensible entre la tension d'arbre, mesurée au travers du roulement isolé entre la plaque d'assise du générateur et l'arbre, et l'impédance de l'enroulement inducteur. Toute dissymétrie dans les impédances des enroulements des pôles de l'inducteur, et donc a fortiori toute présence d'un court-circuit inter-spires, se retrouve dans la déviation de la composante continue de la tension d'arbre. La Figure 1. 20 présente les mesures effectuées sur trois alternateurs et montre la corrélation entre la valeur de la composante continue de la tension d'arbre avec une anomalie dans l'impédance du rotor.

Rig 1	millivolts	Deviation of coil impedance
Alternator	d.c.	%
1	64	1.5
2	193	4.5
3	214	7.0

Figure 1. 20. Corrélation entre composante continue de la tension d'arbre et dissymétrie mesurée sur les impédances des enroulements rotor [25].

Bien que très intéressant et remarquablement rare sur de tels alternateurs, le travail effectué manque d'approfondissements théoriques et n'a pas été vérifié pour d'autres alternateurs. De plus, la tension d'arbre n'est pas actuellement prise en compte sur les alternateurs à diodes et nécessiterait l'ajout d'un dispositif de mesure supplémentaire.

Deuxièmement, la principale contribution à la détection des défauts de court-circuit rotor et stator dans les alternateurs à diodes tournantes est l'œuvre de chercheurs américains au travers de deux publications scientifiques [22] et [23]. La méthode développée se concentre sur une étude spectrale à base de FFT de différents signaux mesurables au niveau de l'alternateur. Dans un premier temps, les défauts de type court-circuit inter-spires stator sont détectés à l'aide de la séquence positive des tensions de sortie de l'alternateur, au sein de laquelle la composante à trois fois la fréquence fondamentale (égale à 60Hz) s'avère particulièrement sensible (Figure 1. 21).

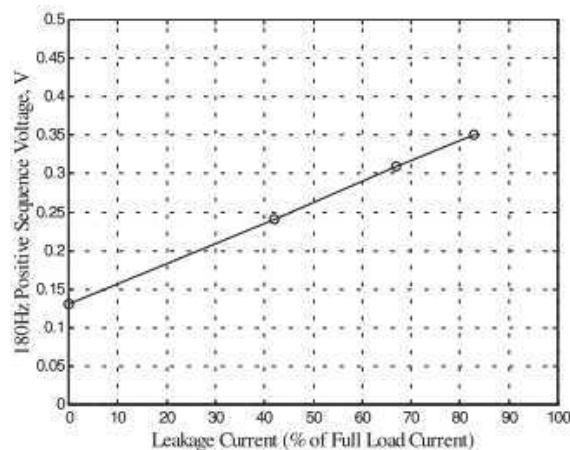


Figure 1. 21. Détection de défauts de court-circuit inter-spires stator par surveillance de l'harmonique à trois fois la fréquence fondamentale (60Hz) de la séquence positive des tensions de sortie de l'alternateur [23].

Les défauts de court-circuit au niveau de la roue polaire sont quant à eux mis en lumière par l'analyse, dans les tensions de sortie de l'alternateur, des composantes harmoniques impaires 1, 3 et 5 de la fréquence de rotation mécanique (c'est-à-dire 30Hz, 90Hz et 150Hz) (Figure 1. 22). L'apparition de ces harmoniques semble être la résultante de la création d'harmoniques d'espace dans le champ magnétique d'entrefer, dus au déséquilibre introduit par le court-circuit, qui à leur tour génèrent des harmoniques de temps dans les grandeurs de sortie.

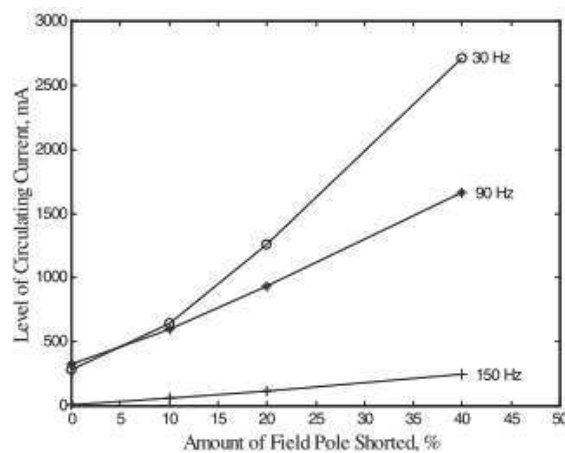


Figure 1. 22. Détection de défauts de court-circuit inter-spires rotor par surveillance des harmoniques impaires de la fréquence fondamentale mécanique (30Hz) de la séquence positive des tensions de sortie de l'alternateur en fonctionnement à vide [23].

En outre, une analyse succincte de la vibration, mesurée au niveau d'un roulement de la machine, a montré une sensibilité de cette dernière à la mise en place de défauts de type court-circuit inter-spices rotor et stator. En effet, comme le montre la Figure 1. 23, la composante harmonique à la fréquence de rotation mécanique indique la présence d'une anomalie lors de l'apparition du défaut, mais ne semble en revanche pas sensible à la gravité du défaut. Cette dernière remarque est à prendre avec précaution étant donné la limitation du courant de court-circuit entre 2 et 3A qui a été réalisée au cours des expérimentations, empêchant éventuellement des modifications harmoniques réalistes vis-à-vis de la gravité des défauts.

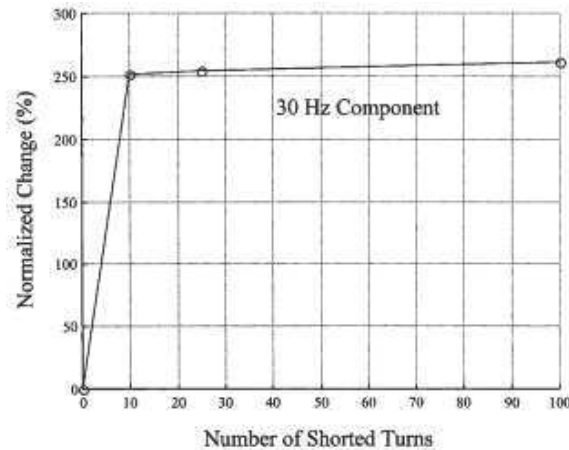


Figure 1. 23. Détection de défauts de court-circuit inter-spices rotor par surveillance de la vibration de la machine à la fréquence de rotation mécanique (30Hz) [22].

Fortes de justifications théoriques intéressantes et de mesures expérimentales très poussées, ces deux publications souffrent néanmoins du manque d'un modèle permettant une comparaison des mesures avec des résultats de simulations pour conclure sur le lien de cause à effet entre l'évolution harmonique constatée et le court-circuit. L'identification d'indicateurs propres à chaque défaut est également remarquable mais nécessiterait une étude de robustesse et de sélectivité pour s'assurer de l'absence d'interférences entre les harmoniques ciblés.

Une étude peu commune est proposée dans [24] pour déceler l'apparition de défauts de court-circuit inter-spices au rotor de l'alternateur ainsi que la défaillance de diodes dans le redresseur triphasé. En effet, l'article présente le suivi de la valeur de la caractéristique de transfert entre les tensions de sortie de l'alternateur et le courant d'excitation de l'excitatrice. Cette valeur dépend en effet de paramètres fixes (nombres de spires rotor et stator, pulsation électrique, rapport de transformation de l'excitatrice) et variables (position du rotor, point de fonctionnement de l'alternateur). Par conséquent, une modification de la topologie des bobinages ou du redresseur triphasé a une répercussion sur la propension de la machine, à excitation équivalente, à transformer l'énergie mécanique qu'elle reçoit en énergie électrique, et par la même sur la caractéristique de transfert. La méthode a été expérimentalement testée et un exemple de résultat est présenté Figure 1. 24. Il s'agit du tracé de l'évolution de la caractéristique de transfert en fonction de la puissance débitée par l'alternateur dans trois cas différents : en fonctionnement sain, avec 1.7% du bobinage inducteur en court-circuit et en présence d'une diode laissant passer un courant de fuite (diode non conforme aux spécifications de courant inverse).

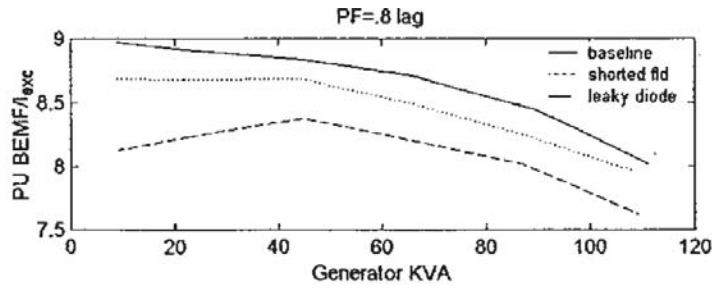


Figure 1. 24. Évolution de la caractéristique de transfert en fonction de la puissance développée par l'alternateur pour les cas sain, en court-circuit rotor (1.7% du bobinage) et en présence d'une diodes défailante [24].

Malgré le caractère novateur de cette étude et son souci du détail avec le test de l'indicateur dans différentes situations de fonctionnement, les faibles écarts mesurés entre les cas de défauts et la difficulté de discrimination offerte par la méthode rendent son application difficile à un diagnostic global. Son utilisation comme indicateur additionnel peut néanmoins être intéressante, notamment pour sa simplicité de calcul.

Les défauts de diodes sont pour leur part les plus représentés dans les publications ayant trait aux générateurs synchrones à diodes tournantes. Plusieurs études scientifiques exclusivement dédiées à ce sujet peuvent être évoquées, notamment deux publications d'une équipe de recherche tunisienne [27] et [28]. La première d'entre elles s'attache à démontrer, au travers de considérations théoriques et pratiques, la détectabilité de défauts de diode de types circuit ouvert et court-circuit dans les tensions de sortie de l'alternateur. La méthode est testée avec et sans charge de sortie. La Figure 1. 25 présente les résultats spectraux obtenus expérimentalement sur un alternateur non chargé pour une diode en circuit ouvert. Les apparitions de raies multiples du 25Hz sont dues au nombre de paires de pôles impair de l'excitatrice.

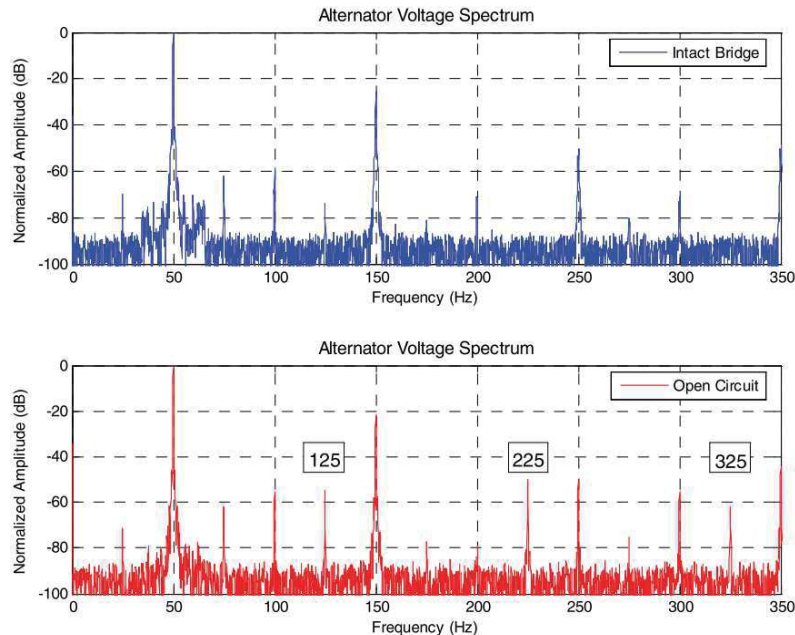


Figure 1. 25. Détection d'une diode en circuit ouvert par analyse spectrale de la tension de sortie de l'alternateur [27].

Cette méthode simple et efficace est tout à fait applicable du fait de la mesure des tensions de sortie de l'alternateur aujourd'hui effectuée à des fins de régulation. Il serait néanmoins nécessaire, dans un objectif de diagnostic global, de confronter les indicateurs à d'autres types de défauts et de vérifier la cohérence des résultats expérimentaux avec une modélisation du système.

Salah et al. applique dans [28] une analyse spectrale du flux de fuite pour la détection de défauts de diodes, également de types court-circuit ou circuit ouvert. La mesure de ce flux de fuite est réalisée au moyen d'un enroulement additionnel placé sur la carcasse de la machine et permet, après passage dans le domaine fréquentiel, de discerner la présence de diodes en défaut avec l'apparition d'harmoniques pairs, ainsi que la modification en amplitude d'autres composantes (Figure 1. 26).

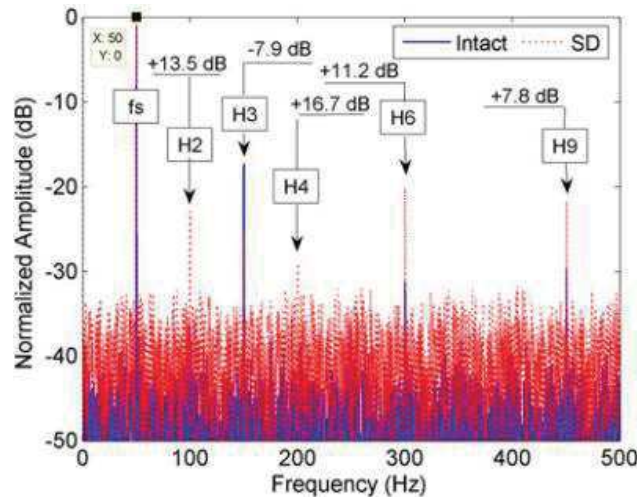


Figure 1. 26. Détection d'une diode en circuit ouvert par analyse spectrale de la force électromotrice aux bornes d'un enroulement additionnel placé sur la carcasse de l'alternateur en fonctionnement à vide [28].

La méthode novatrice présentée ainsi que la qualité des essais expérimentaux effectués avec un large panel de conditions de fonctionnement sont à mettre au crédit de cette publication. Néanmoins, la difficulté rencontrée pour le discernement entre les deux cas de défauts possibles et la nécessité d'ajouter un capteur sur l'alternateur ne semblent pas jouer en faveur de cette méthode, d'autant plus que la détection par les tensions de sortie semble plus efficace.

Une détection de diode en défaut a également été mise en place dans [23] au travers de la surveillance de l'harmonique à 120Hz dans le courant d'excitation de l'excitatrice (Figure 1. 27). Le défaut est simulé par le branchement d'une résistance limitant le courant de fuite en parallèle de la diode en question pour différents niveaux de charge de l'alternateur. Cette méthode a l'avantage d'utiliser une grandeur parfaitement accessible et facilement analysable par FFT.

TABLE I  
RESULTS OF DIODE FAILURE TESTS

Faulted Diode	Generator Load (% of Full Load)	Value of 120 Hz Exciter Current, mA
none	zero	23
none	12%	23
none	36%	23
none	80%	25
D <sub>1</sub>	zero	111
D <sub>1</sub>	12%	127
D <sub>1</sub>	36%	127
D <sub>1</sub>	80%	132
D <sub>4</sub>	zero	168
D <sub>4</sub>	12%	174
D <sub>4</sub>	36%	179
D <sub>4</sub>	80%	197

Figure 1. 27. Détection de défauts de diodes par surveillance de la composante harmonique à 120Hz du courant d'excitation [23].

La détection de défauts de diodes par analyse de l'ondulation du courant d'excitation est une excellente méthode qui a déjà fait ses preuves dans les régulateurs développés par Nidec Leroy-Somer. L'utilisation d'une



grandeur déjà mesurée pour la régulation enlève le désavantage financier lié à l'ajout d'un capteur et l'intensité de l'ondulation semble corrélée de façon satisfaisante au type de défaut. Cette détection sera néanmoins à confronter aux autres défauts dans le cadre d'un diagnostic global.

En guise de dernier exemple, la méthode développée dans [26] utilise également le courant d'excitation pour la détection de défauts de diodes en mettant en place un indicateur basé sur le ratio entre les composantes fondamentales (100Hz) et continues, permettant d'augmenter la robustesse de la détection contre les perturbations extérieures. La Figure 1. 28 expose le processus de décision en fonction de la valeur de ce ratio.

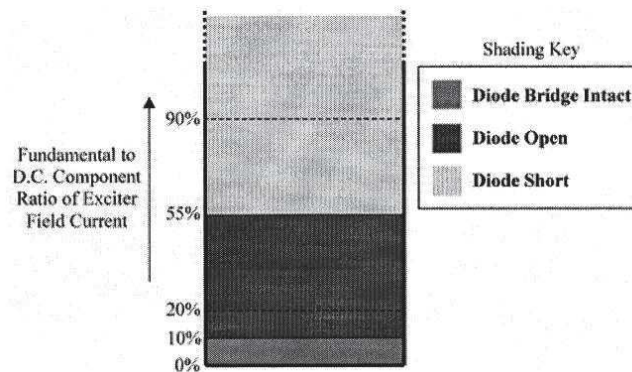


Figure 1. 28. Diagnostic des défauts de diodes par analyse du ratio entre composantes fondamentale (100Hz) et continue du courant d'excitation [26].

L'étude bien détaillée présentée dans [26] s'avère très intéressante pour le diagnostic des défauts de diodes. La normalisation utilisée est une excellente méthode pour mesurer des écarts relatifs et éviter, par exemple, de détecter des augmentations de composantes harmoniques simplement dues à une augmentation globale de l'amplitude de la grandeur mesurée. L'absence d'un modèle complet de l'alternateur est une fois encore à déplorer afin d'ouvrir la voie à la mise en place d'une stratégie globale de diagnostic des alternateurs.

Il est intéressant de mentionner la seule contribution relevée sur les défauts de court-circuit à la terre menée par une équipe de recherche espagnole au travers de trois publications [30], [31] et [32]. Ces travaux s'appliquent sur des générateurs synchrones dont les grandeurs d'excitation sont issues du redressement triphasé des tensions secondaires d'un transformateur connecté au réseau. La détection des défauts à la terre est réalisée au moyen d'une analyse spectrale de la tension mesurée aux bornes d'une impédance de forte valeur insérée entre le neutre du transformateur et la terre (Figure 1. 29). La méthode proposée permet à la fois une discrimination du lieu de formation des défauts entre les côtés alternatif (avant redresseur) et continu (après redresseur) et une localisation du court-circuit dans le bobinage de roue polaire, dans le cas où le défaut intervient côté continu.

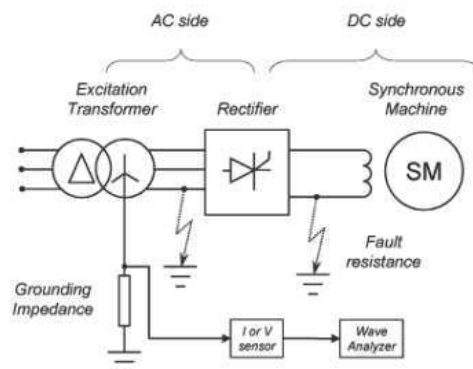


Figure 1. 29. Schéma de principe du montage expérimental permettant le diagnostic de défauts de type court-circuit à la Terre sur des générateurs synchrones [30].

Ces travaux extrêmement rares et détaillés ont l'avantage de présenter des résultats issus de simulations et vérifiés par mesures expérimentales, notamment sur un générateur synchrone de très forte puissance (106MVA). En revanche, la topologie d'excitation utilisée ne permet pas une transposition telle quelle de cette technique aux alternateurs à diodes, dont le neutre de l'excitatrice n'est pas aisément disponible.

Certaines publications préfèrent un diagnostic basé sur l'approche modèle pour une détection plus rapide et robuste des défauts. L'estimation paramétrique des résistances et inductances de la machine est en effet utilisée dans [33] et [34] sur des machines à aimants permanents de 45kVA et 3.6kVA.

En illustration, le travail de qualité réalisé par [33] mérite d'être mentionné. Après avoir démontré le bienfondé du diagnostic par surveillance paramétrique d'un générateur à aimants permanents de faible puissance, l'auteur s'est consacré à l'adaptation de la méthode sur un banc moyenne puissance (45kVA) ainsi qu'à la caractérisation de la robustesse des indicateurs sélectionnés vis-à-vis de changements de puissance, de point de fonctionnement, de fréquence ainsi que face à l'introduction de déséquilibres et d'harmoniques au niveau de la charge électrique. Le diagnostic à proprement parler est réalisé par identification paramétrique d'un modèle comportemental avec ou sans défaut, puis réduction-centrage des mesures pour une prise de décision par test statistique. Dans le cas du modèle sain, la détection d'une anomalie se fait par surveillance de la déviation des paramètres intrinsèques à la machine (résistance stator  $R_s$ , pulsation électrique  $\omega$ , constante de FEM  $K_e$ , inductance cyclique  $L_s$ ) par rapport à leurs valeurs nominales. Dans le cas du modèle avec défaut de court-circuit intégré, les variables surveillées sont directement liées aux caractéristiques du défaut (nombre de spires et phases en court-circuit). La Figure 1. 30 présente l'évolution d'un indicateur basé sur les paramètres du modèle défaillant face à l'apparition d'un court-circuit inter-spires stator en fonction du pourcentage de spires engagées.

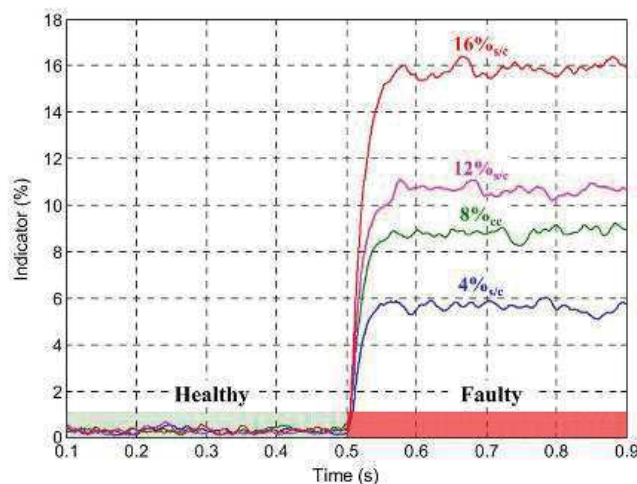


Figure 1. 30. Évolution d'un indicateur paramétrique lors de l'apparition d'un défaut de type court-circuit inter-spires avec modèle défaillant [33].

Ce travail extrêmement détaillé est néanmoins difficilement applicable dans le cas d'un diagnostic global des alternateurs à diodes tournantes. En effet, le développement d'un modèle par défaut semble compliqué et engendrerait une véritable « usine à gaz » difficile à implanter. L'application qui en est faite sur des générateurs synchrones à aimants permanents reste néanmoins très judicieuse de par l'absence d'autres sources de défauts électriques, tels que court-circuit rotor ou défaut de diodes.

En dernier lieu, l'approche données est utilisée par [35] sous la forme d'un réseau de neurones permettant, à l'aide des courants et tensions de phase ainsi que du second harmonique du courant de roue polaire, de détecter la phase en défaut ainsi que le nombre de spires en court-circuit. Un processus à base de logique floue est insérée dans le réseau de neurones afin d'améliorer le traitement des données et la prise de décision. La Figure 1. 31 illustre de façon synthétique le processus utilisé pour le diagnostic.



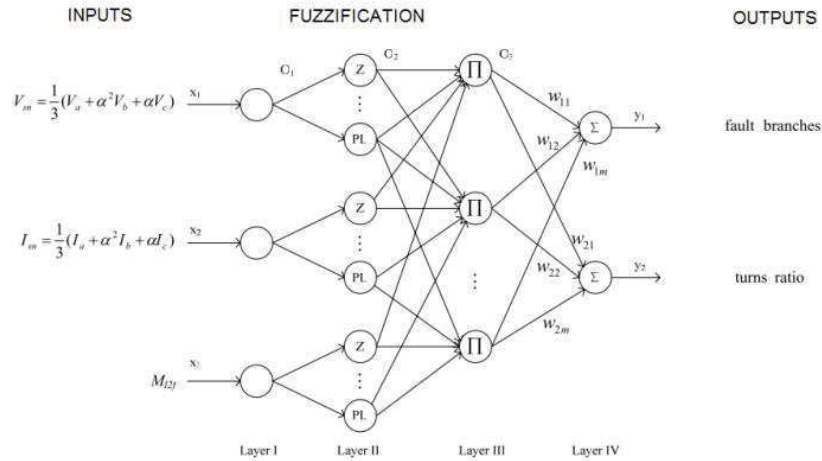


Figure 1. 31. Schéma de principe d'une méthode de diagnostic de défauts de court-circuit par réseau de neurones et logique floue [35].

L'application de ce réseau de neurones à la détection de défauts de type court-circuit inter-spores stator sur un générateur synchrone de 7.5kVA donne des résultats satisfaisants. Néanmoins, outre la nécessité de mesurer le courant de roue polaire peu accessible dans les alternateurs à diodes, la qualité de détection des réseaux de neurones présente l'inconvénient de dépendre fortement de l'apprentissage préalablement effectué, dont les conditions de réalisations sont trop peu mentionnées dans l'article.

En conclusion, le Tableau I. 3 expose, de façon synthétique, les résultats des recherches bibliographiques présentées dans cette section en fonction des méthodes utilisées et des grandeurs électriques surveillées en vue du diagnostic des alternateurs à diodes. Afin de se faire une idée de l'étendue bibliographique des alternateurs à diodes uniquement, les méthodes présentées à titre d'exemple ne s'appliquant pas à ce type de machine ne sont pas mentionnées dans le Tableau I. 3. Ce résumé frappe par sa pauvreté à la fois au niveau du nombre de publications mais également au niveau des méthodes de diagnostic utilisées. Néanmoins, une bibliographie fournie et variée concernant les défauts électriques des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents existe. Elle permet de combler en partie ce déficit et d'envisager une transposition de certains résultats aux alternateurs à diodes tournantes.

Tableau I. 3. Tableau récapitulatif des recherches bibliographiques sur les défauts électriques pour les alternateurs à diodes.

	CC inter-spores stator	CC inter-spores rotor	Défauts de diodes
Tensions de sortie alternateur	FFT [23]	-	FFT [27] [28]
Courants de sortie alternateur	-	FFT [23]	FFT [23]
Courant d'excitation	-	-	FFT [26]
Fonction de transfert courant d'excitation/tension de sortie	-	[24]	[24]
Tension enroulement détecteur	-	-	FFT [28]
Tension d'arbre	-	FFT [25]	-
Vibration	FFT [22]	FFT [22]	-

## 4.4. Défauts mécaniques

De manière globale, très peu de travaux sur le diagnostic des défauts mécaniques dans les alternateurs à diodes tournantes sont à signaler. De la même façon que pour les défauts électriques, quelques publications intéressantes sur des machines synchrones à aimants permanents ou asynchrones ont été ajoutées afin d'élargir le spectre de l'étude proposée.

L'utilisation de la tension d'arbre pour la détection de défauts de court-circuit rotor présentée dans [25] a été étendue à la détection d'excentricités du rotor à l'intérieur de l'alésage sur les trois mêmes alternateurs avec moteur Diesel de 3MVA. Pour cette application, il n'est plus question de la surveillance de la composante continue de la tension d'arbre mais de sa composante spectrale à la fréquence des harmoniques d'encoches (540Hz en l'occurrence). Comme le montre la Figure 1. 32, l'évolution de l'amplitude de cette harmonique semble représentative de la présence d'une anomalie dans l'entrefer.

Rig 1	millivolts	Deviation from air-gap of 0.4inch
Alternator	a.c.	thou"
1	228	35.4
2	204	20.8
3	106	6.7

Figure 1. 32. Détection de défauts d'excentricités par surveillance de la composante spectrale à la fréquence principale des harmoniques encoches dans la tension d'arbre [25].

Les mêmes remarques que pour la détection des défauts rotor peuvent être énoncées ici. Cette méthode novatrice mériterait de nombreux approfondissements afin de vérifier sa validité et d'appréhender ses avantages vis-à-vis du surcoût impliqué par l'installation de nouveaux capteurs de tension d'arbre.

La deuxième et dernière publication s'insérant à la thématique des défauts mécaniques dans les alternateurs à diodes tournantes fait également référence aux défauts d'excentricité. Malgré l'absence d'essais expérimentaux, il est intéressant de présenter le travail de [29] surveillant les composantes harmoniques des tensions de sortie de l'alternateur en guise d'indicateurs. La Figure 1. 33 présente les résultats de simulations effectuées avec un modèle en éléments finis et expose les raies spectrales les plus sensibles à l'apparition d'excentricités de type statique et dynamique.

# harm.	healthy	90% static A	90% static B	90% dynamic
1	$3.6 \cdot 10^2$	$3.6 \cdot 10^2$	$3.6 \cdot 10^2$	$3.6 \cdot 10^2$
5	$5.0 \cdot 10^{-1}$	$4.2 \cdot 10^{-1}$	$4.2 \cdot 10^{-1}$	$4.5 \cdot 10^{-1}$
7	$4.1 \cdot 10^{-1}$	<u><math>4.5 \cdot 10^{-1}</math></u>	<u><math>4.4 \cdot 10^{-1}</math></u>	$4.1 \cdot 10^{-1}$
11	$6.9 \cdot 10^{-1}$	$6.5 \cdot 10^{-1}$	$6.5 \cdot 10^{-1}$	$6.2 \cdot 10^{-1}$
13	$2.8 \cdot 10^{-1}$	$2.0 \cdot 10^{-1}$	$2.2 \cdot 10^{-1}$	$2.5 \cdot 10^{-1}$
17	$5.0 \cdot 10^{-2}$	<u><math>8.0 \cdot 10^{-2}</math></u>	<u><math>7.5 \cdot 10^{-2}</math></u>	$1.1 \cdot 10^{-2}$
19	$6.5 \cdot 10^{-2}$	$5.2 \cdot 10^{-2}$	$5.0 \cdot 10^{-2}$	<u><math>1.2 \cdot 10^{-1}</math></u>
23	$7.5 \cdot 10^{-2}$	<u><math>7.8 \cdot 10^{-1}</math></u>	<u><math>9.0 \cdot 10^{-1}</math></u>	<u><math>1.0 \cdot 10^0</math></u>
25	$2.4 \cdot 10^{-1}$	<u><math>4.0 \cdot 10^{-1}</math></u>	<u><math>4.0 \cdot 10^{-1}</math></u>	<u><math>6.8 \cdot 10^{-1}</math></u>
29	$9.5 \cdot 10^{-3}$	<u><math>2.0 \cdot 10^{-2}</math></u>	<u><math>2.1 \cdot 10^{-2}</math></u>	<u><math>1.7 \cdot 10^{-2}</math></u>
31	$1.5 \cdot 10^{-3}$	<u><math>4.0 \cdot 10^{-3}</math></u>	<u><math>4.3 \cdot 10^{-3}</math></u>	-
35	$3.7 \cdot 10^{-3}$	$2.0 \cdot 10^{-3}$	$2.8 \cdot 10^{-3}$	<u><math>9.0 \cdot 10^{-3}</math></u>

Figure 1. 33. Présentation des résultats de simulations d'excentricités dans un alternateur à diodes tournantes : surveillance des composantes harmoniques des phases A et B avec 90% d'excentricité statique et de la phase A avec 90% d'excentricité dynamique [29].

Cet article intéressant propose de nombreuses pistes pour la détection des excentricités. Néanmoins, l'absence de validation expérimentale et le choix d'indicateur sous forme d'harmoniques de rangs élevés, c'est-à-dire de faible à très faible amplitude, rendent douteuse la réalisation pratique de ce type de diagnostic, qui plus est avec le matériel de mesure standard embarqué sur les alternateurs.

Bien que sortant complètement du cadre des alternateurs à diodes, le travail exposé dans [18] mérite d'être cité pour sa méthodologie permettant une amélioration significative dans le traitement des indicateurs, vers du diagnostic sensible et robuste à la fois. Cette publication présente la mise en place d'une référence statistique saine servant de base à la détection robuste de défauts de balourds dans les moteurs asynchrones à cage. Une telle référence permet en effet de s'affranchir des spécificités mécaniques et électriques propres à chaque machine en déterminant les caractéristiques des indicateurs au cours d'un fonctionnement sain, par exemple en tout début de vie de la machine. Les caractéristiques saines sont ensuite utilisées pour normaliser les mesures ultérieures par réduction-centrage, puis de mettre en place un processus de prise de décision fiable au travers de tests statistiques. Cette méthodologie supprime donc complètement l'usage des valeurs absolues des grandeurs surveillées. La Figure 1. 34 illustre cette démarche de diagnostic avec référence sur un indicateur à base de Kurtosis, outil statistique utilisé pour la détection de points étrangers à une distribution statistique donnée, et donc représentatifs d'une anomalie dans le système surveillé.

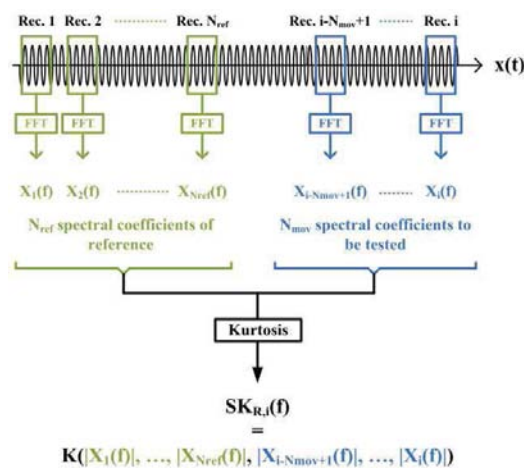


Figure 1. 34. Diagnostic avec référence statistique : calcul du Kurtosis entre une référence fixe ( $N_{ref}$  échantillons) et un jeu de données évoluant au court du temps ( $N_{mov}$  échantillons) [18].

Le suivi de composantes harmoniques représentatives des défauts dans la fréquence instantanée des courants de phases permet alors de déterminer l'apparition et le niveau de déséquilibre engendré par le balourd. La Figure 1. 35 montre l'évolution du Kurtosis à la fréquence du défaut  $f_r$  pour différents ratios  $R$  entre le nombre d'échantillons  $N_{ref}$  utilisés pour la définition de la référence et  $N_{mov}$  pour l'échantillon en cours d'analyse.

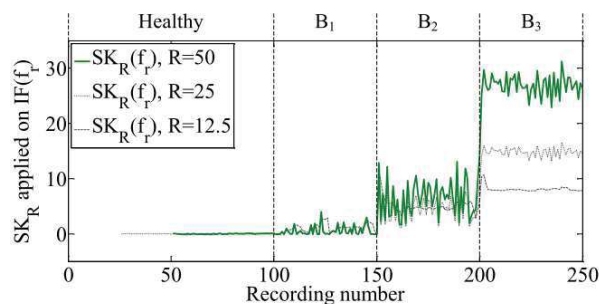


Figure 1. 35. Évolution de l'indicateur à base de Kurtosis de la fréquence instantanée des courants de phases pour différents niveaux de balourds  $B_1$ ,  $B_2$  et  $B_3$  [18].

En guise de conclusion, le Tableau I. 4 présente, de façon synthétique, les résultats des recherches bibliographiques concernant les défauts de type mécaniques limitées aux alternateurs à diodes. Il va sans dire que l'étude des défauts dans ce type de machine, aussi bien électriques (Tableau I. 3) que mécaniques (Tableau I. 4), a malheureusement été laissée de côté et ne reflète pas l'engouement suscité par le diagnostic des autres types de machines.

Tableau I. 4. Tableau récapitulatif des recherches bibliographiques sur les défauts mécaniques pour les alternateurs à diodes.

	Balourd	Désalignement	Excentricité	Roulements
Tensions de sortie alternateur	-	-	FFT [BRU09]	-
Tension d'arbre	-	-	FFT [RAN95]	-

## 4.5.Évaluation des indicateurs

Cette section introduit deux outils d'évaluation et d'aide au choix d'indicateurs pour la détection de défauts. Elle s'appuie sur deux publications [36] et [33] traitant respectivement du diagnostic de défauts de roulements sur un moteur à aimants permanents et de court-circuit inter-spores stator dans un générateur synchrone, également à aimants permanents.

Premièrement, une méthode de recherche du seuil de détection optimal d'un indicateur est présentée dans [36]. L'indicateur est basé sur une estimation de la puissance harmonique d'une bande de fréquence des courants de phase stator représentative de la dégradation des roulements de la machine. Il est par la suite centré et réduit à l'aide d'une référence saine, comme évoqué en section 4.4 dans la publication [18]. L'étude s'attache alors à évaluer la réponse de l'indicateur en fonction de la valeur du seuil de détection fixée. La partie de droite de la courbe correspond à des seuils élevés et la partie de gauche à des seuils faibles. Les deux axes de la courbe présentent différentes variables permettant d'évaluer la qualité de la réponse des indicateurs testés vis-à-vis du défaut :

- Delay représente le temps mis par l'indicateur pour détecter qu'une anomalie de fonctionnement est apparue ;
- Stability représente la stabilité de la détection, c'est-à-dire le nombre de détection correctes faites après l'apparition du défaut par rapport au nombre total de mesures ;
- FPrate représente le nombre de False Positive, c'est-à-dire le nombre de détection indiquant la présence d'un défaut alors qu'aucun n'est présent en réalité.

Sur la Figure 1. 36, le seuil optimal maximise les performances de délai et de stabilité tout en minimisant le taux de fausses alarmes et se trouve par conséquent au niveau du coude de la courbe. D'autres critères de performances peuvent ainsi être inventés et testés sur l'indicateur en question pour régler la détection de façon optimale vis-à-vis des recommandations de l'utilisateur.

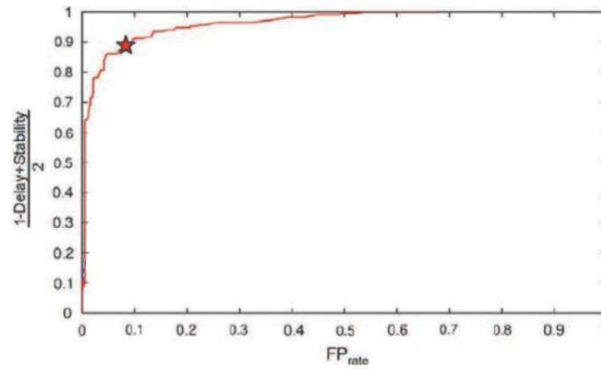


Figure 1. 36. Étude de performance d'un indicateur de défauts de roulements dans un moteur synchrone à aimants permanents : l'étoile représente le seuil de décision optimal vis-à-vis des critères de performances fixés (délai, stabilité et fausses alarmes) [36].

En dernier lieu, [33] présente une étude de robustesse tout à fait remarquable d'un indicateur de court-circuit inter-spires dans un générateur à aimants permanents. L'indicateur en question, moyenne glissante des paramètres relatifs aux nombres de spires en court-circuit dans les trois phases, a subi une série de tests dans des conditions de fonctionnement du générateur très diverses (variations de fréquence, de puissance, de  $\cos\varphi$ , de niveau de déséquilibre ou d'harmoniques de charge), et ce pour différents niveaux de spires en court-circuit. Les résultats sont synthétisés sous forme de radar plot permettant d'un simple coup d'œil de visualiser dans chaque cas l'évolution de l'indicateur par rapport à sa valeur en régime sain (Figure 1. 37).

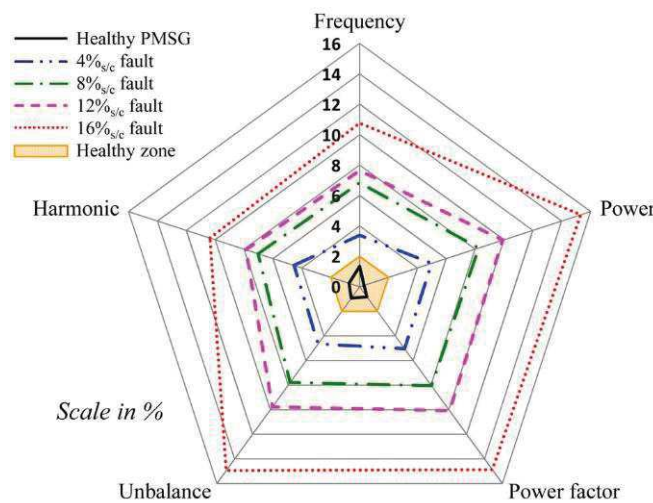


Figure 1. 37. Représentation sous forme de "radar plot" de l'évolution de l'indicateur de défauts de court-circuit inter-spires stator en fonction des conditions de fonctionnement du générateur et du nombre de spires en court-circuit [33].

## 4.6.Méthodes de classification

La dernière partie de présentation de l'état de l'art fait écho aux méthodes de classification et de réduction de données. Ces dernières ont été étudiées dans le but ultime d'améliorer la robustesse du diagnostic et permettre une discrimination efficace entre les différentes défaillances susceptibles d'intervenir. Par conséquent, seuls les concepts principaux de quatre algorithmes de traitement de données sont évoqués dans cette section, leurs fonctionnements détaillés seront étudiés en temps utile lorsque le niveau d'avancement du diagnostic permettra une considération globale des défauts et nécessitera leur discrimination.

Le premier algorithme de classification étudié est dénommé Kmeans (Figure 1. 38). Il procède à une division du jeu de données qui lui est fourni en entrée en  $k$  partitions,  $k$  étant un paramètre prédéfini par l'utilisateur. Chaque partition est définie par la recherche d'un centre de groupe maximisant le nombre de points à une distance minimale de ce dernier. Le critère de regroupement est par conséquent la minimisation de la distance entre les points à l'intérieur de chaque partition, c'est-à-dire un regroupement des points entre lesquels la distance géométrique est la plus courte. Son efficacité dépend de la représentation des variables dans l'espace (critères utilisés pour définir chaque point d'entrée) ainsi que d'un paramétrage correct du nombre de classes à trouver, à déterminer avant l'application de l'algorithme.

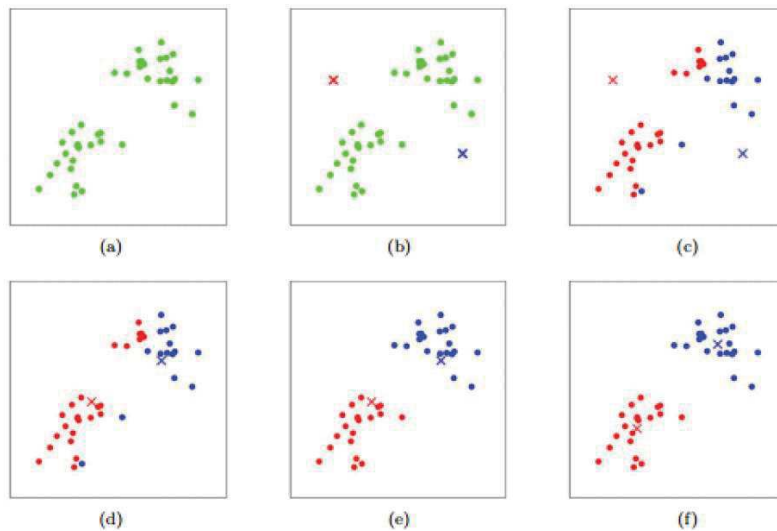


Figure 1. 38. (a) Jeu de données brut (b) Centres initiaux des deux classes choisis aléatoirement (croix bleue et rouge) (c)-(e) Évolution de l'algorithme (f) Centres définitifs permettant de découper le jeu de données original en deux classes distinctes [37].

Une deuxième possibilité concernant la classification de jeux de données est offerte par l'algorithme du Gaussian Mixture Model (Figure 1. 39). Il s'agit d'un algorithme d'estimation paramétrique utilisant des lois de probabilités gaussiennes dont il ajuste les paramètres (valeur moyenne, écart-type) pour représenter au mieux la distribution des données d'entrée. Cette méthode s'avère intéressante pour sa classification à l'aide de probabilités : une donnée n'appartient pas à un groupe ou à un autre mais possède telle probabilité d'appartenir à tel groupe. Cette souplesse permet d'envisager des algorithmes de prise de décision moins catégoriques sur l'origine du défaut et de fournir une liste potentielle de défaillances en les classant par ordre de probabilité. De la même façon que l'algorithme des Kmeans, cette méthode suppose la définition a priori du nombre de classes présentes dans le jeu de données d'entrée.



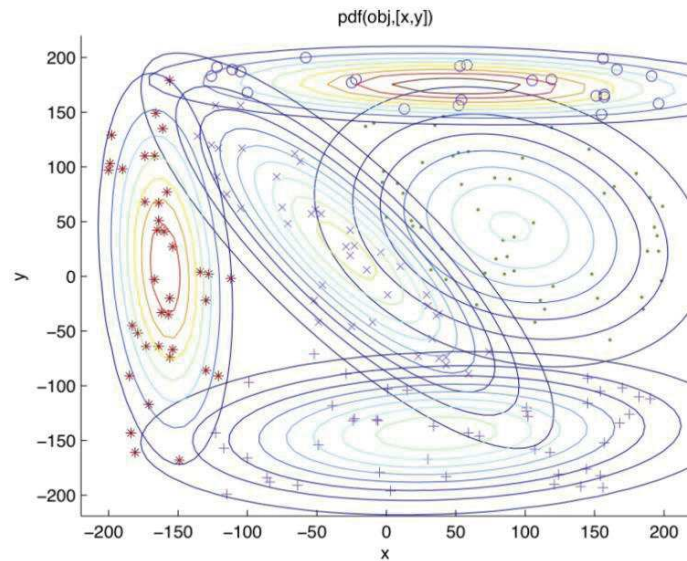


Figure 1. 39. Représentation de la répartition d'un jeu de données à l'aide d'ellipses iso-probabilité (lois de densités de probabilités Gaussiennes) [38].

La troisième option concernant la classification de données prend la forme de réseaux de neurones (Figure 1. 40). Les Self Organizing Maps sont capables de réaliser une cartographie complète d'un espace de représentation des données d'entrée à l'aide d'un ensemble de points appelés neurones, dont les liens se modifient en fonction de la répartition des données dans l'espace. Elles font bien évidemment écho au fonctionnement du cerveau humain qui, de façon imagée, attribue un nombre supérieur et de plus forts liens entre les neurones des zones de fortes activités cérébrales, ici représentées par des zones de distribution dense dans le jeu de données. Afin d'obtenir de bons résultats et une bonne adaptation du réseau, un jeu de données dense et exhaustif est nécessaire. En fonction de la répartition des neurones, des groupes peuvent ensuite être répertoriés pour classer ou réduire la masse de données initiale.

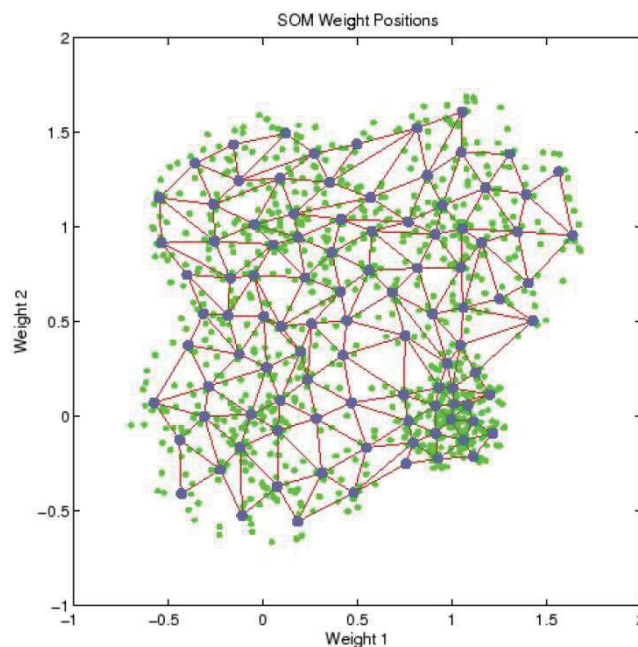


Figure 1. 40. Cartographie d'un jeu de données (points verts) par un réseau de neurones (points gris reliés par des segments rouges) : les neurones se regroupent dans les zones de fortes densités et offrent une image épurée de la répartition des données [39].



En dernier lieu, la quatrième méthode de classification présentée dans cette section peut être décomposée en deux volets. Le premier, appelé Principal Components Analysis ou PCA (Figure 1. 41), est un algorithme permettant d'extraire un sous-espace linéaire de l'espace d'entrée dans lequel le jeu de données peut être représenté avec une perte minimum d'information, c'est-à-dire que la variance globale du jeu de données initial ne sera que très faiblement impactée par la réduction des dimensions de l'espace de représentation. Pour cela, la méthode se base sur la détection de motifs linéaires dans l'espace d'entrée afin d'obtenir une représentation plus simple des données. Cet algorithme est par conséquent très efficace pour la réduction de données mais trouve néanmoins rapidement ses limites lorsque les motifs recherchés nécessitent la mise en place de relations plus complexes, à savoir non linéaires.

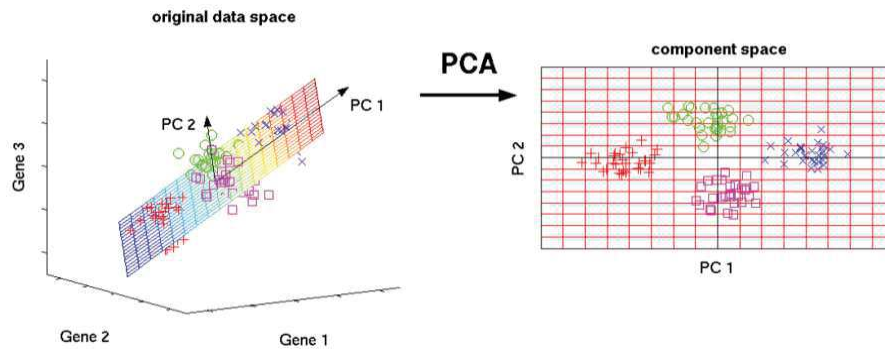


Figure 1. 41. Projection du jeu de données initial 3D (figure de gauche) dans un plan 2D selon les deux composantes principales (figure de droite) [40].

Le second volet, rattaché à l'approche par composantes principales, se nomme Kernel Principal Component Analysis (Figure 1. 42). Il s'agit d'une extension non linéaire de la PCA qui permet de trouver des relations non linéaires entre les données de l'espace d'entrée au moyen d'une projection de celles-ci dans un espace à  $x$  dimensions,  $x$  étant un nombre très élevé. L'intérêt de cette projection réside dans le fait que des relations non linéaires dans un espace à faible nombre de dimensions deviennent linéaires lorsque ce nombre de dimensions est fortement augmenté, rendant la méthode particulièrement adaptée pour la classification de jeux de données. Sa puissance, bien supérieure à celle d'une PCA classique, apporte également une plus grande complexité dans sa mise en œuvre et une plus grande obscurité dans son fonctionnement, les concepts mis en jeu devenant difficilement imaginables dans notre monde en trois dimensions.

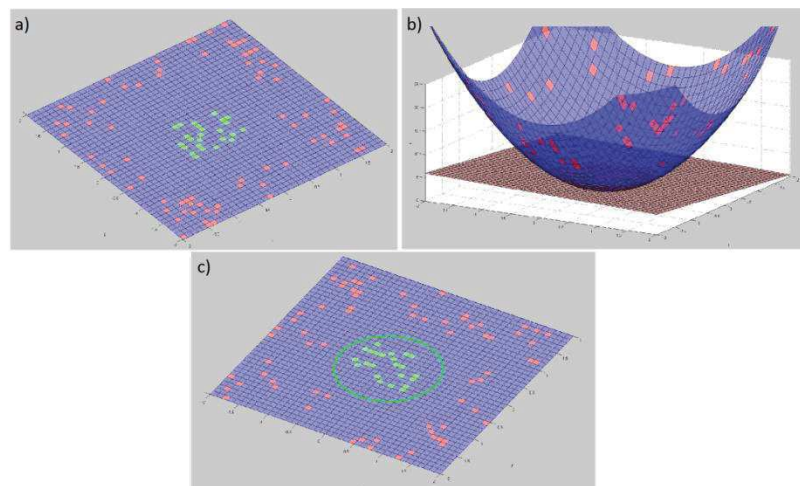


Figure 1. 42. a) Jeu de données initial à classer en deux groupes (rouge et vert). b) Projection dans un espace 3D permettant la séparation des points par un plan (le cylindre, relation non-linéaire dans l'espace d'entrée 2D devient un plan, relation linéaire dans le nouvel espace de représentation 3D). c) Retour dans l'espace initial 2D avec représentation de la frontière entre les groupes.

## 5. Conclusion

La recherche bibliographique menée au cours de cette thèse met en lumière le besoin de plus en plus pressant de diagnostiquer les défauts pouvant apparaître dans les alternateurs électriques à des stades naissants. La forte croissance de la demande en électricité ainsi que le besoin de disponibilité de cette énergie engendrent une marge de plus en plus ténue vis-à-vis des maintenances sur les équipements de production et amènent à vouloir supprimer tout imprévu susceptible de mettre à mal les performances du réseau, qu'il soit isolé ou connecté. De plus, les publications scientifiques couplées à l'étude menée par Leroy Somer montrent un besoin fort envers la détection des défauts électriques dans les alternateurs, et notamment des défauts de court-circuit qui s'avèrent particulièrement récurrents. Contrairement aux défaillances mécaniques à dynamique très lente, l'apparition subite de défauts de diodes ou de court-circuit est susceptible de dégrader rapidement l'ensemble de l'alternateur au point d'empêcher la poursuite de son fonctionnement, même en mode dégradé. Cette considération a mené les travaux effectués dans cette thèse à s'axer sur la voie des défaillances électriques.

En outre, le faible nombre de publications sur les alternateurs à diodes tournantes tend à démontrer l'urgente nécessité de démarrer des travaux de recherche sur ce type de machine si particulière. Le fonctionnement des deux alternateurs, couplés mécaniquement par l'arbre et électriquement au travers du redresseur triphasé à diodes, implique des considérations spécifiques vis-à-vis de la recherche d'indicateurs harmoniques dans les signaux électriques. Il suppose également la prise en compte de divers perturbateurs potentiels, issus d'une part du système lui-même (redresseur, excitatrice), et d'autre part de ses connexions au monde extérieur (moteur Diesel, charge électrique). Il est cependant évident que les principes de diagnostic étudiés dans de nombreux travaux de recherche et appliqués sur des machines diverses, aussi bien asynchrones que synchrones, sont potentiellement adaptables aux alternateurs à diodes, à condition de vérifier théoriquement et expérimentalement leurs bonnes performances pour ce nouveau type d'application et probablement d'adapter leur paramétrage.

Fort de cette connaissance globale autour de la thématique, la suite du manuscrit s'attache à reporter fidèlement les travaux menés dans le cadre de la thèse. Ils s'appuient sur la base scientifique érigée dans les publications sur les alternateurs à diodes, mais également sur l'ensemble des méthodes de modélisation et de diagnostic développées au cours des dernières décennies. L'axe de recherche principal a été fixé sur le développement d'une méthode de modélisation fine des alternateurs à diodes tournantes. Elle permet d'obtenir une image représentative de l'alternateur dans divers modes de fonctionnement, aussi bien en régime sain qu'en régime défaillant, et intervient comme brique élémentaire dans l'élaboration d'une méthodologie de diagnostic globale des défauts dans les alternateurs à diodes tournantes. Les défaillances étudiées sont effectivement plus facilement modélisables que réalisables expérimentalement. L'étape de modélisation est donc essentielle puisqu'elle rend possible la caractérisation d'indicateurs fiables, au travers par exemple de la réalisation d'une indispensable étude de robustesse vis-à-vis des différents points de fonctionnement de l'alternateur. De plus, bien qu'axé sur les défauts de court-circuit, le modèle a été prévu pour permettre la prise en compte d'autres types de défauts et ainsi effectuer une étude croisée permettant l'évaluation de la sélectivité de la méthode entre les différents défauts.

## 6. Références

- [1] "Energy History." [Online]. Available: [http://www.fas.harvard.edu/~histecon/energyhistory/publications\\_energy.html](http://www.fas.harvard.edu/~histecon/energyhistory/publications_energy.html). [Accessed: 31-Mar-2017].
- [2] "La consommation d'électricité en chiffres," *EDF France*, 20-Jul-2015. [Online]. Available: <https://www.edf.fr/groupe-edf/espaces-dedies/l-energie-de-a-a-z/tout-sur-l-energie/le-developpement-durable/la-consommation-d-electricite-en-chiffres>. [Accessed: 19-Jun-2017].
- [3] "Quelles énergies pour l'humanité aujourd'hui et demain ? - Thema - Museum - Quelles énergies pour l'humanité aujourd'hui et demain." .
- [4] "Électricité en France," *Wikipédia*. 14-Mar-2017.
- [5] "Le moteur asynchrone." <https://www.energieplus-lesite.be/>
- [6] "Génératrices asynchrones - tiadb-d452-version1.pdf."
- [7] "Générateur électrique," *Wikipédia*. 12-Feb-2017.

- [8] “Leroy-Somer Alternateurs basse tension - Brochure - Ref. 4124 - 4124d\_fr.pdf.”
- [9] “Leroy Somer LSA 42.3.” [Online]. Available: <http://www.emersonindustrial.com/fr-FR/Electric-Power-Generation/Products/Leroy-Somer-Alternateurs/industrial/LSA/Pages/leroy-somer-alternator-LSA-42-3.aspx>. [Accessed: 23-Mar-2017].
- [10] T. Billard, T. Lebey, and F. Fresnet, “Partial discharge in electric motor fed by a PWM inverter: off-line and on-line detection,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 21, no. 3, pp. 1235–1242, Jun. 2014.
- [11] Y. McNicoll, R. Ross, R. Tremblay, and C. Major, “Improvement in the measurements of partial discharges in hydrogenerators through high-frequency grounding of couplers,” in *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 1990, pp. 383–387.
- [12] E. David and L. Lamarre, “Low-frequency dielectric response of epoxy-mica insulated generator bars during multi-stress aging,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 14, no. 1, pp. 212–226, février 2007.
- [13] C. Hao and B. Gao, “Study on the frequency domain dielectric spectroscopy of rotating machines insulation,” in *2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, 2016, pp. 1–4.
- [14] P. Arumugam, C. Gerada, T. Hamiti, C. Hill, and S. Bozhko, “A review on turn-turn short circuit fault management,” in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 2015, pp. 1–5.
- [15] M. Eftekhari, M. Moallem, S. Sadri, and A. Shojaei, “Review of induction motor testing and monitoring methods for inter-turn stator winding faults,” in *2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2013, pp. 1–6.
- [16] J. M. Bossio, G. R. Bossio, and C. H. D. Angelo, “Angular misalignment in induction motors with flexible coupling,” in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 1033–1038.
- [17] K. Kang, J. Song, C. Kang, S. Sung, and G. Jang, “Real-time Detection of the Dynamic Eccentricity in Permanent Magnet Synchronous Motors by Monitoring Speed and Back EMF Induced in an Additional Winding,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [18] E. Fournier, A. Picot, J. Régner, M. T. Yamdeu, J. M. Andréjak, and P. Maussion, “Current-Based Detection of Mechanical Unbalance in an Induction Machine Using Spectral Kurtosis With Reference,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1879–1887, Mar. 2015.
- [19] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, “Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, décembre 2005.
- [20] X. Gong and W. Qiao, “Bearing Fault Diagnosis for Direct-Drive Wind Turbines via Current-Demodulated Signals,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3419–3428, août 2013.
- [21] “Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 853–864, Jul. 1985.
- [22] F. C. Trutt, J. Sottile, and J. L. Kohler, “Detection of AC machine winding deterioration using electrically excited vibrations,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 1, pp. 10–14, Jan. 2001.
- [23] J. Sottile, F. C. Trutt, and A. W. Leedy, “Condition Monitoring of Brushless Three-Phase Synchronous Generators With Stator Winding or Rotor Circuit Deterioration,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1209–1215, Sep. 2006.
- [24] T. D. Batzel, D. C. Swanson, and J. F. Defenbaugh, “Predictive diagnostics for the main field winding and rotating rectifier assembly in the brushless synchronous generator,” in *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003.*, 2003, pp. 349–354.
- [25] D. R. Rankin and I. Wilson, “The use of shaft voltage to detect air gap eccentricity and shorted turns in salient pole alternators,” in *1995 Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 412)*, 1995, pp. 194–197.
- [26] M. G. McArdle and D. J. Morrow, “Noninvasive detection of brushless exciter rotating diode failure,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 378–383, Jun. 2004.
- [27] M. Salah, K. Bacha, and A. Chaari, “Detection of brushless exciter rotating diodes failures by spectral analysis of main output voltage,” in *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, 2013, pp. 1–6.
- [28] M. Salah, K. Bacha, A. Chaari, and M. E. H. Benbouzid, “Brushless Three-Phase Synchronous Generator Under Rotating Diode Failure Conditions,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 594–601, Sep. 2014.
- [29] C. Bruzzese, A. Rossi, E. Santini, V. Benucci, and A. Millerani, “Ship brushless-generator shaft misalignment simulation by using a complete mesh-model for machine voltage signature analysis (MVSA),” in *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 113–118.
- [30] C. A. P. Gaona, F. Blázquez, P. Frías, and M. Redondo, “A Novel Rotor Ground-Fault-Detection Technique for Synchronous Machines With Static Excitation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 965–973, décembre 2010.

- [31] C. A. Platero, F. Blázquez, P. Frías, and M. Pardo, “New On-Line Rotor Ground Fault Location Method for Synchronous Machines With Static Excitation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 572–580, Jun. 2011.
- [32] F. R. Blánquez, M. Pardo, C. A. Platero, E. Rebollo, and F. Blázquez, “New on-line excitation-system ground-fault location method tested in a 106 MVA synchronous generator,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1908–1914.
- [33] B. Aubert, J. Régnier, S. Caux, and D. Alejo, “Kalman-Filter-Based Indicator for Online Interturn Short Circuits Detection in Permanent-Magnet Synchronous Generators,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1921–1930, Mar. 2015.
- [34] “Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique - khov.pdf.”
- [35] H. Fang and C. Xia, “A Fuzzy Neural Network Based Fault Detection Scheme for Synchronous Generator with Internal Fault,” in *2009 Sixth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, 2009, vol. 4, pp. 433–437.
- [36] A. Picot, Z. Obeid, J. Régnier, S. Poignant, O. Darnis, and P. Maussion, “Statistic-based spectral indicator for bearing fault detection in permanent-magnet synchronous machines using the stator current,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 46, no. 2, pp. 424–441, juin 2014.
- [37] “CS221.” [Online]. Available: <http://stanford.edu/~cpiech/cs221/handouts/kmeans.html>. [Accessed: 28-Mar-2017].
- [38] “plot - Visualize Gaussian Mixture Model clusters in MATLAB - Stack Overflow.” [Online]. Available: <http://stackoverflow.com/questions/12627338/visualize-gaussian-mixture-model-clusters-in-matlab>. [Accessed: 28-Mar-2017].
- [39] “cluster analysis - MATLAB: help needed with Self-Organizing Map (SOM) clustering - Stack Overflow.” [Online]. Available: <http://stackoverflow.com/questions/1686567/matlab-help-needed-with-self-organizing-map-som-clustering>. [Accessed: 28-Mar-2017].
- [40] M. Scholz, “Approaches to analyse and interpret biological profile data, Methoden zur Analyse und Interpretation biologischer Profildaten.”

# Chapitre 2 : Modélisation de l'alternateur à diodes tournantes en mode sain

---

## 1. Introduction

Devant la prépondérance des études spectrales dans les applications de type diagnostic observée au chapitre I), l'utilisation d'un modèle numérique dans ce domaine n'a de sens que si une cohérence harmonique suffisante peut être assurée entre les contenus harmoniques des signaux simulés et des signaux expérimentaux. Aussi, le présent chapitre est voué à décrire la méthodologie de modélisation des alternateurs auto-excités à diodes tournantes développée au cours de la thèse. La mise en place d'un modèle représentatif de l'ensemble du système excitatrice-pont redresseur-alternateur est un point essentiel puisqu'un modèle numérique est un outil permettant non seulement la vérification de la cohérence entre résultats expérimentaux et théoriques, mais également une étude approfondie des différents phénomènes mis en jeu dans la machine. Qui plus est, un modèle ad hoc est inestimable pour une application de type diagnostic de par sa capacité à fournir aisément et rapidement des jeux de données dans diverses conditions de fonctionnement, jeux de données parfois difficiles à obtenir de façon expérimentale.

La modélisation du système alternateur, qui ne devait être au départ qu'une simple formalité, s'est en réalité révélée plus ardue qu'il n'y paraissait. Les modèles de type DQ étaient pressentis pour l'étude et le diagnostic des différents défauts électriques. Néanmoins, il s'est rapidement avéré que cette méthode de modélisation serait insuffisante pour obtenir une représentation cohérente des signaux présents dans le système sain, et encore moins pour décrire de façon adéquate la réaction de l'alternateur à des défaillances. En effet, les modèles DQ, ô combien efficaces pour des applications de type contrôle et commande des machines électriques, peuvent être considérés comme des modèles à valeur moyenne. Les représentations quantitative et dynamique de la réponse du système à des ordres de contrôle ou à des perturbations externes (par exemple de type échelons de charge) sont extrêmement satisfaisantes et autorisent la synthèse de correcteurs adaptés à la machine. En revanche, ces modèles ne sont absolument pas précis en termes de formes d'ondes des signaux (section 5.3). Ce point fait cruellement défaut pour des applications de type diagnostic qui s'attachent à déceler des modifications, parfois infimes, des signaux électriques de la machine afin de détecter des anomalies de fonctionnement. Cette vision des choses a guidé le développement d'un nouveau modèle permettant de reproduire fidèlement ces formes d'ondes, quitte à parfois perdre parfois en précision sur les amplitudes des signaux simulés. Une connaissance qualitative des modifications intervenant dans les spectres des signaux est finalement plus appréciable pour le diagnostiqueur que l'amplitude absolue de l'une des grandeurs caractéristiques.

De façon analogue à la majorité des modèles de machines électriques, les équations analytiques du système ont été conservées. Néanmoins, ces équations n'ont pas subi la transformation vers le domaine de Park (repère DQ), mais demeurent triphasées en faisant directement appel aux valeurs instantanées des inductances propres et mutuelles des phases stator et des inducteurs des deux machines associées au système. Ce détail représente la clef de voûte de la modélisation, ce qui lui donne toute sa cohérence. En effet, les alternateurs à pôles saillants doivent leurs formes d'ondes si particulières à leur structure mécanique, notamment à leurs énormes variations d'entrefer en fonction de la position du rotor. Une reproduction localement fidèle de l'ensemble des inductances est donc une condition sine qua non de la précision du modèle. Afin de modéliser finement les structures géométriques des alternateurs dans leurs diversités de caractéristiques sur un tour électrique en mode sain (et encore plus en mode défaillant) et ainsi d'obtenir une image de leurs inductances et de leurs variations, le choix d'un calcul par éléments finis sous Flux2D a été fait.

Ce deuxième chapitre est découpé en quatre parties principales. La première permet de se familiariser avec le système en détaillant la méthode d'obtention des équations analytiques qui régissent le modèle, aussi bien pour l'excitatrice que pour l'alternateur, en prenant en compte des éléments électriques intermédiaires tels que le pont redresseur triphasé à diodes tournantes et la charge électrique de sortie. Dans une seconde section,



l'identification des inductances par éléments finis sous Flux2D est expliquée de façon détaillée pour le cas de l'alternateur. Elle s'attache à poser les points capitaux d'une modélisation par éléments finis et présente les hypothèses formulées lors de la réalisation du modèle. En troisième lieu, la mise en œuvre d'un programme développé sous Matlab permettant une approximation numérique des équations différentielles du système est présentée. Les adaptations permettant une résolution rapide et efficace sont évoquées. Avant de terminer ce chapitre par une conclusion, les résultats d'une validation complète du modèle par analyse des simulations et comparaison à des relevés expérimentaux sont exposés.

## 2. Expression des équations analytiques du système

### 2.1. Modélisation par schéma-blocs

Avant toute chose, il est préférable de se façonner une solide vision globale de l'ensemble du système d'un point de vue physique. La modélisation d'un système relativement complexe s'effectue par découpage en plusieurs blocs élémentaires. Dans un premier temps, chaque élément est simplement représenté sous forme de boîte noire dotée de signaux d'entrée et de sortie permettant d'obtenir une visualisation générale du fonctionnement physique de chaque module. Les variables présentées à l'intérieur de chaque bloc constituent les variables d'état de l'élément en question, c'est-à-dire les grandeurs décrivant à tout instant  $t$  et de façon exhaustive l'état physique du système.

#### Bloc n°1 : Excitatrice

L'excitatrice est un petit alternateur électrique de faible puissance à géométrie inversée, c'est-à-dire présentant l'inducteur côté stator et l'induit côté rotor. Son rapport de transformation élevé permet, grâce à un faible courant d'excitation, de produire un système triphasé de tensions de puissance plus élevée. Selon la célèbre maxime d'Antoine de Lavoisier (1743-1794) : « Rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme », le différentiel d'énergie n'est pas gratuit. Il est comblé par un apport supplémentaire de nature mécanique fourni au moyen d'un moteur principal engendrant la rotation de l'arbre.

D'un point de vue modélisation, le réglage de l'amplitude des grandeurs produites à l'induit de l'excitatrice est effectué à l'aide de la tension d'excitation  $u_{exc}$  en entrée de l'inducteur. Les flux circulant dans l'inducteur et dans les différentes phases de l'induit décrivent intégralement l'état physique d'une machine. Ces flux, au nombre de quatre, constituent ainsi les variables d'état de l'excitatrice. Ils sont à l'origine de la création d'un système triphasé de tensions qui constitue les trois grandeurs de sortie du bloc ( $v_{e1}$ ,  $v_{e2}$  et  $v_{e3}$ ). Les courants des trois phases de l'induit notés  $i_{e1}$ ,  $i_{e2}$  et  $i_{e3}$ , fixés par la charge électrique connectée, sont quant à eux des grandeurs d'entrée du bloc venant modifier le fonctionnement de l'excitatrice en fonction de leurs amplitudes (Figure 2. 1).

**Remarque :** La définition de quatre flux représente d'ores et déjà une approximation ayant pour but de faciliter la construction du modèle. En réalité, une machine tournante est définie par un seul flux global circulant dans le circuit magnétique et dépendant des états électriques des différents bobinages et de l'état magnétique des tôles du circuit magnétique, notamment soumises aux phénomènes de saturation.

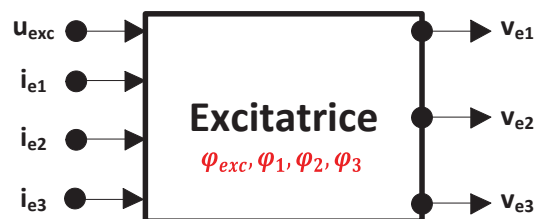


Figure 2. 1. Représentation boîte noire de l'excitatrice (variables d'état en rouge).

### Bloc n°2 : Pont redresseur triphasé à diodes

Le pont redresseur triphasé à diodes, généralement qualifié de tournant en référence à sa localisation au sein du rotor, se présente comme le deuxième bloc élémentaire du système (Figure 2. 2). Constitué de six diodes composant les trois bras redresseurs, il est connecté à l'induit de l'excitatrice et reçoit par conséquent les trois tensions produites par l'excitatrice, ici notées  $v_{e1}$ ,  $v_{e2}$  et  $v_{e3}$ . En fonction de la polarité et des amplitudes des tensions aux bornes de chacune des diodes, ces dernières alternent entre deux états (passant ou bloqué) afin de fournir une tension redressée  $u_{rp}$  en sortie du pont. Le fonctionnement du redresseur est également dépendant du courant circulant dans l'inducteur de l'alternateur  $i_{rp}$  et détermine les valeurs des trois courants  $i_{e1}$ ,  $i_{e2}$  et  $i_{e3}$  que l'excitatrice doit produire pour assurer la bonne marche de l'ensemble. Le pont redresseur est un élément totalement passif dont le fonctionnement est régi par les composants électriques amont et aval auxquels il est connecté. En conséquence, aucune variable d'état n'est indiquée pour cet élément.



Figure 2. 2. Représentation boîte noire du pont redresseur triphasé à diodes.

### Bloc n°3 : Alternateur principal

L'alternateur constitue le cœur du système (Figure 2. 3). Son inducteur, nommé roue polaire (littéralement « roue avec des pôles magnétiques »), est alimenté par la tension redressée  $u_{rp}$  sortant du pont à diodes tournantes et son induit fournit, de façon analogue à celui de l'excitatrice, un système de tensions triphasé  $v_{a1}$ ,  $v_{a2}$  et  $v_{a3}$ . Son fonctionnement est également régi par les trois courants de phases qu'il doit délivrer,  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  et  $i_{a3}$ , dépendants de la charge électrique qui lui est connectée. Le courant de roue polaire  $i_{rp}$  est lui fixé en fonction de la tension d'alimentation  $u_{rp}$  à ses bornes. L'alternateur est monté de façon conventionnelle puisque son inducteur se situe au rotor et son induit au stator. De même, l'état physique du système est entièrement régi par les flux circulant dans les différents enroulements du stator et du rotor, à l'origine des forces électromotrices créées en sortie. Étant donné la structure plus complexe des bobinages (décrite en section 2.3), un total de huit flux est présent côté stator et un côté inducteur.

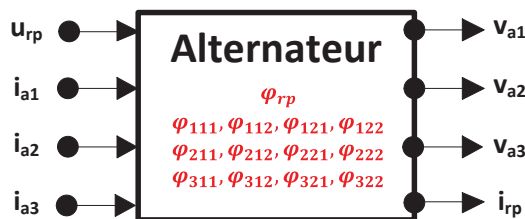


Figure 2. 3. Représentation boîte noire de l'alternateur principal (variables d'état en rouge).

### Bloc n°4 : Charge électrique

En dernier lieu, la charge électrique triphasée connectée en sortie de l'alternateur est constituée d'un réseau de trois charges RL série connectées en étoile. Elles sont alimentées par les trois tensions  $v_{a1}$ ,  $v_{a2}$  et  $v_{a3}$  générées par l'alternateur et imposent pour leur part les courants  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  et  $i_{a3}$ . Aucune variable d'état n'est exprimée ici puisqu'aucun état interne de la charge n'a besoin d'être décrit. Le schéma de cette charge est donné en Figure 2. 4.



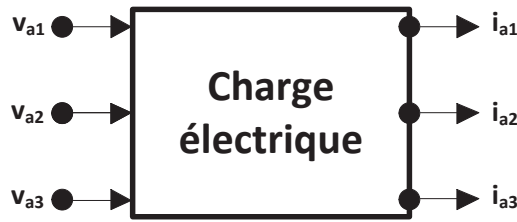


Figure 2. 4. Représentation boîte noire de la charge électrique de sortie.

### Schéma-blocs global

De façon synthétique, une vision physique globale du système sous forme de schémas blocs permet de bien comprendre les interactions entre les différents blocs élémentaires. Le schéma de la Figure 2. 5 en propose une représentation.

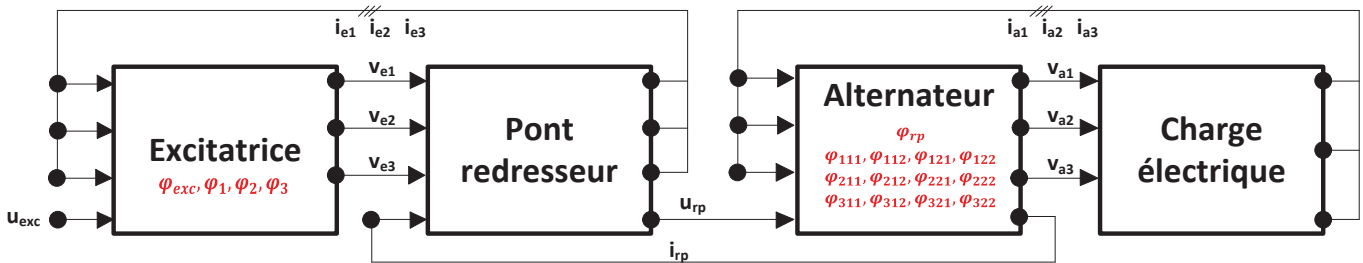


Figure 2. 5. Schéma synoptique global du système.

Les sections suivantes ont pour objectif de décrire les étapes menant à l'obtention des équations différentielles des deux machines électriques ainsi que des équations électriques propres aux variables du pont redresseur à diodes. La modélisation fait appel à deux lois électriques pour le moins réputées : la loi des mailles et la loi des nœuds, aussi connues sous le nom de lois de Kirschoff, physicien russe du XIX<sup>ème</sup> siècle. De plus, il est important de noter que, dans l'ensemble de la modélisation présentée dans ce manuscrit, une attention particulière a été portée sur le nombre de variables d'état nécessaires et suffisantes permettant de décrire de façon exhaustive le comportement du système. Aucune redondance n'a été introduite dans les équations afin de garantir une résolution optimale en termes de temps de calcul.

## 2.2. Excitatrice et pont de diodes

Les deux premiers éléments présentés sur le synoptique de la Figure 2. 5 fonctionnent de concert et il est intéressant, pour leur modélisation analytique, de les considérer de façon commune. En effet, l'ensemble excitatrice - pont de diodes représente ni plus ni moins que l'alimentation électrique de la roue polaire de l'alternateur principal. La Figure 2. 6 présente le schéma de principe de l'association de l'excitatrice et du pont redresseur.

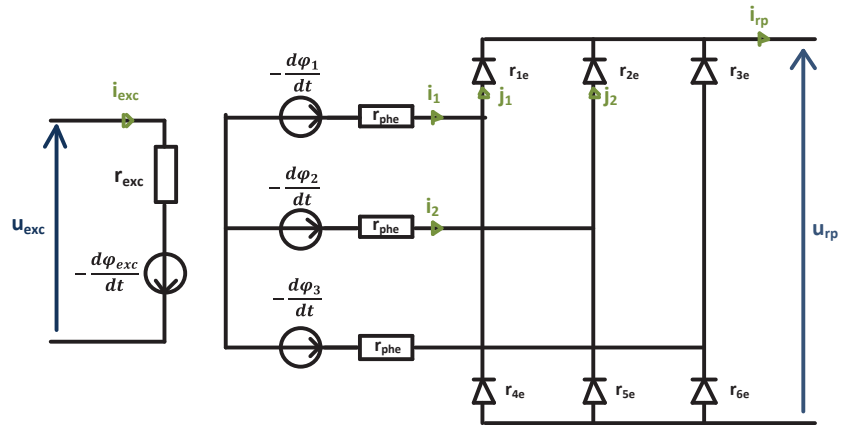


Figure 2. 6. Schéma électrique équivalent de l'ensemble excitatrice et pont redresseur.

Comme évoqué en section 2.1, le pont de diodes est un élément passif régi par ses connexions amont et aval avec les autres composants du système. Par conséquent, il ne possède aucune variable d'état et la résolution électrique du pont de diodes consiste en la détermination de simples variables dépendantes de ses entrées ( $i_1$  et  $i_2$ ) et de sa sortie ( $i_{rp}$ ). Elles prennent la forme de courants électriques nommés  $j_1$  et  $j_2$  sur la Figure 2. 6. Étant donné que de ces variables électriques dépendent à tout instant  $t$  les équations différentielles de l'excitatrice, le pont redresseur est étudié en premier.

Le pont de diodes redresse le système de tensions triphasé issu de l'induit de l'excitatrice en jouant sur la topologie des trois bras de deux diodes chacun. Les diodes sont modélisées par de simples résistances dont la valeur est modifiée en fonction de leur état, passant ou bloqué. La détermination des courants dans les diodes possède deux utilités vis-à-vis de la modélisation.

- Le premier avantage réside dans la possibilité, à partir de ces deux courants et des variables d'entrée et de sortie, de déterminer l'ensemble des tensions aux bornes des diodes par simple application de la loi d'Ohm. Ces tensions, comparées aux valeurs de seuil des diodes, permettent de déterminer la valeur de la résistance de chacune des six diodes en fonction de leur état passant ou bloqué ;
- La seconde utilité des variables intermédiaires du pont de diodes est l'allégement de l'écriture des équations différentielles régissant l'excitatrice.

Les différentes variables utilisées pour la résolution du système d'équations du pont redresseur sont :

- les courants d'entrée du pont, ou encore courants d'induit de l'excitatrice notés  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  ;
- le courant de sortie du pont, ou encore courant de roue polaire  $i_{rp}$  ;
- deux variables intermédiaires décrivant le courant dans les deux premières diodes (bras supérieurs des phases 1 et 2) nommés  $j_1$  et  $j_2$ .

La Figure 2. 7 présente l'application de la loi des nœuds au pont redresseur à diodes ainsi que le jeu d'équations (2.1) en découlant.

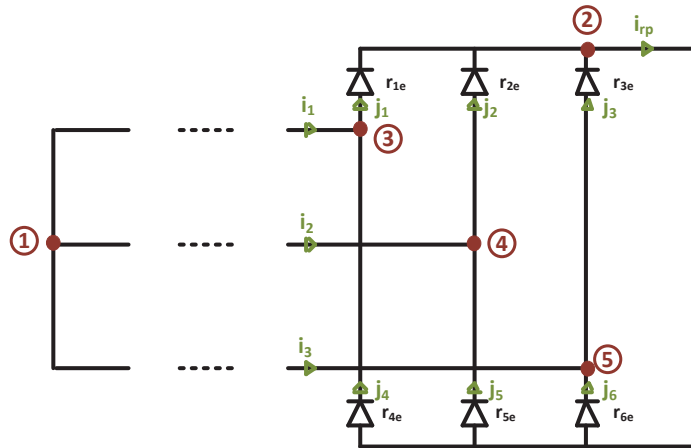


Figure 2. 7. Lois des nœuds appliquées au pont redresseur triphasé à diodes.

$$\begin{cases} i_3 = -i_1 - i_2 \\ j_3 = i_{rp} - j_1 - j_2 \\ j_4 = j_1 - i_1 \\ j_5 = j_2 - i_2 \\ j_6 = i_{rp} - j_1 - j_2 + i_1 + i_2 \end{cases} \quad (2.1)$$

En supposant connus les trois courants de phase de l'excitatrice  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ , seules trois variables intermédiaires suffisent pour connaître l'ensemble des courants dans les diodes, les trois autres étant les complémentaires des trois premières. De plus, la connaissance supplémentaire du courant  $i_{rp}$  circulant dans la roue polaire permet l'élimination de l'une des trois variables restantes, ramenant à deux la quantité nécessaire et suffisante de variables pour décrire entièrement le fonctionnement du pont redresseur à diodes.

Les précédentes remarques sont confirmées par l'analyse des équations obtenues par l'application des lois des nœuds.

- La première équation du système (2.1) est la conséquence de la non connexion du neutre de l'excitatrice, reliant les trois courants de l'induit de l'excitatrice entre eux ;
- Les équations numéro 3, 4 et 5 représentent les expressions des courants dans les parties inférieures des bras du pont en fonction des courants de ligne et des courants dans les parties supérieures des bras ;
- La seconde équation du système (2.1) intègre le courant de roue polaire afin d'exprimer le troisième courant des bras supérieurs et de s'affranchir ainsi de la variable  $j_3$ .

La connaissance des expressions des courants dans les différentes branches du pont doit être complétée par l'application de la loi des mailles pour l'obtention des équations des deux courants recherchés en fonction uniquement des variables d'entrée ( $i_1$  et  $i_2$ ) et de sortie ( $i_{rp}$ ). La Figure 2. 8 montre les deux mailles utilisées amenant aux deux équations souhaitées.

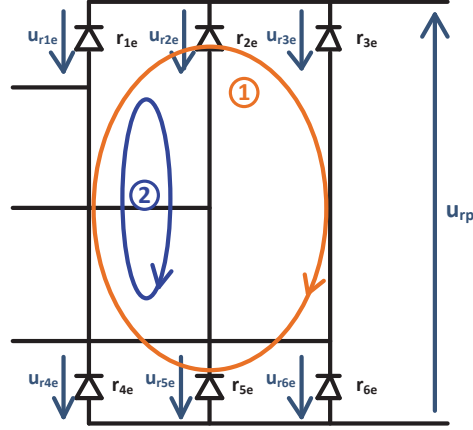


Figure 2. 8. Lois des mailles appliquées au pont redresseur triphasé à diodes.

A partir de la Figure 2. 8, deux équations non redondantes liant les tensions mises en jeu dans le système peuvent être exprimées (système d'équations (2.2)).

$$\begin{cases} u_{r_{1e}} + u_{r_{4e}} = u_{r_{3e}} + u_{r_{6e}} \\ u_{r_{1e}} + u_{r_{4e}} = u_{r_{2e}} + u_{r_{5e}} \end{cases} \quad (2.2)$$

Afin de faire intervenir les courants circulant dans les diodes, les deux équations du système (2.2) peuvent être transformées par l'intermédiaire de la loi d'Ohm, intégrant par conséquent les valeurs des résistances équivalentes des diodes  $r_{xe}$  à l'instant de calcul considéré (système d'équations (2.3)).

$$\begin{cases} r_{1e}j_1 + r_{4e}j_4 = r_{3e}j_3 + r_{6e}j_6 \\ r_{1e}j_1 + r_{4e}j_4 = r_{2e}j_2 + r_{5e}j_5 \end{cases} \quad (2.3)$$

En dernier lieu, en faisant intervenir les équations du système (2.1) permettant de remplacer les courants précédemment introduits dans les lois des mailles du système (2.3), les équations des courants  $j_1$  et  $j_2$  peuvent être déduites. Après manipulation et mise en forme, les deux variables intermédiaires peuvent être écrites uniquement comme fonctions des trois variables  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_{rp}$ , comme le montre le système d'équations (2.4).

$$\begin{cases} j_1 = \alpha_1 i_{rp} + \beta_1 i_1 + \gamma_1 i_2 \\ j_2 = \alpha_2 i_{rp} + \beta_2 i_1 + \gamma_2 i_2 \end{cases} \quad (2.4)$$

avec

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{(r_{3e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e})}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \\ \beta_1 = \frac{((r_{3e} + r_{6e})r_{4e} + (r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}))}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \\ \gamma_1 = \frac{((r_{2e} + r_{5e})r_{6e} - (r_{3e} + r_{6e})r_{5e})}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \\ \alpha_2 = \frac{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \\ \beta_2 = \frac{((r_{1e} + r_{4e})(r_{4e} + r_{6e}) - (r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})r_{4e})}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \\ \gamma_2 = \frac{((r_{1e} + r_{4e})r_{6e} - (r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})r_{5e})}{(r_{1e} + r_{3e} + r_{4e} + r_{6e})(r_{2e} + r_{5e}) + (r_{1e} + r_{4e})(r_{3e} + r_{6e})} \end{cases}$$

Comme évoqué en début de section 2.2, la détermination de ces deux variables est utile pour la résolution des équations différentielles de l'excitatrice. Une description analytique d'une machine électrique s'attache à décrire l'évolution de l'ensemble des flux propres à ses différents bobinages en fonction des interactions qu'elle subit avec son environnement, en l'occurrence avec l'alimentation électrique de son inducteur et le pont de diodes. De façon analogue au pont de diodes, la loi des mailles peut être appliquée à l'ensemble excitatrice-pont pour en

déterminer les équations régissant son fonctionnement. Étant donné que le circuit magnétique des alternateurs électriques est fermé, le flux magnétique reçu par la troisième phase du stator peut être déduit à partir des flux circulant dans les deux autres phases. Par conséquent, l'excitatrice présentant quatre variables d'états (trois flux au rotor  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  et  $\varphi_3$  et un au stator  $\varphi_{exc}$ ), seules trois d'entre elles sont impérativement nécessaires pour la description du comportement complet de la machine. L'ensemble des données et des mailles utilisées sont décrites sur la représentation circuit électrique de la Figure 2. 9.

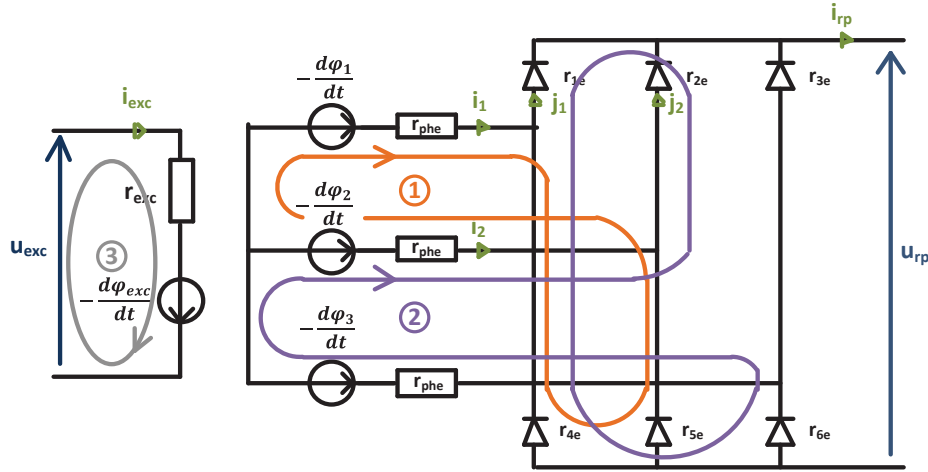


Figure 2. 9. Lois des mailles appliquées à l'ensemble excitatrice-pont redresseur à diodes.

Le système d'équations (2.5) peut alors être déduit en faisant appel aux trois mailles choisies en Figure 2. 9. Les première et deuxième équations du système décrivent les comportements des flux stator, déterminant les grandeurs de sortie de l'excitatrice, tandis que la troisième équation est vouée à la qualification du côté inducteur de l'excitatrice permettant la magnétisation de son circuit magnétique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(\varphi_1 - \varphi_2)}{dt} = -r_{phe}(i_1 - i_2) + r_{4e}(j_1 - i_1) - r_{5e}(j_2 - i_2) \\ \frac{d(\varphi_2 - \varphi_3)}{dt} = -r_{phe}(i_1 + 2i_2) + r_{1e}j_1 + r_{4e}(j_1 - i_1) - r_{2e}j_2 - r_{6e}(i_{rp} - j_1 - j_2 + i_1 + i_2) \\ \frac{d\varphi_{exc}}{dt} = u_{exc} - r_{exc}i_{exc} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

### 2.3. Alternateur principal et charge électrique de sortie

Une procédure équivalente à celle appliquée à l'excitatrice et au pont de diodes est utilisée pour l'obtention des équations analytiques de l'alternateur principal connecté à sa charge électrique. En revanche, la topologie spécifique des bobinages de l'alternateur engendre un nombre de variables d'état nettement supérieur. En effet, une phase au stator de l'alternateur est constituée d'un ensemble de deux blocs de deux bobines connectées en parallèle, ces deux blocs étant eux-mêmes connectés en série (Figure 2. 10). Deux bobines, diamétralement opposées dans les encoches du stator, sont connectées en parallèle afin de diminuer les courants circulant dans chacune d'elles, influençant les choix de conducteurs lors du dimensionnement de la machine. De plus, la modularité de cette topologie présente l'avantage de s'adapter aux différents besoins des utilisateurs, en jouant sur les connexions des groupes parallèles. La mise en série des deux groupes est dédiée aux applications fortes tensions/faibles courants, alors que leur mise en parallèle se tourne davantage vers les applications faibles tensions/forts courants, la signification des mots fort et faible étant toute relative. Le schéma de la Figure 2. 10 présente la topologie de connexion des bobinages retenue pour l'alternateur modélisé.

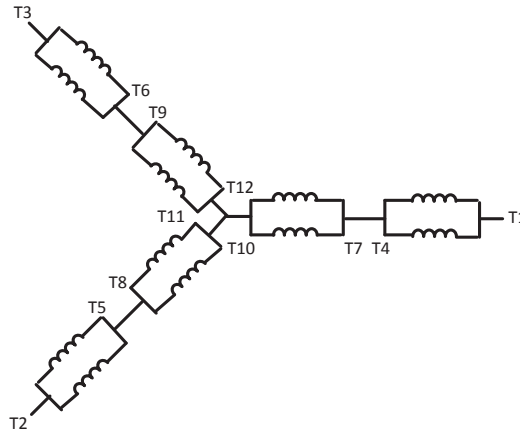


Figure 2. 10. Schéma topologique de principe de la connexion des bobines dans les trois phases stator.

La topologie de la Figure 2. 10 peut être transformée en schéma électrique équivalent afin de permettre la détermination des équations différentielles régissant le comportement de l'alternateur. La charge électrique étant constituée de composants passifs, elle ne nécessite aucun calcul supplémentaire et ses éléments sont directement inclus dans la modélisation de l'alternateur. Afin de représenter la majorité des charges électriques réellement connectées à ce type d'alternateur, une charge inductive triphasée constituée de résistances et inductances connectées en série a été choisie. La Figure 2. 11 représente le schéma électrique équivalent de l'ensemble alternateur et charge électrique, équilibrée dans un premier temps.

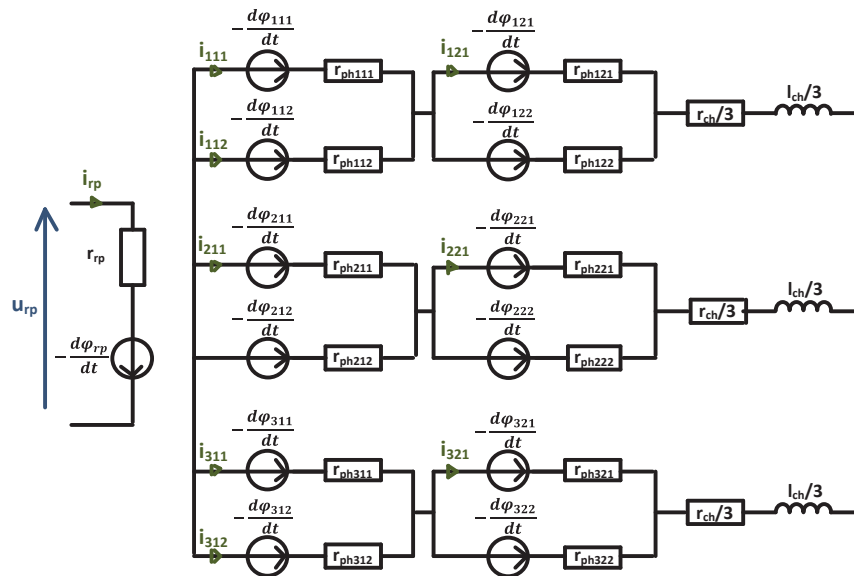


Figure 2. 11. Schéma électrique équivalent de l'ensemble alternateur principal-charge électrique de sortie.

L'insertion de la charge dans le modèle de l'alternateur s'avère indispensable en vue de l'application des lois des mailles et des lois des nœuds. En considérant dans un premier temps la loi des nœuds, les relations entre les différents courants évoluant dans le système peuvent être déterminées. La Figure 2. 12 et le système d'équations (2.6) exposent, comme pour l'excitatrice, l'application de cette loi.

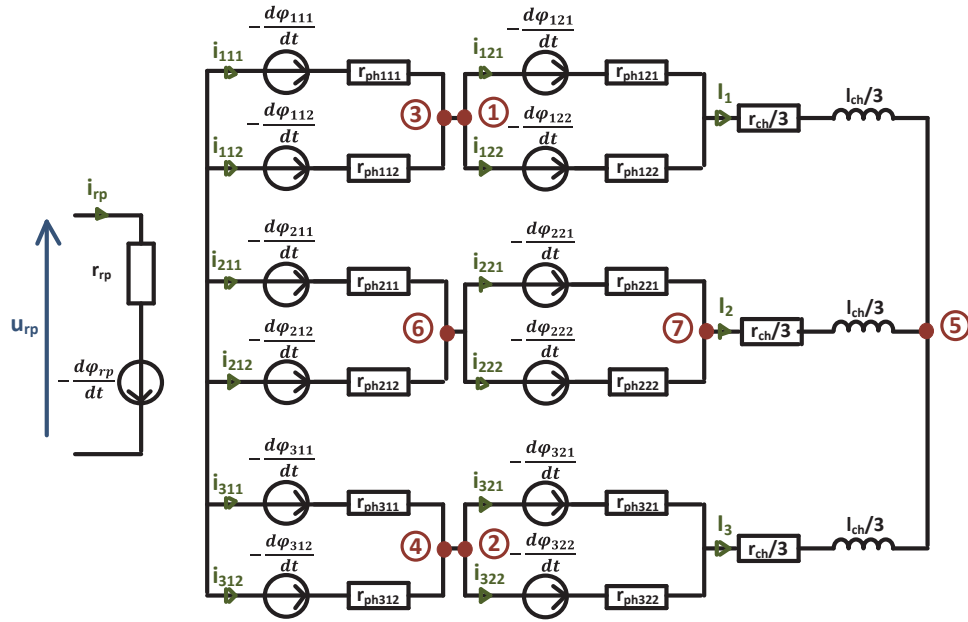


Figure 2. 12. Application des lois des nœuds à l'ensemble alternateur-charge électrique de sortie.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{122} = i_{111} + i_{112} - i_{121} \\ i_{322} = i_{311} + i_{312} - i_{321} \\ I_1 = i_{111} + i_{112} \\ I_3 = i_{311} + i_{312} \\ I_1 + I_2 + I_3 = 0 \\ i_{211} + i_{212} = I_2 \\ i_{221} + i_{222} = I_2 \end{array} \right. \quad (2.6)$$

Il en ressort le nombre nécessaire et suffisant de variables d'état qui décrivent intégralement le système sans redondance. En effet, les relations trouvées indiquent que, pour les phases 1 et 3, un courant par phase peut être exprimé en fonction des autres courants circulant dans les blocs de bobines parallèles (première et deuxième équations du système (2.6)). De plus, étant donné que le neutre est considéré comme non relié (équation 5), la phase 2 peut être décrite par deux de ses quatre courants, un dans chacun des deux groupes parallèle (sixième et septième équations). Le choix de ne décrire la phase 2 qu'avec deux courants est purement arbitraire et une démarche similaire aurait pu être appliquée pour la phase 1 ou la phase 3.

Dans un second temps, la loi des mailles, appliquée à toutes les branches indépendantes dans le système, donne la possibilité de déterminer le jeu d'équations différentielles non redondantes régissant l'ensemble alternateur-charge électrique, ici au nombre de neuf. La Figure 2. 13 présente les choix effectués en termes de mailles.



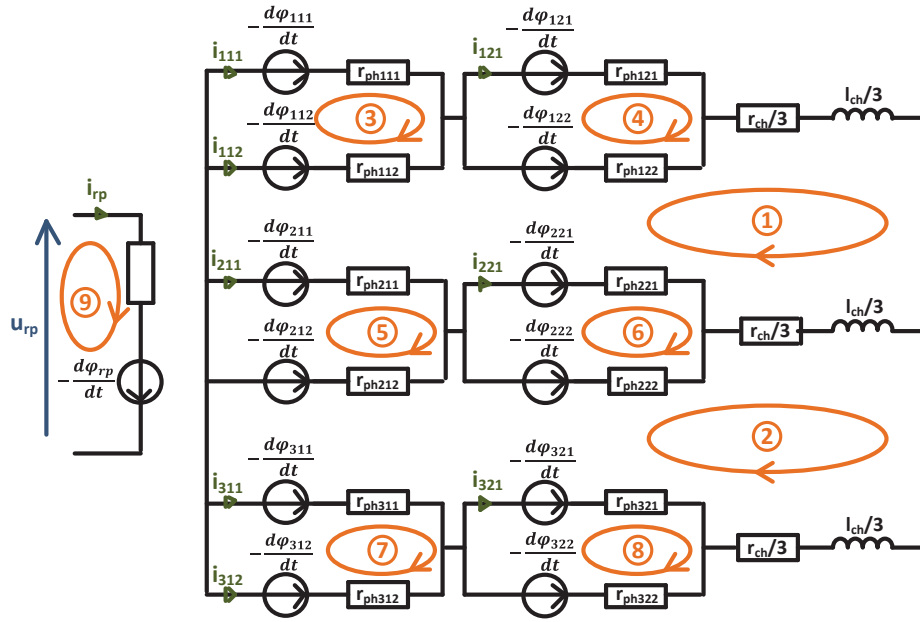


Figure 2. 13. Application des lois des mailles à l'ensemble alternateur principal-charge électrique de sortie.

L'utilisation des relations liant les courants déterminées dans le système d'équations (2.6) permet de développer les calculs pour obtenir les équations de l'équation (2.7).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d(\varphi_{111} + \varphi_{121} - \varphi_{211} - \varphi_{221})}{dt} + \frac{l_{ch}}{3} \frac{d(2i_{111} + 2i_{112} + i_{311} + i_{312})}{dt} = -r_{ph111}i_{111} - r_{ph121}i_{121} - r_{ph211}i_{211} - r_{ph221}i_{221} + \frac{r_{ch}}{3}(2i_{111} + 2i_{112} + i_{311} + i_{312}) \\
 \frac{d(\varphi_{211} + \varphi_{221} - \varphi_{311} - \varphi_{321})}{dt} + \frac{l_{ch}}{3} \frac{d(-i_{111} - i_{112} - 2i_{311} - 2i_{312})}{dt} = -r_{ph211}i_{211} - r_{ph221}i_{221} - r_{ph311}i_{311} - r_{ph321}i_{321} + \frac{r_{ch}}{3}(-i_{111} - i_{112} - 2i_{311} - 2i_{312}) \\
 \frac{d(\varphi_{111} - \varphi_{112})}{dt} = -r_{ph111}i_{111} + r_{ph112}i_{112} \\
 \frac{d(\varphi_{121} - \varphi_{122})}{dt} = -r_{ph121}i_{121} + r_{ph122}i_{122} \\
 \frac{d(\varphi_{211} - \varphi_{212})}{dt} = -r_{ph211}i_{211} + r_{ph212}i_{212} \\
 \frac{d(\varphi_{221} - \varphi_{222})}{dt} = -r_{ph221}i_{221} + r_{ph222}i_{222} \\
 \frac{d(\varphi_{311} - \varphi_{312})}{dt} = -r_{ph311}i_{311} + r_{ph312}i_{312} \\
 \frac{d(\varphi_{321} - \varphi_{322})}{dt} = -r_{ph321}i_{321} + r_{ph322}i_{322} \\
 \frac{d\varphi_{rp}}{dt} = u_{rp} - r_{rp}i_{rp}
 \end{array} \right. \quad (2.7)$$

En conclusion, un système de quatorze équations permet une description intégrale du système modélisé :

- trois équations sont liées à l'excitatrice, faisant intervenir les quatre flux en concurrence dans la machine ( $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  et  $\varphi_3$  au stator,  $\varphi_{exc}$  au rotor) ainsi que les deux variables intermédiaires représentant les courants au sein du pont de diodes ( $j_1$  et  $j_2$ ), le courant de roue polaire ( $i_{rp}$ ) et le courant d'excitation de l'inducteur ( $i_{exc}$ ) ;
- deux équations liées au calcul des variables intermédiaires du pont redresseur ( $j_1$  et  $j_2$ ) tenant compte des courants de phase de l'excitatrice ( $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ ) et du courant circulant dans la roue polaire  $i_{rp}$  ;
- neuf équations pour l'alternateur, nécessaires et suffisantes pour décrire les treize flux présents dans la machine ( $\varphi_{111}$ ,  $\varphi_{112}$ ,  $\varphi_{121}$ ,  $\varphi_{122}$ ,  $\varphi_{211}$ ,  $\varphi_{212}$ ,  $\varphi_{221}$ ,  $\varphi_{222}$ ,  $\varphi_{311}$ ,  $\varphi_{312}$ ,  $\varphi_{321}$  et  $\varphi_{322}$  au stator,  $\varphi_{rp}$  au rotor) en fonction des courants de phases de l'alternateur et du courant de roue polaire ( $i_{rp}$ ) .

Il est essentiel de noter que la physique réelle des machines électriques ne correspond pas exactement aux modélisations numériques qui en sont faites. En effet, l'état physique des alternateurs est défini à tout instant par la connaissance des flux magnétiques circulant dans l'ensemble des bobinages. Néanmoins, la connaissance intrinsèque des flux magnétiques est très délicate à cause des phénomènes de saturation dans les matériaux

magnétiques composant le rotor et le stator. Non seulement la saturation modifie de façon non linéaire l'amplitude des flux circulant dans les circuits magnétiques, mais elle présente aussi une distribution non uniforme dans tout le circuit magnétique et induit par conséquent des modifications locales extrêmement complexes à prendre en compte dans les modèles numériques.

La précédente remarque a dirigé les travaux effectués au cours de cette thèse vers une approche linéaire. En effet, la saturation magnétique implique des effets très complexes à mettre en œuvre pour un gain qui, dans l'optique finale de l'utilisation du modèle comme outil de diagnostic, ne paraît pas fondamentalement important. De nombreuses réflexions sur les possibilités d'intégration de cette saturation dans les modèles ont été discutées. Les modèles DQ se proposent effectivement d'apporter une solution à ce problème par l'intermédiaire des réactances saturées dans les axes polaires et inter-polaires. Ce n'est en aucun cas une solution adaptée lorsqu'une modélisation fine est recherchée puisqu'il est impossible de prendre en compte une saturation qui se veut locale par une saturation globale et uniforme dans la machine. La première et principale hypothèse sur laquelle repose cette modélisation peut être énoncée.

**HYPOTHÈSE 1** : Une modélisation linéaire fine du système, bien que quantitativement limitée, demeure qualitativement représentative des phénomènes ayant lieu dans les alternateurs.

La limitation au cas linéaire engendre deux conséquences extrêmement utiles lors de la mise en œuvre du modèle :

- l'application du théorème de superposition est possible. Il permet de considérer le flux total comme la somme des flux créés par les différents bobinages de la machine ;
- un changement de variables d'état peut être effectué. Le flux magnétique, très délicat à estimer, est en effet intimement lié au courant circulant dans les enroulements au travers des inductances propres et mutuelles. Les courants deviennent par conséquent les nouvelles variables d'état et permettent une modélisation simplifiée des deux alternateurs.

Cette hypothèse osée est néanmoins tout à fait envisageable dans une application de type diagnostic où une grande importance est attachée aux valeurs relatives des grandeurs électriques entre des modes de fonctionnement sain et défaillant. En laissant de côté les valeurs absolues, cette approche tend à diminuer le rôle de la saturation dans les mesures. Forte de ces remarques, la présentation de la méthode de modélisation par co-simulation sous Flux2D et Matlab est présentée les sections 3 et 4. Étant donné l'utilisation originale de ces deux logiciels, le modèle sera régulièrement nommé « modèle Flux2D/Matlab ».

### 3. Caractérisation des inductances propres et mutuelles par éléments finis sous Flux2D

Le changement de variable envisagé implique l'utilisation directe des inductances propres et mutuelles linéaires pour modéliser les machines. Elles permettent de caractériser l'ensemble des relations entre les courants circulant dans les différents bobinages de la machine et les flux captés par ceux-ci. Étant donné la topologie à pôles saillants des alternateurs utilisés, l'utilisation des éléments finis reste le meilleur moyen d'obtenir une modélisation fine des inductances.

Une simulation par éléments finis suit, peu ou prou, toujours la même démarche :

- Une modélisation géométrique de l'objet à simuler au cours de laquelle une représentation à l'échelle de la topologie mécanique de la machine est réalisée, par l'intermédiaire de points et de lignes dont les coordonnées sont définies dans différents référentiels spatiaux ;
- Une modélisation physique décrivant les comportements électrique et magnétique des différentes faces créées lors de la description géométrique. A chaque surface délimitée par les points et les lignes précédemment dessinés est attribué un matériau aux caractéristiques idoines ;

- Une modélisation électrique de la machine sous forme de circuit électrique, permettant la définition du comportement dynamique du modèle (établissement des courants, réglage des charges, alimentation électrique) ;
- Un maillage complet du domaine, points, lignes et faces incluses ;
- Une définition du scénario de résolution permettant le réglage du temps de simulation, de la durée des pas de calcul et des valeurs des paramètres réglables de la machine.

La démarche complète suivie pour la modélisation et l'identification des inductances de l'alternateur principal est décrite pas à pas dans les sections suivantes. L'excitatrice est quant à elle considérée de façon plus succincte, en se focalisant seulement sur les points importants et divergents de la méthode suivie pour l'alternateur.

### 3.1. Description géométrique

La description géométrique de l'alternateur principal est une transcription pure et simple dans le logiciel Flux2D des plans mécaniques développés par le machiniste, en l'occurrence Nidec Leroy-Somer, lors de la conception d'un alternateur. Comme son nom l'indique, Flux2D réalise des simulations par éléments finis dans un espace à deux dimensions. Il s'agit donc de représenter une coupe transversale au milieu de la machine, de façon analogue aux plans papier. Cette remarque aboutit à une deuxième hypothèse de modélisation.

**HYPOTHÈSE 2** : Les phénomènes de fuites magnétiques via les têtes de bobines sont négligeables et n'impactent que de façon marginale le fonctionnement de l'alternateur.

Le modèle en question a été développé à partir d'un modèle Flux2D d'un alternateur de la gamme LSA 423 produit par Nidec Leroy-Somer. La vérification et l'adaptation des côtes entre les données des plans mécaniques et les valeurs implantées dans le modèle ont été réalisées pour obtenir un modèle en tout point comparable à l'alternateur réel.

Étant donné la topologie de l'alternateur présentant deux paires de pôles, il est communément admis qu'un simple quart de machine est nécessaire et suffisant pour une modélisation complète. En effet, le logiciel est capable d'extrapoler les résultats obtenus au niveau du quart de machine sur le pourtour complet de l'alésage, et ce par un jeu de symétrie géométrique et d'antisymétrie des courants électriques circulant dans les bobinages. Il a été choisi de ne pas utiliser ces symétries dans le modèle Flux2D développé pour deux raisons :

- L'alternateur LSA 423 VS2 modélisé possède deux bobinages supplémentaires dans les encoches du stator permettant de détourner une partie de l'énergie produite en sortie de l'alternateur afin d'alimenter l'inducteur de l'excitatrice. Ce système d'excitation a été baptisé AREP pour « Auxiliary winding Regulation Excitation Principle » ou « Alternateur Régulé à Excitation Polymorphique ». Les deux bobinages ont été spécialement disposés dans les encoches stator de façon à ne capter que certaines composantes harmoniques du champ magnétique présent dans l'entrefer, le fondamental pour l'un (qui sera par conséquent nommé H1 pour « harmonique 1 »), et l'harmonique 3 pour l'autre (nommé H3). Or, le respect de ces contraintes implique la mise en œuvre d'enroulements non symétriques dans les encoches stator. Étant donné leur potentielle utilité à des fins de diagnostic, il a été choisi de les modéliser fidèlement et, par conséquent, de prendre en compte la section complète de la machine ;
- Le but ultime de la modélisation réside dans la mise en œuvre et dans l'étude de défauts électriques, notamment de type court-circuit. L'insertion d'un court-circuit dans une bobine représente une modification locale de la topologie de la machine et ne saurait être modélisé à l'aide d'un quart de machine seulement, sous peine de répéter, par le jeu des symétries, quatre fois le défaut dans les quatre quarts de l'alternateur.

La Figure 2. 14 expose le modèle géométrique de l'alternateur principal sur la totalité du plan.

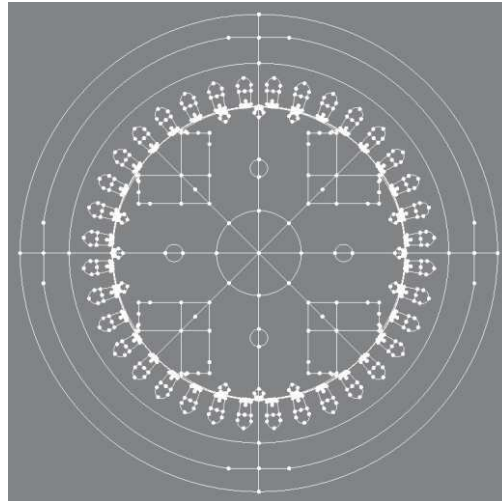


Figure 2. 14. Représentation de la topologie géométrique de l'alternateur principal.

Les deux bobinages auxiliaires de l'AREP sont, dans les alternateurs réels, insérés en surface des encoches stator, entre les isthmes d'encoches et les enroulements de phases. Étant donné leur faible encombrement puisqu'ils ne sont composés que de quelques spires chacun, les bobinages AREP ont été modélisés par insertion de petites surfaces circulaires à l'intérieur de la zone des conducteurs et proche de l'isthme d'encoche. La dimension de ces zones a été fixée à un cercle de rayon 1mm, dont le centre est situé à 3mm du bord de l'encoche. La Figure 2. 15 illustre l'insertion des zones dédiées aux bobinages H1 et H3 dans les encoches stator.

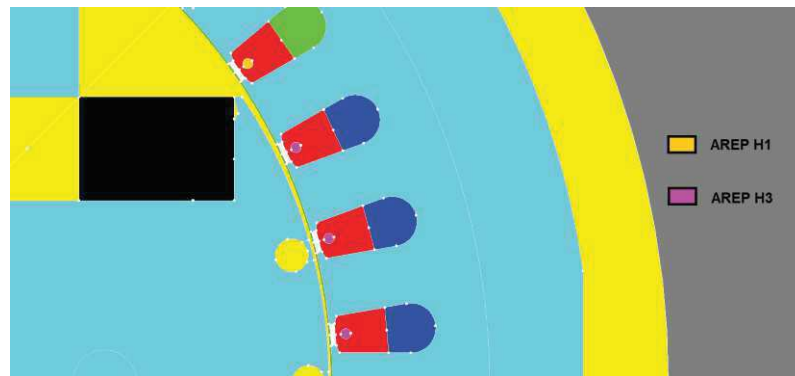


Figure 2. 15. Insertion des bobinages auxiliaires de l'AREP dans les encoches stator par l'intermédiaire de surfaces circulaires de 2mm de diamètre.

### 3.2. Description physique

Suite à la description géométrique, il est nécessaire de donner vie au dessin réalisé en modifiant la représentation géométrique de la machine en une représentation physique. Chaque ensemble de points et de lignes délimitant une figure fermée est reconnue automatiquement par le logiciel comme une face. Tel un bâtisseur choisissant le matériau adéquat pour chaque élément d'une maison, le programmeur se doit lui aussi d'attribuer à chaque face un matériau physique dont les propriétés sont préalablement définies lors de sa création. Dans le cas des machines électriques modélisées au cours de ces travaux, trois types de matériaux ont été utilisés :

- Un matériau magnétique considéré comme parfait, c'est-à-dire possédant une perméabilité magnétique relative extrêmement élevée ( $\mu_r = 10000$ ). Cette caractéristique a pour conséquence une

excellente transformation des Ampères-tours créés par les bobinages (représentés par le champ magnétique  $H$  et exprimé en Ampères par mètre) en flux magnétique (représenté par la densité de flux magnétique  $B$  en Teslas). La conséquence de cette perméabilité relative constante et très grande se matérialise dans le fait qu'aucune prise en compte de la saturation n'est introduite dans la machine modélisée. La définition de ce matériau magnétique est par conséquent à la base de la linéarité du modèle ;

- Des conducteurs bobinés permettant de représenter les bobinages de cuivre, aussi bien au rotor qu'au stator de la machine. Chaque surface est caractérisée par le sens de circulation du courant la traversant (positif, c'est-à-dire entrant ou négatif, c'est-à-dire sortant du plan de représentation, du point de vue de l'utilisateur) et par le nombre de conducteurs présents dans ladite surface ;

- De l'air, matériau présent notamment dans l'entrefer, dans les isthmes d'encoches au stator ainsi qu'entre les pôles rotor, matérialisant ainsi le caractère fondamental de saillance présent dans l'alternateur.

L'ensemble des faces associées à un même matériau définit une zone graphique nommée région. Afin de bien visualiser les régions créées et correspondantes aux différents matériaux présents dans la machine, diverses couleurs leur sont attribuées, comme le montre la représentation globale de la machine de la Figure 2. 16. La couleur turquoise représente l'ensemble des parties magnétiques définies par le matériau magnétique linéaire, les couleurs bleu, rouge et verte les bobinages des phases stator et de l'inducteur, et la couleur jaune les zones remplies d'air.

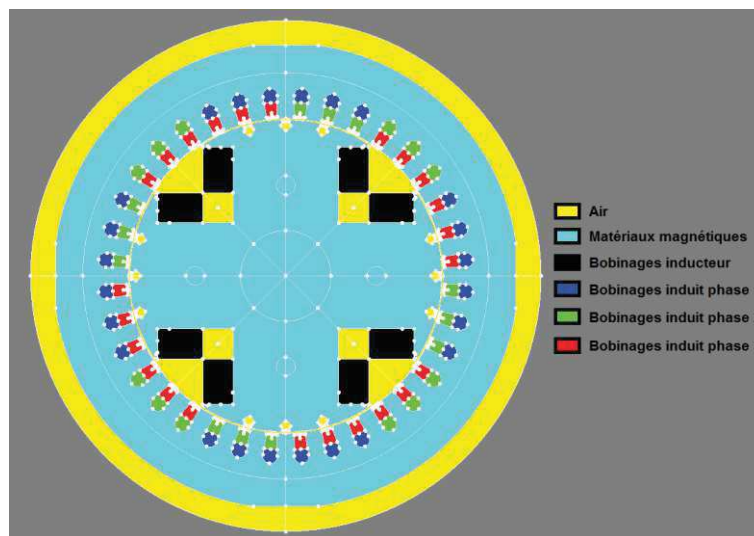


Figure 2. 16. Représentation de l'alternateur sous Flux2D après descriptions géométrique et physique.

Par mesure de simplification, les douze barres amortisseurs répartis sur les quatre pôles du rotor n'ont pas été matérialisés par des conducteurs électriques mis en court-circuit. Malgré l'importance des amortisseurs dans les alternateurs à pôles saillants, une modélisation physique rigoureuse induirait une explosion du nombre de variables d'état puisque onze nouveaux flux seraient à caractériser, engendrant onze variables d'état supplémentaires. En plus d'augmenter allègrement le travail de caractérisation des inductances effectué sous Flux2D, le nombre d'équations différentielles à résoudre se passerait de neuf à vingt, ce qui provoquerait également une augmentation du temps de résolution du système d'équations sous Matlab. Les trous béants laissés par les amortisseurs sont simplement comblés par de l'air dans le modèle Flux2D (rond jaune en surface des pôles rotor sur la Figure 2. 16). Une troisième hypothèse caractérisant notre modèle se doit d'être énoncée.

**HYPOTHÈSE 3 :** Les effets des amortisseurs lors d'un fonctionnement en régime permanent d'un alternateur sain ou défaillant restent négligeables.

Peu d'études se sont intéressées à l'effet des barres amortisseurs vis-à-vis de la stabilité des signaux électriques en régimes transitoires et permanents. L'article [1] mérite néanmoins d'être cité pour son apport scientifique vis-à-vis des performances de machines synchrones à aimants permanents (modification de charge, puissance de sortie, rendement) en fonction de la présence ou de l'absence d'amortisseurs.

Étant donné la prépondérance des études spectrales de type transformée de Fourier comme outil de diagnostic, le modèle développé se doit d'être représentatif du fonctionnement réel d'un l'alternateur en régime permanent. Dans ce cas, la première partie de l'hypothèse 3 est globalement valide. En effet, lors d'un fonctionnement stabilisé, les amortisseurs d'un alternateur sain n'observent que peu de variations du champ magnétique d'entrefer et, par conséquent, n'impactent pas ou peu le fonctionnement du système. Ces variations de champ sont en général induites par des changements de charge électrique ou bien par des pulsations présentes dans le couple moteur entraînant l'arbre. Le type d'alternateur étudié est effectivement, dans la majorité des cas, entraîné par des moteurs Diesel. Néanmoins, pour des raisons de simplification, aucune variation du couple appliqué sur l'arbre n'a été prise en compte, la partie tournante évoluant à une vitesse constante de 1500tr/min.

En revanche, la seconde partie de l'hypothèse 3 peut être légitimement sujette à précaution. En effet, une défaillance, qu'elle soit électrique (de type court-circuit ou défaut de diodes) ou mécanique (de type balourd, roulements, excentricité ou désalignement), est susceptible d'induire une déformation locale du champ magnétique d'entrefer et par conséquent de générer une réaction des amortisseurs. La traversée de cette déformation locale peut éventuellement être à l'origine de la circulation de courant dans les barres conductrices des amortisseurs tendant à contrer la déformation du champ observée. En outre, les simples irrégularités inhérentes à la topologie mécanique de l'alternateur peuvent être à l'origine de l'apparition de courants dans les barres amortisseurs, comme le montrent les mesures effectuées dans [2]. A terme, l'introduction des amortisseurs dans les modèles sera, pour les raisons précédemment citées, un point important, qui fait partie des perspectives de notre travail.

En ce qui concerne les deux bobinages de l'AREP, les différentes surfaces circulaires utilisées pour les représenter sont caractérisées, comme pour les bobinages de phases, par des matériaux de type conducteurs électriques. Néanmoins, les enroulements H1 et H3 ne couvrent pas à eux deux l'ensemble des encoches du stator et les trous dans les encoches non utilisées sont, pour des raisons de simplicité et de symétries dans la construction du modèle, remplis avec de l'air. En outre, le modèle développé se place dans un cas de fonctionnement de l'alternateur en boucle ouverte dans lequel l'excitatrice n'est pas alimentée par les bobinages auxiliaires de l'AREP mais à l'aide d'une source électrique de tension indépendante. Par conséquent, aucun courant ne circule dans les bobinages H1 et H3 et seule l'influence des autres flux circulant dans la machine sur ces deux enroulements est caractérisée au travers des inductances mutuelles. Découlant des remarques explicitées dans ce paragraphe, une quatrième hypothèse peut être formulée.

**HYPOTHÈSE 4** : L'insertion des bobinages auxiliaires de l'AREP dans les régions représentant les conducteurs de phase de l'induit de l'alternateur n'impacte que de façon négligeable les inductances caractérisées pour les phases stator.

La Figure 2. 17 se propose de confirmer cette hypothèse en montrant une comparaison de l'inductance propre de la phase stator 311 caractérisée en présence et en l'absence des bobinages de l'AREP. La phase 311 serait potentiellement impactée par l'ajout de ces bobinages puisqu'elle se situe dans les demi-encoches les plus proches de l'entrefer, là où sont introduites les régions des bobinages auxiliaires. La similitude des deux courbes laisse envisager la validité de l'hypothèse 4, avec un décalage calculé de  $70\mu\text{H}$  entre les maxima des deux courbes.



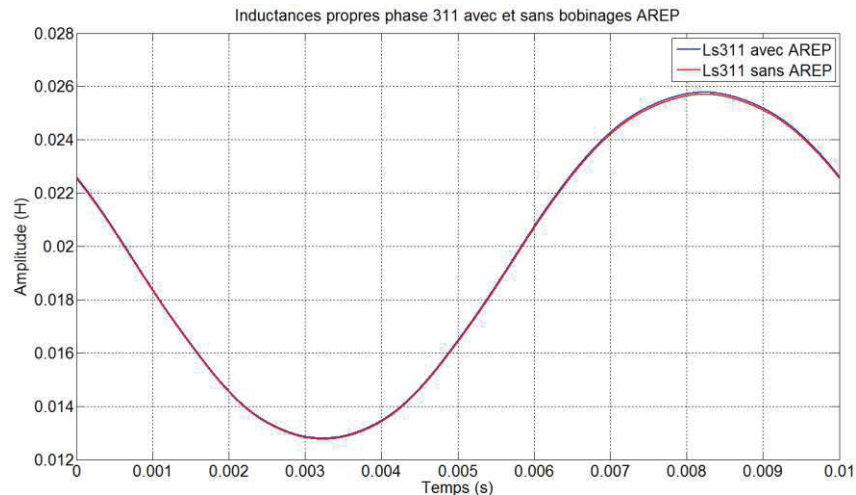


Figure 2. 17. Effet de l'insertion des bobinages de l'AREP dans les encoches stator sur l'inductance mutuelle Ls311 de l'alternateur ( $t_{sim} = 0.06s$ ,  $\Delta t = 0.1ms$ ).

En dernier lieu, l'alternateur est divisé, d'un point de vue dynamique, en deux grands ensembles :

- d'une part, la totalité des régions associées au stator de la machine, qu'elles soient composées de matériaux magnétiques, électriques ou d'air, font partie d'un ensemble mécanique fixe, c'est-à-dire immobile dans le référentiel de simulation ;
- d'autre part, toutes les régions associées au rotor sont regroupées dans un ensemble mécanique mobile, reproduisant la rotation de l'arbre à une vitesse de 1500tr/min.

### 3.3. Description électrique

Les étapes de modélisation sous Flux2D réalisées dans les sections 3.1 et 3.2 s'apparentent à la construction structurelle d'un alternateur dans les usines de fabrication. En effet, il s'agit d'une description physique statique de la forme de l'alternateur et des éléments le constituant. En situation réelle, la mise en fonctionnement de la machine est réalisée par la connexion électrique des différents bobinages à des sources d'alimentation ou des charges, ainsi que par la mise en mouvement de l'arbre. Ce deuxième point a déjà été discuté lors de la description physique en section 3.2 avec la division du modèle en deux parties mécaniques distinctes.

Conformément à la connexion électrique de l'alternateur réel, il est expliqué dans cette section une modélisation sous forme de schéma électrique de l'alternateur et de son environnement qui, à l'image d'un câblage électrique, est nécessaire pour expliquer les relations entre les différentes régions conductrices. La Figure 2. 18 présente le schéma électrique développé pour l'alternateur modélisé dans le cas d'une machine saine en fonctionnement normal, débitant sur une charge électrique de type inductive. Le modèle Flux2D est donc constitué de deux modèles interdépendants :

- une description topologique de la machine (géométrie et physique) permettant l'évaluation du développement des flux magnétiques au sein de la machine ;
- une description électrique permettant d'évaluer l'établissement des différents courants dans les enroulements.

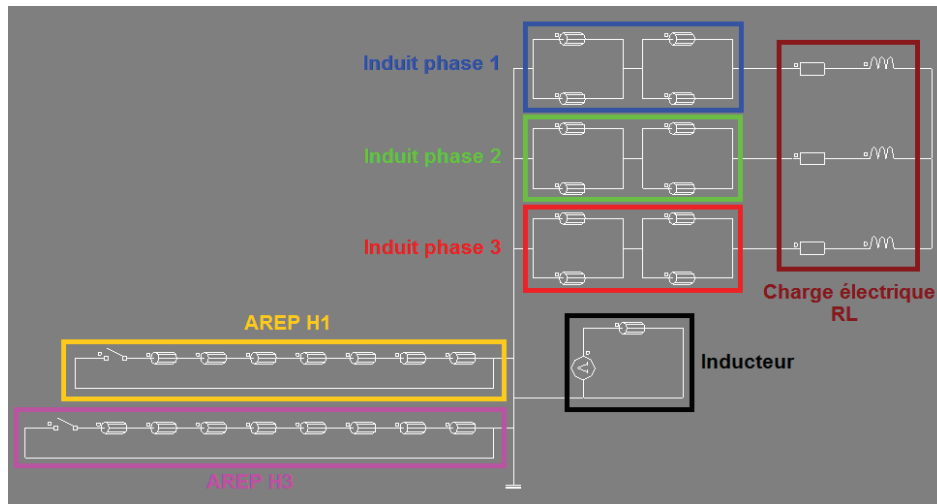


Figure 2. 18. Schéma électrique de l'alternateur alimenté par une source de tension constante et débitant sur une charge inductive sous Flux2D.

Le schéma électrique s'avère être relativement simple. Trois différents types d'éléments le composent :

- Des conducteurs bobinés représentant les bobinages des phases stator et des pôles rotor. Ils sont caractérisés par une résistance interne et sont les garants du lien unissant les modèles topologique et électrique de la machine. En effet, à chaque conducteur bobiné du schéma électrique sont attribuées deux régions du modèle topologique de l'alternateur : une région représentant les conducteurs aller de la phase en question et une région associée aux conducteurs retour ;
- Des charges passives réglables (capacités, inductances, et résistances), permettant de définir le point de fonctionnement de l'alternateur ou de modéliser des effets annexes tels que les couplages capacitifs entre phases ou les effets des inductances des têtes de bobines ;
- Des sources d'alimentation électriques de courant ou de tension dont les formes d'ondes sont caractérisables par formules mathématiques.

Ce schéma permet de déterminer les conditions de fonctionnement de l'alternateur au cours de la simulation. En appliquant, par exemple, une tension aux bornes de la roue polaire comme présenté sur la Figure 2. 18, les dynamiques d'évolution du courant circulant dans l'inducteur de l'alternateur ainsi que des tensions aux bornes des charges électriques de sortie peuvent être observées.

### 3.4. Maillage du domaine

Étant donnée l'utilisation des éléments finis seulement à des fins d'identification des inductances, la précision du maillage appliqué à la machine ne représente pas un point crucial de la méthode et est par conséquent évoquée de manière succincte. Le maillage automatique fait par le logiciel a été conservé lors des simulations. Flux2D dispose en effet d'une option permettant d'évaluer de manière autonome la forme et la nature de chaque élément du dispositif, afin de fournir un maillage approprié générant des résultats de qualité. De façon analogue aux projections par symétrie d'un quart de machine sur la circonférence totale, le maillage complet est obtenu par propagation de celui développé sur le premier quart de l'alternateur par le générateur automatique. La densité de nœuds dans l'entrefer ainsi obtenue est très supérieure à l'échantillonnage utilisé pour la caractérisation des inductances (section 3.7) et s'avère adapté vis-à-vis de la précision souhaitée. La Figure 2. 19 montre le résultat obtenu après maillage automatique du logiciel.

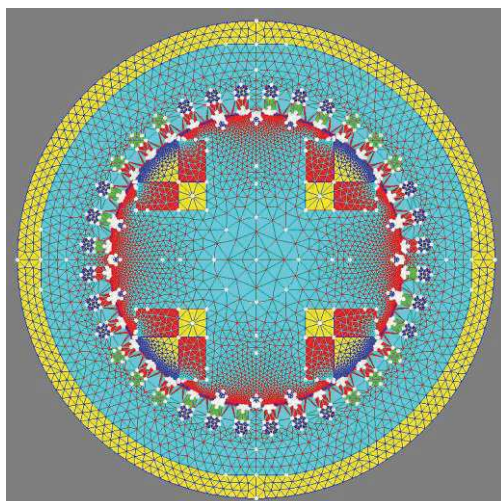


Figure 2. 19. Maillage automatique du domaine généré par le logiciel Flux2D.

### 3.5. Démarche appliquée à l'excitatrice

Dans l'optique de caractériser les inductances propres et mutuelles propres à l'excitatrice, un second modèle Flux2D a été mis en œuvre. La démarche demeure en tout point équivalente à celle appliquée à l'alternateur principal et ne sera pas exposée une nouvelle fois. En revanche, quelques particularités spécifiques à cette machine sont évoquées dans cette section :

- L'excitatrice est un alternateur « inversé » dont l'inducteur est présent au stator et l'induit au rotor, ceci afin de disposer de la sortie de puissance de l'excitatrice du côté tournant et d'alimenter, après redressement, la roue polaire de l'alternateur (Figure 2. 20) ;

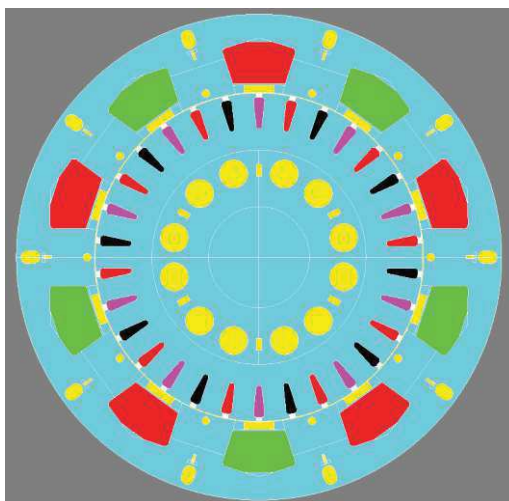


Figure 2. 20. Modélisation en éléments finis de l'excitatrice sous Flux2D.

- Afin de respecter un défilement temporel des phases de l'induit similaire à celui de l'alternateur, l'ordre des phases, en considérant un sens de rotation antihoraire, doit être inversé pour l'excitatrice. En effet, la succession phase 1/phase 3/phase 2 présente à l'induit de l'alternateur devient phase 1/phase 2/phase 3 pour l'excitatrice si aucune modification n'est entreprise. Ceci est dû au fait que les défilements relatifs de l'inducteur par rapport à l'induit sont inversés d'une machine à l'autre à cause des deux topologies antagonistes ;

- Enfin, les bobinages de l'AREP installés au stator de l'alternateur ne sont évidemment pas présents dans l'excitatrice.

### 3.6. Mise en place de l'identification et définition du scénario de résolution

Les éléments finis ne sont pas utilisés, dans la méthodologie de modélisation utilisée, à des fins de simulations du système en fonctionnement. En effet, seule une caractérisation de l'ensemble des inductances propres et mutuelles des deux machines, excitatrice et alternateur, est souhaitée. Cette caractérisation consiste à relever un à un les flux captés par les différentes bobines présentes dans la machine considérée lorsqu'une et une seule de ces bobines est alimentée par une source de courant constante. Une fois ces flux connus, il est possible d'en déduire l'inductance propre de la bobine alimentée et les inductances mutuelles de celle-ci avec toutes les autres bobines.

Afin d'expliquer plus en détails la démarche, un exemple d'identification par alimentation de l'inducteur de l'alternateur principal est présenté. En premier lieu, il est nécessaire d'adapter le schéma électrique de la machine. En effet, il n'est plus question de reproduire un fonctionnement normal de la machine (alimentation de l'inducteur par une source de tension et réglage du point de fonctionnement par la charge de sortie), mais tout bonnement de ne parvenir à alimenter qu'une et une seule bobine de l'alternateur à l'aide d'un courant électrique d'intensité connue et constante. Ce point est extrêmement important puisqu'il est souhaité identifier l'influence d'une unique bobine sur ses consœurs par l'intermédiaire du flux qu'elle engendre dans le circuit magnétique lorsqu'elle est parcourue par un courant électrique d'une certaine intensité. Si, par malheur, un courant circule dans d'autres bobines, l'identification est faussée et les résultats qui en découlent également. En outre, il est plus intéressant de maîtriser la valeur du courant dans la bobine que la tension à ses bornes afin de faciliter le calcul des inductances et d'éviter les transitoires relatifs à la dynamique d'installation du courant dans la bobine considérée.

Au niveau du schéma électrique, les remarques émises au paragraphe précédent se matérialisent par l'ajout d'une source de courant en série avec la bobine à identifier, en l'occurrence équivalente à l'enroulement de la roue polaire, ainsi que l'ajout de résistances de très fortes valeurs (1GΩ) permettant le blocage du courant dans toutes les autres branches du schéma (Figure 2. 21).

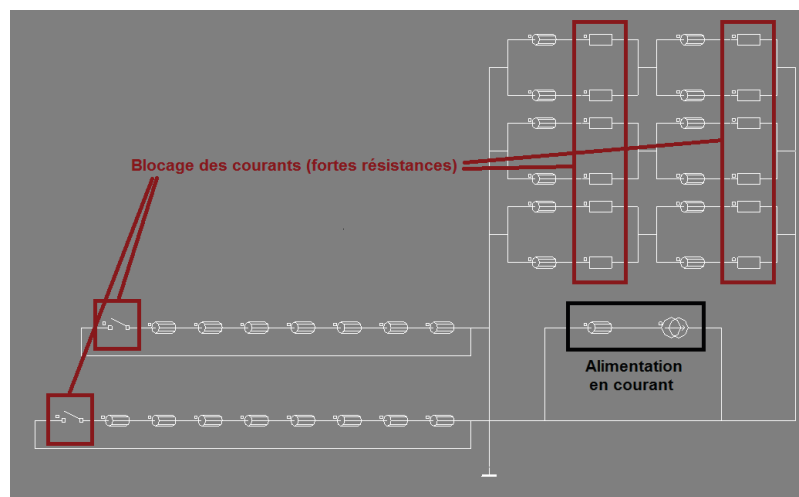


Figure 2. 21. Schéma électrique modifié pour l'identification des inductances de l'alternateur principal sous Flux2D.

Étant donné qu'en régime linéaire, la relation flux courant s'écrit simplement :

$$\varphi = Li$$

il paraît habile de régler le courant circulant dans la bobine à une intensité de 1A, afin d’obtenir directement la valeur des inductances par mesure du flux magnétique dans les bobines. Ce flux est mesuré à l’aide de capteurs virtuels introduits dans Flux2D qui relèvent, à chaque pas de calcul, le flux magnétique traversant la surface définie par la bobine en question.

Tout au long de l’identification des inductances de l’induit de l’alternateur, une grande attention doit être apportée au circuit électrique créé. A cause de la topologie spéciale des bobinages, il est obligatoire, lors de l’alimentation en courant d’une bobine de l’induit, de définir un chemin d’évacuation du courant électrique lui permettant de boucler librement (Figure 2. 22). Si une telle échappatoire n’est pas prévue, le logiciel impose quoi qu’il arrive un courant de 1A dans les bobines suivantes, et ce malgré les très fortes résistances introduites. L’identification s’en trouve par conséquent biaisée.

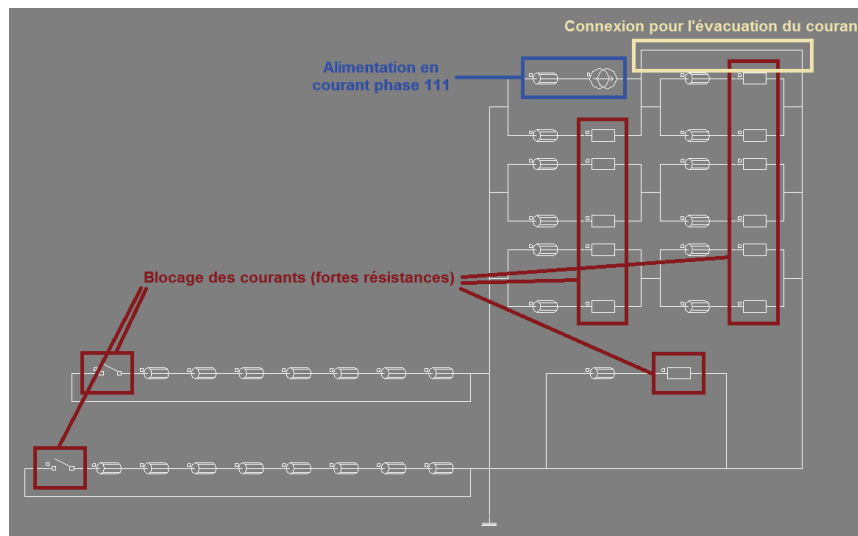


Figure 2. 22. Schéma électrique d’identification des inductances de la phase stator 111 sous Flux2D avec câblage d’évacuation du courant électrique (en haut à droite).

En termes de paramétrage, deux points importants doivent être définis, à savoir le temps total de la simulation et le pas de calcul.

Le temps total de simulation, ou horizon temporel, a été fixé à 0.06s. Ce nombre fait référence au temps que met le rotor pour effectuer un tour mécanique puisque, à 1500tr/min, sa période de révolution s’écrit :

$$\omega = \frac{1500tr}{1min} = \frac{1500 \times 2\pi rad}{60s} = 157.08 rad/s$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega} = 0.04s$$

En conclusion, 0.06s correspondent à un tour et demi mécaniques du rotor. Cette durée permet d’éliminer le transitoire présent sur les premiers pas de calcul et d’obtenir la forme d’onde des inductances sur un tour rotor complet. Ce dernier point est fondamental dans l’approche mise en œuvre dans ces travaux puisque la saillance locale de la machine doit être prise en compte pour une représentation fidèle des formes d’ondes des signaux de l’alternateur.

Une remarque judicieuse vous vient probablement à l’esprit : pourquoi identifier les inductances sur un tour rotor complet alors que les jeux de symétrie permettraient de le faire sur un quart de tour, tout du moins pour l’alternateur ? La réponse n’est pas évidente dans le cas sain. Il n’y a effectivement pas de contrainte particulière empêchant l’identification des inductances sur un quart de tour. En revanche, étant donné que ce modèle a vocation à servir de base pour la modélisation de défauts de court-circuit (chapitre 3) et que ceux-ci entraînent des modifications locales qui empêchent le recours aux jeux de symétries, il est judicieux d’adapter directement

le modèle sain et d'utiliser une méthode d'identification des inductances équivalente dans tous les cas (sain et défaillant). Cette démarche permet également d'éliminer quelques sources d'erreurs pouvant se glisser dans la méthode avant de l'utiliser avec le modèle défaillant, dont la vérification des résultats est moins aisée.

Enfin, le pas de résolution a précisément été la source de quelques artefacts de simulation qui sont discutés dans la section 3.7. Sans rentrer dans plus de détails ici, le pas a dans un premier temps été fixé en tant qu'angle mécanique de  $1^\circ$  puis, afin d'améliorer les résultats obtenus, en tant qu'écart temporel de 0.1ms.

### 3.7. Principaux résultats

L'identification effectuée sous Flux2D autorise la décomposition de l'ensemble des inductances propres et mutuelles du système en séries de Fourier. En effet, ces dernières sont périodiques de période :

$$T = \frac{1}{pf_{mec}}$$

avec  $f_{mec} = 25\text{Hz}$  et  $p = 2$  pour l'alternateur (5 pour l'excitatrice).

Cette décomposition en séries de Fourier s'avère extrêmement précieuse puisque les coefficients récupérés permettent le calcul de ces inductances à n'importe quel instant  $t$ , autorisant par la même des fréquences d'échantillonnage différentes sous Flux2D et sous Matlab. La reconstitution des inductances à des fins d'utilisation dans le programme Matlab est effectuée à une fréquence d'échantillonnage de 1MHz. De plus, ces coefficients servent également au calcul analytique des dérivées des inductances sans passer par des méthodes de dérivation numérique. La Figure 2. 23 expose en guise d'exemple l'inductance mutuelle entre le rotor et la phase stator 111 grossie d'un facteur 100, ainsi que sa dérivée.

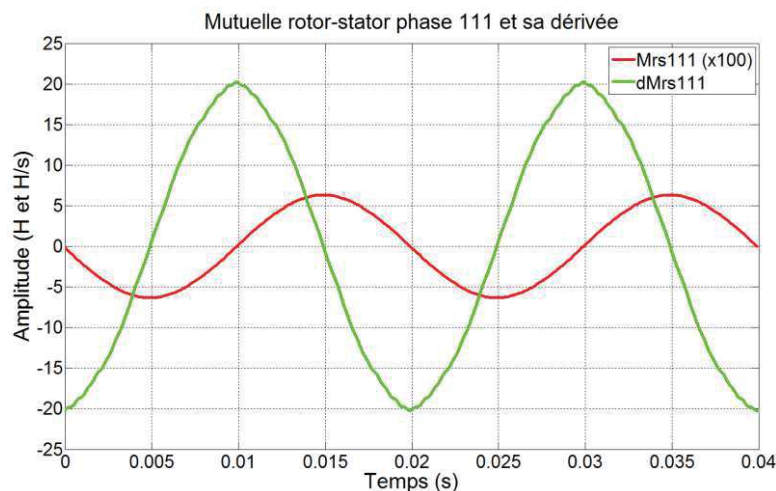


Figure 2. 23. Tracés temporels de l'inductance mutuelle Mrs111 grossie 100 fois (rouge) et de sa dérivée (vert) ( $t_{sim} = 0.06\text{s}$ ,  $\Delta t_{Flux2D} = 0.1\text{ms}$ ,  $\Delta t_{Fourier} = 1\mu\text{s}$ ).

Le calcul des coefficients de Fourier d'un signal  $x(t)$  est réalisé à l'aide des formules de décomposition en séries de Fourier de signaux discrets (système d'équations (2.8)). La longueur  $n$  du signal  $x(t)$  considéré pour le calcul représente le nombre d'échantillons d'une période ( $n - 1$  points) complétée par le premier point de la période suivante ( $n^{\text{ième}}$  point). Ce procédé permet de moyenner les points de départ et d'arrivée lors du calcul des coefficients de Fourier afin d'atténuer l'effet des approximations numériques.



$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{n-1} \left( \frac{x(1)}{2} + \frac{x(n)}{2} + \sum_{k=2}^{n-1} x(k) \right) \\ a_i = \frac{1}{n-1} \left( \frac{x(1)}{2} + \frac{x(n)\cos(2i\pi)}{2} + \sum_{k=2}^{n-1} x(k)\cos\left(\frac{2i\pi(k-1)}{n-1}\right) \right) \\ b_i = \frac{1}{n-1} \left( \frac{x(n)\sin(2i\pi)}{2} + \sum_{k=2}^{n-1} x(k)\sin\left(\frac{2i\pi(k-1)}{n-1}\right) \right) \end{cases} \quad (2.8)$$

Il est important de noter que le vrillage d'un pas dentaire présent dans ce genre de machines a été pris en compte en filtrant l'ensemble des inductances de l'alternateur identifiées sous Flux2D. Ce filtrage a été effectué à l'aide d'une fenêtre glissante d'une largeur d'un pas dentaire. En revanche, les inductances de l'excitatrice n'ont pas subies ce traitement puisque les excitatrices réelles ne sont pas vrillées.

Deux remarques importantes se doivent d'être énoncées afin d'éviter des problèmes de décomposition en séries de Fourier et, par là même, des soucis de simulation sous Matlab.

Premièrement, il est nécessaire de définir avec soin les bornes délimitant le signal décomposé. En effet, celles-ci doivent être ajustées pour qu'une période mécanique complète du signal soit représentée (point de départ égal au point d'arrivée) mais en évitant la redondance d'un ou de plusieurs échantillons. La Figure 2. 24 présente l'inductance mutuelle rotor-stator phase 111 pour laquelle le dernier point terminant la période (égal au premier point de la période) a été omis lors du calcul des coefficients. Malgré une déformation imperceptible sur la mutuelle, sa dérivée laisse en revanche apparaître de fortes ondulations aux points de jonctions entre deux périodes.

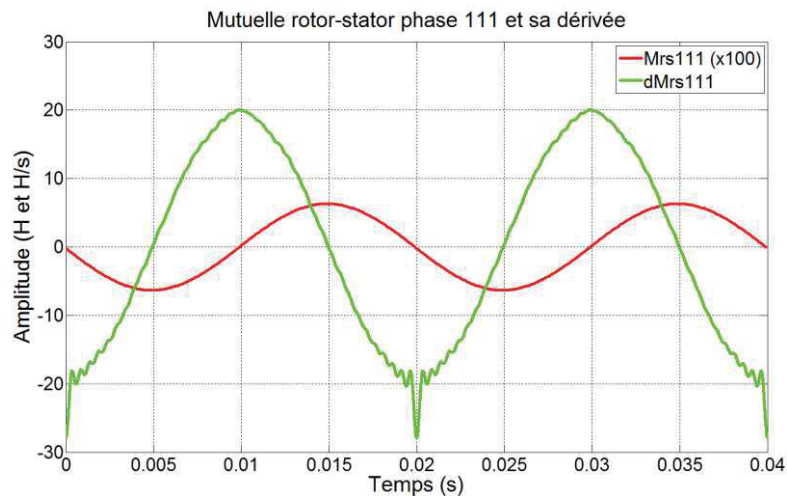


Figure 2. 24. Tracés temporels de l'inductance mutuelle  $M_{sr111}$  grossie 100 fois (rouge) et ondulations de sa dérivée (vert) lors d'une définition des bornes de décomposition du signal en séries de Fourier erronées ( $t_{sim} = 0.06s$ ,  $\Delta t_{Flux2D} = 0.1ms$ ,  $\Delta t_{Fourier} = 1\mu s$ ).

En second lieu, un piège plus sournois est susceptible de s'introduire dans le processus. Comme évoqué dans la section 3.6, il a semblé dans un premier temps intéressant d'identifier les inductances sous Flux2D à l'aide d'un échantillonnage mécanique de pas égal à  $1^\circ$ . Étant donné qu'un pas dentaire s'étend sur  $10^\circ$  mécaniques, ce pas de  $1^\circ$  s'avère suffisamment fin pour la précision requise lors des calculs des coefficients de Fourier. La Figure 2. 25 présente les mutuelles rotor-stator phase 111 avec un échantillonnage Flux2D mécanique et un temporel comme base de comparaison. Les deux inductances présentées ont été reconstituées à l'aide de leurs coefficients de Fourier à une fréquence d'échantillonnage de 1MHz.

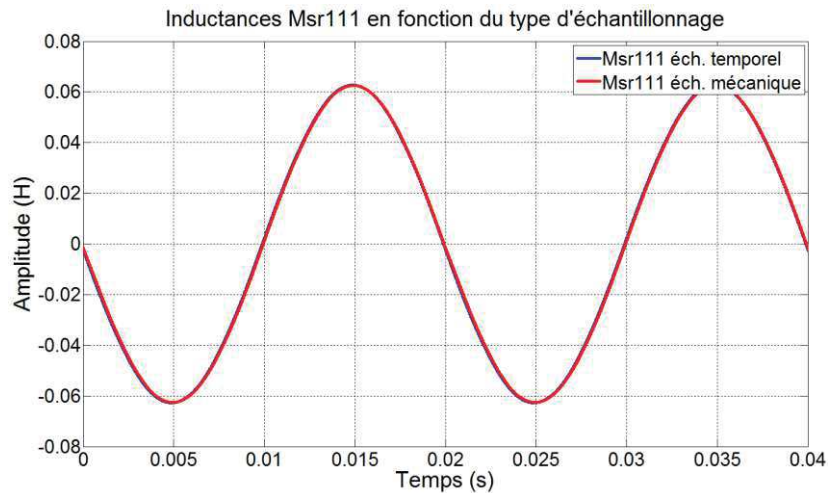


Figure 2. 25. Mutuelle Msr111 identifiée avec un pas d'échantillonnage Flux2D temporel (bleu,  $t_{sim} = 0.06s$ ,  $\Delta t_{Flux2D} = 0.1ms$ ,  $\Delta t_{Fourier} = 1\mu s$ ) et un pas d'échantillonnage Flux2D mécanique (rouge,  $t_{sim} = 0.06s$ ,  $\Delta t_{Flux2D} = 1^\circ$ ,  $\Delta t_{Fourier} = 1\mu s$ ).

Rien de bien étonnant jusqu'à présent. Et pourtant, la Figure 2. 26 expose les spectres des deux inductances mutuelles rotor-stator phase 111 précédentes, caractérisées pour l'une au moyen d'un échantillonnage mécanique de  $1^\circ$ , pour l'autre avec un échantillonnage temporel de 0.1ms, correspondant peu ou prou au temps que met le rotor pour parcourir  $1^\circ$  mécanique (1/9ms).

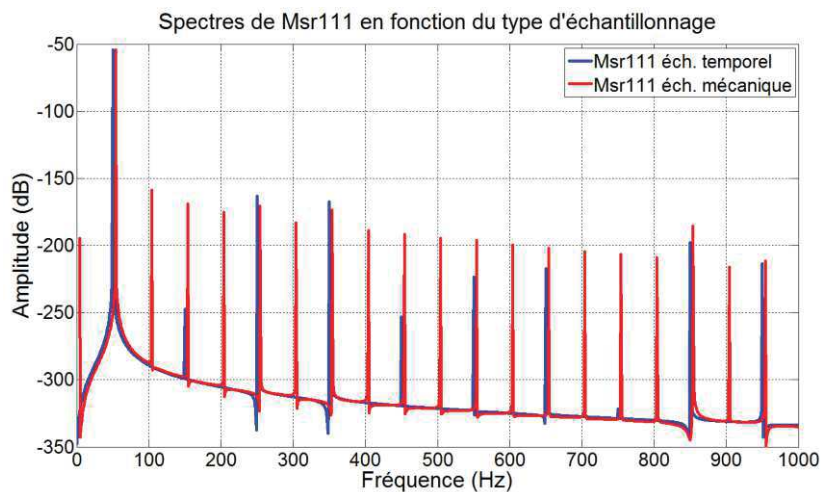


Figure 2. 26. Spectres des mutuelles Msr111 échantillonnées par pas mécanique ou temporel ( $t_{sim} = 0.06s$ ,  $\Delta t_{Flux2D} = 1^\circ$  ou 0.1ms,  $\Delta t_{Fourier} = 1\mu s$ , spectre rouge décalé artificiellement de 4Hz).

Il devient alors évident que l'échantillonnage mécanique introduit des harmoniques indésirables dans les inductances et, par conséquent, dans les signaux générés à l'aide de ces inductances lors des simulations sous Matlab. Ce phénomène s'explique par le fait qu'un pas de  $1^\circ$  mécanique correspond à une période non entière de 1/9ms. Un tel pas ne pouvant pas être manipulé de façon exacte par l'ordinateur, un arrondi est effectué et l'écart accumulé au cours de plusieurs pas successifs est rattrapé lors de certains calculs, créant par là même des pas de temps non égaux. Bien qu'infimes, ces écarts empêchent une bonne décomposition en séries de Fourier et engendrent l'apparition d'harmoniques indésirables dans les inductances reconstituées.

## 4. Algorithme de résolution des équations différentielles sous Matlab

L'algorithme implémenté sous Matlab a pour objectif la résolution des équations différentielles du système déterminées en section 2.2. Cette résolution implique le choix d'une méthode d'analyse numérique permettant une approximation de la solution analytique à chaque pas de calcul. Cette section présente la démarche suivie pour le transfert des équations analytiques vers leur évaluation numérique réalisée à l'aide du logiciel.

### 4.1. Adaptation des équations différentielles

Variable d'état des machines tournantes, le flux magnétique est très rarement utilisé de façon brute dans les modèles numériques. En effet, seule une évaluation complète et précise du flux circulant dans la machine permet de déterminer correctement l'état de fonctionnement de celle-ci. Par ce procédé, réalisé de manière générale à l'aide de simulations par éléments finis, une modélisation fidèle de la machine avec prise en compte de la saturation non uniforme présente dans les matériaux magnétiques est envisageable. La précision indéniable des simulations par éléments finis engendre néanmoins des processus de calculs lourds et par conséquent fortement coûteux en temps.

La complexité émanant de la prise en compte de la saturation dans les modèles analytiques n'étant pas l'objet de la présente thèse, le choix de la linéarité a été fait pour modéliser l'alternateur, comme explicité en fin de section 2. Cette hypothèse de linéarité permet d'effectuer un changement de variable des flux magnétiques vers les courants circulant dans les différents bobinages au travers d'un coefficient représentant la notion d'inductance. Étant donné la topologie à pôles saillants de la machine étudiée, ce coefficient nécessite d'être approché avec précaution. En effet, l'inductance  $L$  liant le flux magnétique au courant traversant la bobine doit en réalité être écrite  $L(\theta)$ , avec  $\theta$  représentant la position angulaire du rotor, fonction de la vitesse de rotation de l'arbre et du temps.

$$\varphi(t) = L(\theta)i(t)$$

Par conséquent, en considérant la pulsation mécanique du rotor  $\omega_m$ , la relation (2.9) détermine le lien entre flux magnétique et courant.

$$\varphi(t) = L(\omega_m t)i(t) \quad (2.9)$$

Les flux utilisés dans les équations différentielles de la section 2 peuvent désormais être exprimés en fonction des courants circulant dans les différents bobinages. La connaissance des flux est essentiellement utile à la détermination des forces électromotrices se développant aux bornes des bobinages, au travers de la loi de l'induction magnétique découverte par le physicien et chimiste britannique Michael Faraday (1791-1867) en 1831 [3]. Cette loi met en lumière la création d'une force électromotrice d'amplitude  $e$  aux bornes d'une bobine de  $n$  spires lorsque cette dernière capte une variation de flux  $\frac{d\varphi}{dt}$  (équation (2.10)).

$$e = -n \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.10)$$

Compte tenu de l'équation (2.10), la dérivation des flux considérés dans le modèle doit être réalisée avec une attention particulière puisque les inductances de la machine ne sont pas constantes mais dépendent de la position du rotor donc également du temps. Aussi, la formule de dérivation générale :

$$\frac{d(\varphi(t))}{dt} = \frac{d(L(\omega_m t)i(t))}{dt}$$

donne l'équation (2.11) utilisée lors de la résolution des équations différentielles.

$$\frac{d(L(\omega_m t)i(t))}{dt} = L(\omega_m t)\frac{di(t)}{dt} + i(t)\frac{dL(\omega_m t)}{dt} \quad (2.11)$$

L'équation (2.11) justifie la nécessité de déterminer les dérivées des inductances identifiées sous Flux2D et, par là même, l'utilité de calculer les coefficients de Fourier propres à chacune d'entre elles.

Afin de ne pas s'égarer dans la myriade d'inductances présentes dans les machines, il est intéressant de les regrouper sous forme de matrices d'inductances, écriture condensée permettant une meilleure lisibilité des équations différentielles du système. En guise d'exemple, l'expression des flux de l'excitatrice  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  est donnée par le système d'équations (2.5). Afin de ne pas surcharger les écritures des équations, les dépendances temporelles de chaque variable sont omises mais doivent rester présentes à l'esprit du lecteur.

$$\begin{cases} \varphi_1 = L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13}(-i_1 - i_2) + M_{rs1} i_{exc} \\ \varphi_2 = M_{12} i_1 + L_2 i_2 + M_{23}(-i_1 - i_2) + M_{rs2} i_{exc} \end{cases} \quad (2.12)$$

La première équation du système (2.5) utilise la différence des flux 1 et 2 de l'excitatrice. En utilisant les deux équations du système (2.12), l'équation (2.13) peut être écrite.

$$\varphi_1 - \varphi_2 = (L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13}(-i_1 - i_2) + M_{rs1} i_{exc}) - (M_{12} i_1 + L_2 i_2 + M_{23}(-i_1 - i_2) + M_{rs2} i_{exc}) \quad (2.13)$$

Après regroupement des différents termes en fonction des trois courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_{exc}$ , il peut être déduit l'expression (2.14).

$$\varphi_1 - \varphi_2 = (L_1 - M_{12} - M_{13} + M_{23})i_1 + (M_{12} - M_{13} - L_2 + M_{23})i_2 + (M_{rs1} - M_{rs2})i_{exc} \quad (2.14)$$

La même démarche a été effectuée pour les deuxième et troisième équations du système (2.5). Les expressions de ces trois équations peuvent dès lors être concaténées sous forme d'une équation matricielle, tel que présentée en (2.15).

$$\begin{bmatrix} \varphi_1 - \varphi_2 \\ \varphi_2 - \varphi_3 \\ \varphi_{exc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{e11} & L_{e12} & L_{e13} \\ L_{e21} & L_{e22} & L_{e23} \\ L_{e31} & L_{e32} & L_{e33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_{exc} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

avec

$$\begin{cases} L_{e11} = L_1 - M_{12} - M_{13} + M_{23} \\ L_{e12} = M_{12} - M_{13} - L_2 + M_{23} \\ L_{e13} = M_{rs1} - M_{rs2} \\ L_{e21} = M_{12} - M_{23} - M_{13} + L_3 \\ L_{e22} = L_2 - 2M_{23} + L_3 \\ L_{e23} = M_{rs2} - M_{rs3} \\ L_{e31} = M_{rs1} - M_{rs3} \\ L_{e32} = M_{rs2} - M_{rs3} \\ L_{e33} = L_r \end{cases}$$

Selon la formule (2.11), la dérivée de l'équation matricielle (2.15) est donnée par (2.16).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_1 - \varphi_2 \\ \varphi_2 - \varphi_3 \\ \varphi_{exc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{e11} & L_{e12} & L_{e13} \\ L_{e21} & L_{e22} & L_{e23} \\ L_{e31} & L_{e32} & L_{e33} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_{exc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_{exc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{e11} & L_{e12} & L_{e13} \\ L_{e21} & L_{e22} & L_{e23} \\ L_{e31} & L_{e32} & L_{e33} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

En posant

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{e11} & L_{e12} & L_{e13} \\ L_{e21} & L_{e22} & L_{e23} \\ L_{e31} & L_{e32} & L_{e33} \end{bmatrix}$$

et

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_{exc} \end{bmatrix}$$

les équations différentielles de l'excitatrice peuvent s'écrire sous la forme matricielle (2.17).

$$\mathbf{L} \frac{d\mathbf{X}}{dt} + \mathbf{X} \frac{d\mathbf{L}}{dt} = \mathbf{M}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.17)$$

avec  $\mathbf{M}$  la matrice des seconds membres, fonction des résistances des diodes, et  $\mathbf{N}$  le vecteur des termes restants, fonction des courants dans les diodes. Étant donné que la matrice  $\mathbf{L}$  n'est composée que de sommes d'inductances fonctions du temps, la dérivée temporelle de cette matrice est simplement constituée de la somme des dérivées des inductances.

En manipulant les termes de l'équation matricielle, il peut être écrit l'équation (2.18), exprimant les dérivées des variables d'états en fonction de leurs valeurs à l'instant de calcul considéré.

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{L}^{-1} \left( \mathbf{M}\mathbf{X} + \mathbf{N} - \mathbf{X} \frac{d\mathbf{L}}{dt} \right) \quad (2.18)$$

L'inversibilité de la matrice  $\mathbf{L}$  est discutée en Annexe A.1. De plus, trois remarques importantes sont à prendre en compte :

- Les matrices calculées sont à coefficients non constants puisque les inductances, les résistances des diodes et les courants dans les diodes évoluent au cours du temps ;
- De façon antérieure au calcul de l'ensemble des équations différentielles du système est déterminé, à chaque pas de calcul, l'état électrique du pont de diodes. Par calcul de la tension à leurs bornes, toutes les diodes sont évaluées de façon à déterminer l'état passant ou bloqué de chacune d'entre elles. L'état passant est caractérisé par une simple résistance de  $0.05\Omega$  remplaçant la diode en question et l'état bloqué également par une résistance égale à  $500\Omega$ . La valeur à l'état passant provient des caractéristiques électriques d'une diode de type 1n3899r représentative des modèles montés sur les alternateurs. La résistance à l'état bloquée, de plusieurs centaines de mégohms en réalité, est suffisamment élevée pour limiter les courants simulés à quelques dizaines de milliampères, courants qui ont par conséquent un effet négligeable sur le fonctionnement du modèle et reproduisent l'état bloqué de la diode. Le calcul des résistances de toutes les diodes supprime les variables inconnues de la matrice  $\mathbf{M}$  et autorise la détermination des deux courants  $j_1$  et  $j_2$ , complétant à leur tour la matrice  $\mathbf{N}$  ;
- La démarche présentée pour l'excitatrice est reproduite à l'identique pour l'alternateur mais n'est pas présentée ici pour des raisons de lourdeur des équations.

En conclusion, par inversion de la matrice des inductances  $\mathbf{L}$ , la dérivée du vecteur d'état  $\mathbf{X}$  peut être calculée. L'obtention des valeurs des variables d'état à partir de leur dérivée est alors réalisée par une méthode d'analyse numérique, présentée en section 4.2.

## 4.2. Méthode d'analyse numérique pour la résolution des équations différentielles

Le système d'équations différentielles mis en place pour l'alternateur auto-excité implique une méthode de résolution numérique efficace permettant d'approximer les valeurs des variables d'état à tout instant  $t$  de la simulation. La méthode d'intégration utilisée pour ce modèle est une méthode faisant partie de la panoplie des

méthodes de Runge Kutta, œuvre élaborée à partir de 1901 par les mathématiciens allemands Carl Runge (1856-1927) et Martin Wilhelm Kutta (1867-1944) [4].

Alliant précision et efficacité, un processus de Runge Kutta d'ordre 4 a été implémenté permettant de limiter l'erreur totale cumulée à  $dt^4$ ,  $dt$  désignant le pas de temps choisi pour la simulation, égal à  $1\mu s$ . L'algorithme suivi pour l'obtention de la valeur des variables d'état à un instant  $t + dt$  (itération  $n + 1$  en temps discret), connaissant leurs valeurs et les valeurs de leurs dérivées à l'instant  $t$  (itération  $n$  en temps discret), est un processus itératif qui, pour chaque pas de temps  $dt$  de la simulation, calcule quatre nouvelles variables au cours de quatre itérations. Ces dernières permettent le calcul d'une pente estimée à l'instant  $t$  plus précise, et ainsi la diminution de l'erreur commise sur la valeur de la variable à l'instant  $t + dt$  en comparaison, par exemple, à une simple utilisation de la méthode d'Euler. La philosophie de calcul proposée par la méthode de Runge Kutta 4 est présentée de manière succincte dans cette section au travers de la description des quatre itérations qui la composent. Seule une variable  $y$  est considérée dans cette présentation, étant entendu que l'algorithme implanté sous Matlab répète ce processus pour l'ensemble des variables d'état du système.

### 1<sup>ère</sup> itération

Au cours de la première itération, la pente  $k_1$  est déterminée. Elle représente la pente à l'instant  $n$  de la variable d'état  $y$ , c'est-à-dire la valeur de sa dérivée à l'itération  $n$ . Comme expliqué dans la section 4.1, la valeur de cette variable est connue au pas de calcul courant par inversion du système matriciel (équation (2.18)).

$$k_1 = \frac{dy_n}{dt}$$

Fort de cette pente  $k_1$ , l'algorithme est en mesure de déterminer la valeur de la variable d'état  $y$  à l'instant  $t + \frac{dt}{2}$  (itération nommée  $n + \frac{1}{2}$  dans le cas discret) au moyen de la méthode d'Euler. La Figure 2. 27 présente la situation lors de cette 1<sup>ère</sup> itération.

$$y_{n+\frac{1}{2}} = y_n + k_1 \frac{dt}{2}$$

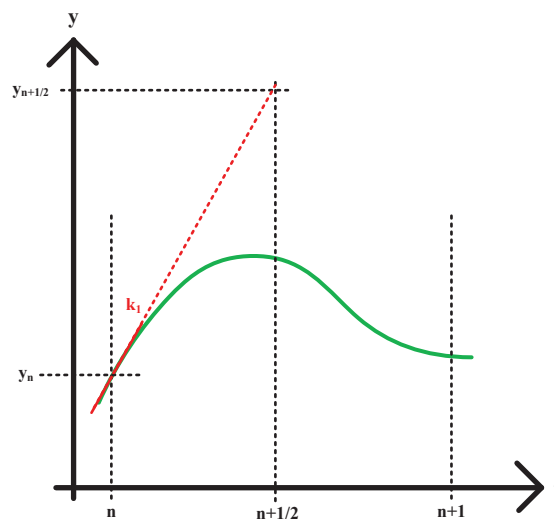


Figure 2. 27. Schéma de principe de la 1<sup>ère</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente  $k_1$  à l'instant  $n$  et détermination de la variable d'état à l'instant  $n+1/2$  à partir de  $k_1$  (solution analytique en vert).



## 2<sup>ème</sup> itération

A l'instant  $t + \frac{dt}{2}$ , la valeur de la variable  $y_{n+\frac{1}{2}}$  calculée par la méthode d'Euler permet de déterminer, à l'aide de son équation différentielle, une nouvelle valeur de sa dérivée à cet instant de calcul. Cette dérivée caractérise la pente  $k_2$  de la variable  $y$  à cet instant :

$$k_2 = \frac{dy_{n+\frac{1}{2}}}{dt}$$

Afin d'affiner les calculs, une nouvelle estimation de la variable  $y$  à l'instant  $t + \frac{dt}{2}$  est effectuée, également par la méthode d'Euler, mais en utilisant cette fois-ci la pente  $k_2$  nouvellement déterminée. La Figure 2. 28 présente la situation de calcul au cours de cette deuxième itération.

$$y_{n+\frac{1}{2}}' = y_n + k_2 \frac{dt}{2}$$

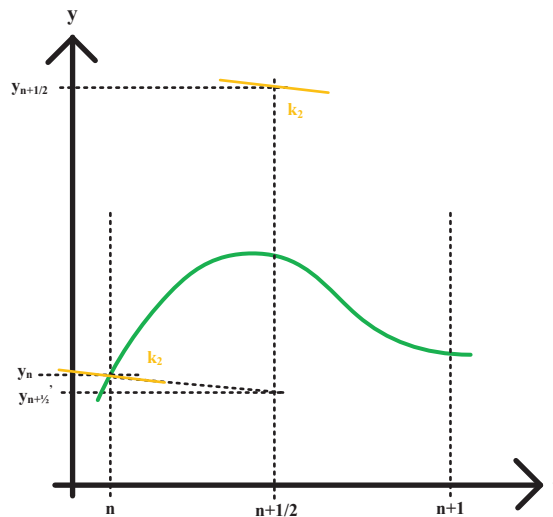


Figure 2. 28. Schéma de principe de la 2<sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente  $k_2$  à l'instant  $n+1/2$  et nouvelle estimation de la variable d'état à l'instant  $n+1/2$  à partir de  $k_2$  (solution analytique en vert).

## 3<sup>ème</sup> itération

En analysant de nouveau l'équation différentielle à l'aide de la valeur de la variable  $y_{n+\frac{1}{2}}'$  à l'instant  $t + \frac{dt}{2}$ , une nouvelle pente nommée  $k_3$ , représentant la dérivée temporelle de la variable  $y_{n+\frac{1}{2}}'$ , peut être déterminée :

$$k_3 = \frac{dy_{n+\frac{1}{2}}'}{dt}$$

Dès lors, une estimation de la variable  $y$  à l'instant  $t + dt$  à partir de sa valeur à l'instant  $t$  et de la pente  $k_3$  peut être entreprise. La mise à jour de la variable  $y$ , effectuée par la méthode d'Euler en fonction du pas de temps  $dt$ , s'écrit :

$$y_{n+1} = y_n + k_3 dt$$

La Figure 2. 29 présente l'estimation de la variable  $y$  à l'instant  $t + dt$  (itération  $n + 1$  en temps discret) à l'aide de cette pente  $k_3$ .

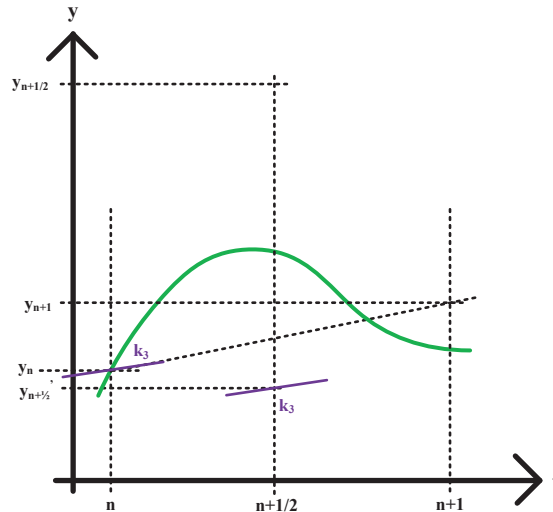


Figure 2. 29. Schéma de principe de la 3<sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente  $k_3$  à l'instant  $n+1/2$  et estimation de la variable d'état à l'instant  $n+1$  à l'aide de  $k_3$  (solution analytique en vert).

#### 4<sup>ème</sup> itération :

La première partie de la quatrième et dernière itération, fidèle aux trois précédentes, évalue la pente  $k_4$  à l'instant  $t + dt$  (itération discrète  $n + 1$ ) par l'analyse de l'équation différentielle évaluée avec la valeur de la variable à l'itération  $n + 1$  :

$$k_4 = \frac{dy_{n+1}}{dt}$$

La Figure 2. 30 explicite les conditions de réalisation de ce calcul.

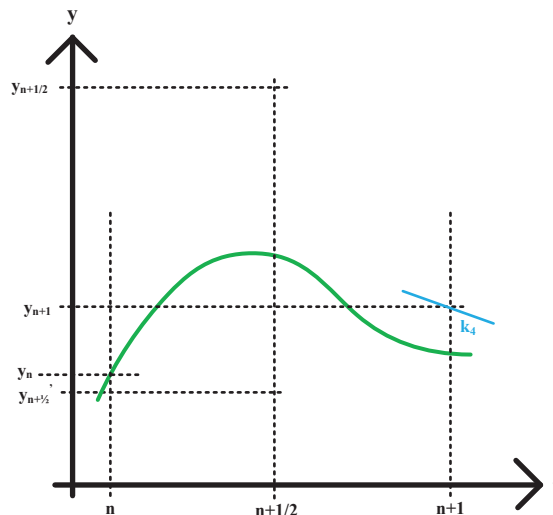


Figure 2. 30. Schéma de principe de la première partie de la 4<sup>ème</sup> itération de la méthode RK4 : calcul de la pente  $k_4$  à l'instant  $n+1$  (solution analytique en vert).

En dernier lieu, la deuxième partie de la 4<sup>ème</sup> itération s'attache à calculer la valeur de la variable d'état  $y$  à l'instant  $t + dt$  (itération discrète  $n + 1$ ) au moyen d'une moyenne pondérée de l'ensemble des pentes  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  et  $k_4$ . La pondération appliquée par la méthode de Runge Kutta 4 accorde une plus grande importance aux pentes calculées au point milieu (itération  $n + \frac{1}{2}$ ), telle que présentée dans l'équation (2.19).

$$y_{n+1} = y_n + \frac{dt}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (2.19)$$

La Figure 2. 31 représente la situation de calcul et la valeur finale de la variable y à l'instant  $t + dt$  (itération  $n + 1$ ). L'exemple exposé, habilement choisi il est vrai de façon à conforter le choix de la méthode Runge Kutta 4, laisse entrevoir l'amélioration en termes de précision entre le point  $y_{n+1}$  déterminé par la méthode d'Euler (rouge) et celui déterminé par la méthode de Runge Kutta 4 (bleu), en comparaison à la solution analytique (vert).

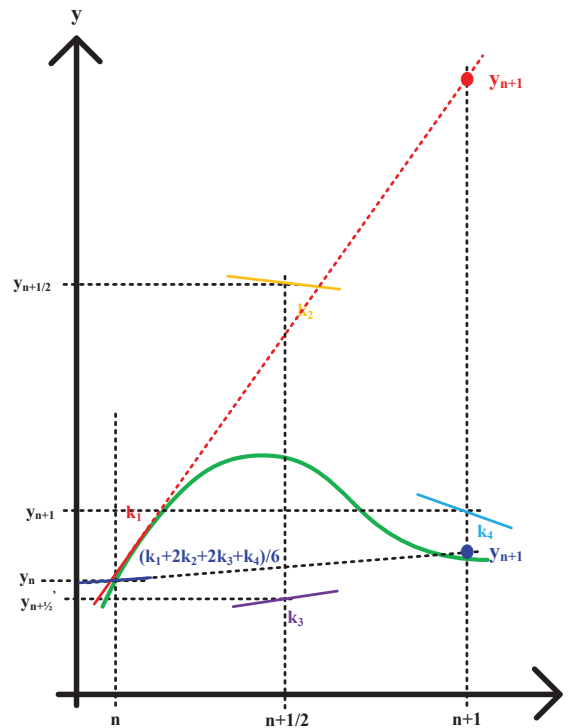


Figure 2. 31. Schéma de principe de la deuxième partie de la 4ème itération de la méthode RK4 : calcul de la variable d'état à l'instant  $n+1$  à l'aide d'une moyenne pondérée des quatre pentes (solution analytique en vert). La solution trouvée (bleu) est comparée à la solution obtenue avec une simple méthode d'Euler (rouge).

### 4.3. Algorithme de résolution des équations différentielles sous Matlab

La Figure 2. 32 présente de façon synthétique l'algorithme exécuté sous Matlab permettant la résolution du système complet d'équations différentielles et ainsi d'obtenir les formes d'ondes des signaux électriques générés par l'alternateur.

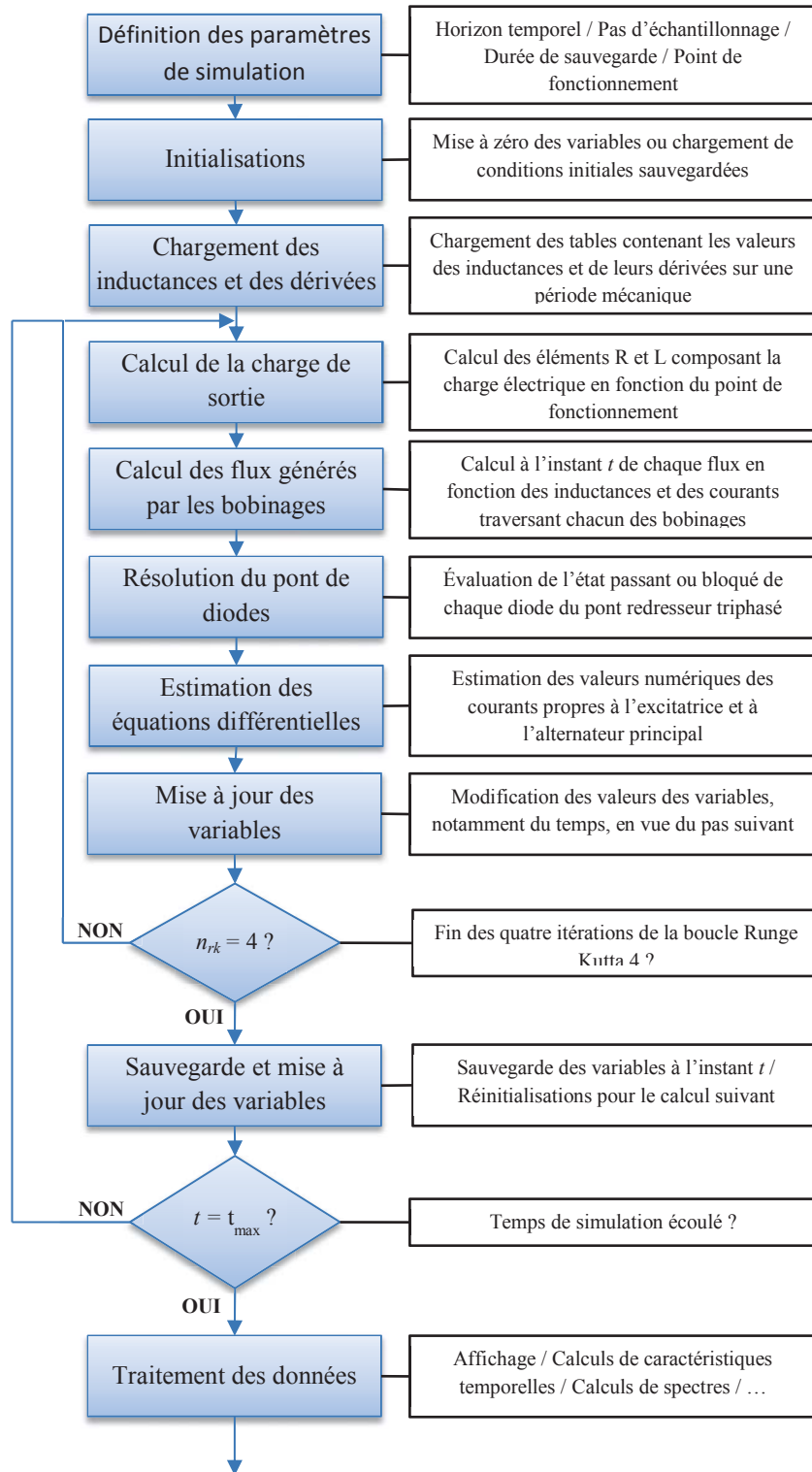


Figure 2. 32. Algorithme Matlab de simulation d'un alternateur à diodes tournantes.

#### 4.4. Amélioration du programme Matlab

Étant donné la topologie relativement complexe de l'alternateur, le nombre d'inductances propres et mutuelles du système s'avère élevé, d'autant plus que les dérivées de ces inductances doivent elles aussi être prises en compte. Dans le but d'améliorer la vitesse de calcul du programme de résolution des équations

différentielles, il est intéressant d'éviter l'évaluation, à partir des coefficients de Fourier, de l'ensemble des inductances et dérivées à chaque pas de calcul. Pour ce faire, une pré-caractérisation des inductances a été effectuée. Étant donné leur périodicité, un unique calcul de celles-ci à la fréquence d'échantillonnage utilisée dans le programme Matlab a été entrepris sur une période complète ainsi que leur sauvegarde sous forme de tableaux de valeurs. L'algorithme a également été modifié de façon à accéder par indexage aux valeurs stockées dans les tableaux correspondantes à l'instant de simulation en cours.

Afin de vérifier l'impact de cette modification sur le temps de calcul, deux simulations avec et sans calcul préalable des inductances ont été effectuées sur le même ordinateur avec des paramètres de simulation strictement équivalents. Les conditions retenues pour ces deux essais sont les suivantes :

- Horizon temporel : 0.5s ;
- Pas de temps : 1 $\mu$ s ;
- Point de fonctionnement de l'alternateur :  $\cos\phi$  0.8 / 400V en sortie / 27kVA (excitation séparée constante de 10.3V) ;
- 127 inductances propres et mutuelles présentes dans le modèle, résultantes de toutes les productions et interactions entre les flux générés par les différents bobinages, auxquelles il faut ajouter un nombre équivalent de dérivées ;
- Temps mesuré du début à la fin de la boucle de calcul des équations différentielles (initialisations et traitements post-simulation non pris compte).

Les résultats sont regroupés dans le tableau Tableau 2. 1.

Tableau 2. 1. Comparaison des temps de simulations avec et sans mise en place des tables d'inductances dans le programme Matlab.

Modèle	Sans tables d'inductances	Avec tables d'inductances
Temps mesuré	5468.8s	412.21s

L'utilité d'un passage par tableaux de valeurs est donc indéniable avec une division par environ 13 du temps de calcul sur une simulation relativement courte de 0.5s.

La deuxième amélioration apportée au programme se trouve dans la modélisation en boucle ouverte des deux bobinages auxiliaires H1 et H3. Simplement ajoutés dans le modèle Flux2D dans de petites zones circulaires de 1mm de rayon au bord des isthmes d'encoches (Figure 2. 15), l'ensemble des mutuelles de ces deux bobinages avec les autres bobines de la machine ont été caractérisées de façon analogue à la méthode décrite section II.3, par mesure des deux flux respectivement captés par les deux bobinages.

Les forces électromotrices se développant à leurs bornes sont la conséquence des couplages magnétiques existant entre les bobinages AREP et le reste des bobinages de la machine. En effet, étant donné qu'aucun courant ne circule dans H1 et H3, eux-mêmes n'ont aucune influence sur le champ magnétique dans l'entrefer et seuls les autres bobinages de l'alternateur sont susceptibles de générer le flux nécessaire à la création des forces électromotrices à leurs bornes. En conséquence, la force électromotrice développée est calculée à chaque pas de simulation, dans le programme Matlab, par simple composition des dérivées des flux les traversant selon la formule (2.20).

$$FEM_{H1} = -\frac{d\phi_{H1}}{dt} = \sum_x M_{axH1} \frac{di_{ax}}{dt} + \sum_x i_{ax} \frac{dM_{axH1}}{dt} \quad (2.20)$$

Avec  $M_{axH1}$  l'inductance mutuelle entre H1 et l'enroulement  $x$  de l'alternateur, parcouru par un courant  $i_{ax}$ . Une formule équivalente peut être édictée pour l'enroulement H3.

Ce dernier points n'est valable que lors d'un fonctionnement du système en boucle ouverte, comme c'est le cas dans l'ensemble de ces travaux. Néanmoins, la prise en compte de la boucle fermée et par là même des courants circulant dans les bobinages auxiliaires de l'AREP est inscrite dans la liste des perspectives.

## 5. Validation du processus de modélisation Flux2D/Matlab

La dernière section de ce chapitre a pour objectif de vérifier la cohérence du modèle développé vis-à-vis des signaux délivrés par un alternateur réel. Pour cela, un processus de validation complet a été mis en place visant dans un premier temps à s'assurer du bon fonctionnement du modèle, puis à le confronter dans un second temps à des relevés expérimentaux effectués sur un alternateur Nidec Leroy-Somer.

### 5.1. Vérification de résultats par éléments finis sous Flux2D

La première étape du processus de validation consiste à s'assurer du fonctionnement correct de l'ensemble de la chaîne de modélisation, c'est-à-dire à la fois le déroulement adéquat de l'identification des inductances sous Flux2D ainsi que leur utilisation dans le programme Matlab simulant les équations différentielles du système. Pour ce faire, les résultats de simulation obtenus avec le modèle Flux2D/Matlab ont été comparés à ceux issus d'une simulation en éléments finis réalisée sous Flux2D.

Le modèle Flux2D utilisé est strictement équivalent à celui employé lors de l'identification des inductances (section 3). Cependant, il est important de comprendre que le modèle Flux2D n'est plus utilisé, dans cette section, à des fins d'identification, mais sert de référence pour s'assurer de la cohérence des résultats issus du modèle Flux2D/Matlab, c'est-à-dire utilisant les inductances caractérisée sous Flux2D dans les équations différentielles résolues sous Matlab. Le modèle Flux2D développé pour l'identification étant également purement linéaire puisque composé de matériaux magnétiques non saturables, une égalité des conditions de simulation imposées aux deux modèles devrait en effet aboutir à une égalité des signaux générés par les deux modèles, que la résolution se fasse par calcul en éléments finis ou par approximation numérique des équations analytiques.

En vue de la réalisation de la simulation, seul le schéma électrique du modèle Flux2D a été modifié afin non plus d'alimenter successivement les bobines en courant à des fins d'identification, mais de placer l'alternateur dans un mode de fonctionnement relativement réaliste, c'est-à-dire connecté à une charge triphasée en sortie, et alimenté au niveau de la roue polaire par une source de tension, tel que présenté en Figure 2. 18.

Afin de mettre en comparaison des jeux de données comparables, des conditions de simulation équivalentes ont été fixées. Deux points restent néanmoins divergents entre les deux essais effectués.

- Étant donné les temps de calcul relativement importants des simulations en éléments finis, le pas de temps utilisé sous Flux2D a été choisi supérieur à celui fixé pour le modèle Flux2D/Matlab ;
- Le modèle éléments finis sous Flux2D ne permet pas de simuler avec précision l'ensemble du système puisque l'excitatrice n'est pas présente. Pour cette raison, la tension appliquée aux bornes de la roue polaire du modèle Flux2D n'est pas représentative de la forme d'onde effectivement appliquée lors d'un fonctionnement avec excitatrice et pont de diodes. Afin d'effectuer une comparaison cohérente entre les deux simulations, les tensions de roue polaire ont été considérées comme constantes, égales à la valeur efficace de cette tension relevée sur le modèle Flux2D/Matlab pour obtenir une tension de 400V entre phases en sortie de l'alternateur.

Les conditions de simulation des deux modèles sont regroupées dans le tableau Tableau 2. 2.

Tableau 2. 2. Conditions de simulation appliquées pour la comparaison des résultats issus du modèle éléments finis Flux2D et du modèle analytique Flux2D/Matlab.

Modèle	Flux2D	Flux2D/Matlab
Horizon temporel	0.1s	0.1s
Pas de calcul	1ms	1 $\mu$ s
Excitation de l'alternateur (tension de roue polaire)	22V	22V
Point de fonctionnement	$\cos\varphi$ 0.8	$\cos\varphi$ 0.8
Charge électrique appliquée	Charge triphasée RL série $R = 14.22\Omega$ $L = 34mH$	Charge triphasée RL série $R = 14.22\Omega$ $L = 34mH$

Avant de présenter les résultats obtenus, un mot sur le temps de simulation permet d'appuyer davantage sur l'intérêt de l'utilisation d'un modèle analytique. En effet, dans les conditions de simulation décrites dans le Tableau 2. 2, le modèle par éléments finis sous Flux2D a résolu le problème en 374 secondes, contre 87 secondes pour le modèle analytique Flux2D/Matlab. Étant donné le pas de calcul du modèle par éléments finis 1000 fois supérieur à celui du modèle analytique, l'écart relevé, déjà grand, prend des proportions faramineuses et légitime la mise en place du modèle Flux2D/Matlab. Ce dernier permet en effet une réalisation relativement rapide de dizaines de simulations, à même d'apporter des jeux de données suffisamment conséquents pour la réalisation d'une étude de diagnostic.

Les Figure 2. 33 à Figure 2. 36 présentent respectivement les formes d'ondes obtenues lors des deux simulations avec les modèles Flux2D et Flux2D/Matlab, et ce pour trois grandeurs issues de l'alternateur : la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2, le courant circulant dans la phase 1 et les deux forces électromotrices aux bornes des bobinages auxiliaires H1 et H3. Les résultats n'ont été relevés qu'une fois les régimes permanents des deux simulations atteints.

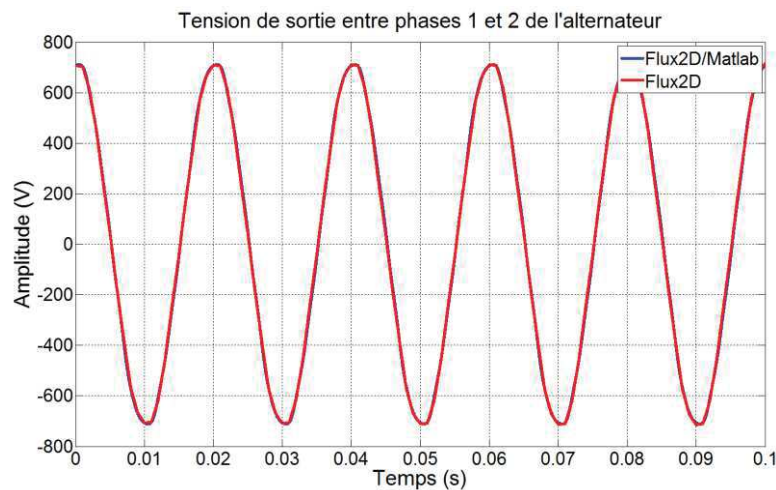


Figure 2. 33. Tension entre phases U12 de l'alternateur simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab (bleu,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 1\mu s$ ) et par éléments finis sous Flux2D (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 0.1ms$ ).



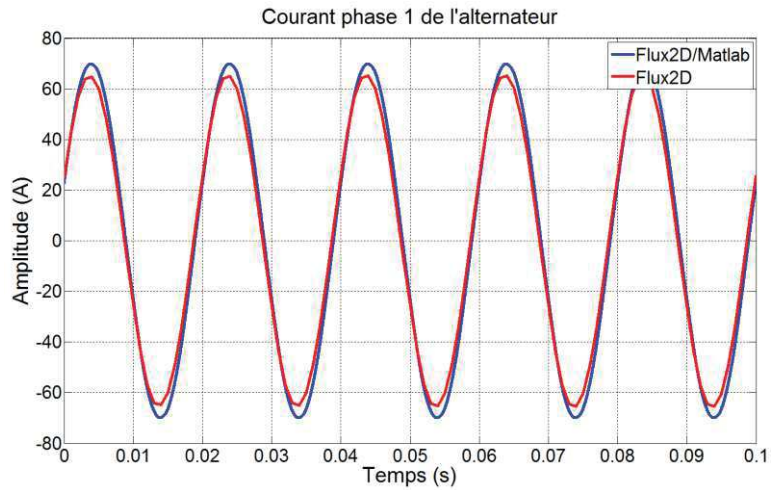


Figure 2. 34. Courant circulant dans la phase 1 de l'alternateur simulé par résolution des équations différentielles sous Matlab (bleu,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 1\mu s$ ) et par éléments finis sous Flux2D (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 0.1ms$ ).

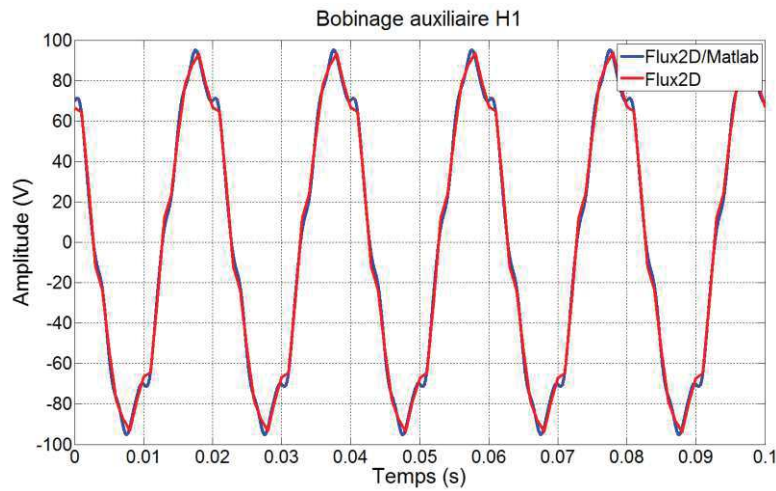


Figure 2. 35. Force électromotrice aux bornes du bobinage H1 simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab (bleu,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 1\mu s$ ) et par éléments finis sous Flux2D (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 0.1ms$ ).

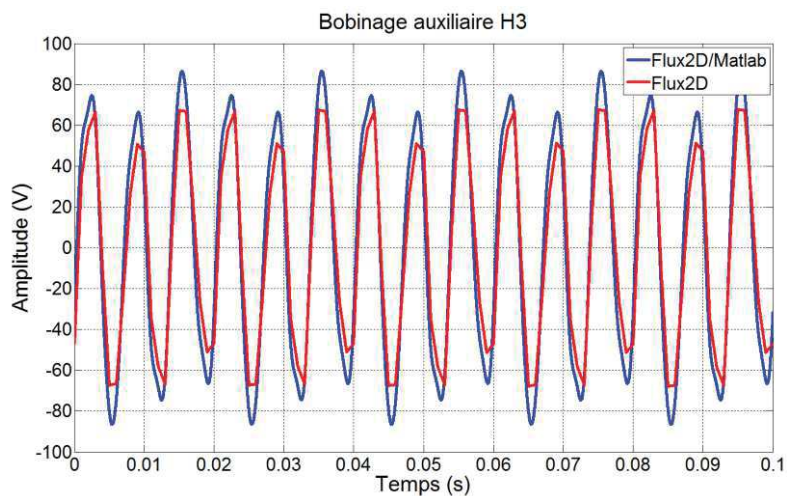


Figure 2. 36. Force électromotrice aux bornes du bobinage H3 simulée par résolution des équations différentielles sous Matlab (bleu,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 1\mu s$ ) et par éléments finis sous Flux2D (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 0.1ms$ ).

Il ressort de ces quatre figures une corrélation claire et nette des résultats entre les deux modèles, validant ainsi la démarche de modélisation et excluant la possibilité d'erreurs, introduites soit au cours de l'identification des inductances des machines électriques sous Flux2D, soit lors de la modélisation et de la résolution du système sous forme d'équations différentielles effectuées à l'aide du logiciel Matlab.

Néanmoins, un écart quantitatif peut être observé notamment sur la force électromotrice du bobinage auxiliaire H3 (Figure 2. 36). La différence de pas d'échantillonnage entre les deux simulations peut introduire des écrêtages intempestifs de certains signaux qui entraînent de légères différences d'amplitudes.

## 5.2. Test de linéarité

La linéarité introduite dans le modèle Flux2D/Matlab présuppose une évolution proportionnelle de l'ensemble des grandeurs présentes dans le système lors d'une modification de la variable de commande. Afin de vérifier cette loi, un test de linéarité a été effectué sous la forme d'une comparaison des valeurs efficaces des signaux dans deux situations de fonctionnement différentes :

- une première simulation effectuée avec une tension d'excitation de 16.8V ;
- une deuxième simulation pour laquelle la tension d'excitation a été augmentée de 20% par rapport à celle fixée lors de la première simulation, soit 20.16V.

Ces deux essais ont été effectués à charge électrique de sortie constante, correspondante à un fonctionnement à  $\cos\phi$  0.8. La tension d'excitation de 16.8V fait en outre référence à ce point de fonctionnement puisqu'elle permet d'obtenir une tension de 400V entre phases en sortie de l'alternateur, correspondant au point nominal de fonctionnement du système.

Les valeurs RMS de l'ensemble des signaux du système dans les deux cas de simulations précédemment définis sont regroupées dans le tableau Tableau 2. 3.

Tableau 2. 3. Test de linéarité du modèle Flux2D/Matlab par modification contrôlée de la tension d'excitation : étude de l'évolution des signaux générés par le modèle pour une augmentation de 20% sur la tension d'excitation.

Simulation	Excitation n°1	Excitation n°2	Écarts relatifs
Tension d'excitation	16.8V	20.16V	+20.00%
Courant d'excitation	2.15A	2.58A	+20.00%
Tension d'induit de l'excitatrice	19.24V	23.10V	+20.06%
Tension de roue polaire	22.06V	26.49V	+20.08%
Courant de roue polaire	28.39A	34.08A	+20.04%
Valeur efficace instantanée des tensions alternateur entre phases	407.75V	489.41V	+20.03%
Valeur efficace instantanée des courants de phases	39.72A	47.68A	+20.04%
Force électromotrice aux bornes de H1	51.55V	61.87V	+20.02%
Force électromotrice aux bornes de H3	44.13V	52.97V	+20.03%

La valeur efficace instantanée relative aux trois tensions entre phases de sortie suit la formule de l'équation (2.21). Cette valeur représente la grandeur mesurée et contrôlée par les régulateurs de tension installés sur les alternateurs Leroy-Somer. La même remarque est applicable aux courants de lignes.

$$U_{RMS\_inst} = \frac{1}{3}(U_{12\_RMS}^2 + U_{23\_RMS}^2 + U_{13\_RMS}^2) \quad (2.21)$$

D'après les écarts relatifs du tableau Tableau 2. 3 entre les signaux issus des deux simulations, la linéarité du modèle s'avère parfaitement respectée. L'augmentation de 20% de la tension d'excitation est répercutée à l'identique sur l'ensemble des grandeurs présentes dans le système.

### 5.3. Comparaison du modèle Flux2D/Matlab aux modèles DQ

Comme expliqué en fin de section 2, la décomposition du flux présent dans la machine en une somme de flux laisse sous-entendre une hypothèse de linéarité au travers de l'application du théorème de superposition. Les modèles DQ donnent cependant l'illusion qu'une modélisation avec prise en compte de la saturation reste possible au travers de réactances constantes dites « saturées » dans les axes D et Q, et ce quel que soient les conditions de fonctionnement de l'alternateur. Attention, la qualité des modèles DQ n'est pas remise en cause et leur efficacité dans des applications de type contrôle-commande nécessitant une représentation réaliste des niveaux d'amplitudes des signaux et de la dynamique de la machine n'est plus à démontrer. Néanmoins, la précision qu'ils offrent au niveau des formes d'ondes qu'ils génèrent s'avère insuffisante pour des applications de type diagnostic.

A l'aide des résultats obtenus, il est possible de justifier plus en profondeur le choix de se détourner d'une modélisation de type DQ. Pour ce faire, des modélisations de type DQ représentatives de l'excitatrice et de l'alternateur utilisés dans le système et dont les paramètres électriques ont été fournis par le constructeur ont été développées dans l'interface Simulink de Matlab. Ces modèles sont composés d'inductances constantes qui prennent en compte la saillance des machines ( $L_d \neq L_q$ ). La Figure 2. 37 montre le système complet composé :

- du modèle DQ de l'excitatrice inséré dans le bloc bleu à gauche ;
- du pont redresseur triphasé composé des trois bras de deux diodes chacun ;
- du modèle DQ de l'alternateur représenté par le bloc vert au centre ;
- de la charge électrique de sortie composée de charges RL parallèles égales connectées à chacune des phases de l'alternateur (blocs jaunes à droite) ;
- de la gestion du temps et des positions angulaires des rotors des deux machines à chaque pas de simulation, données utiles lors de la réalisation des transformées de Park (groupements à gauche et à droite en haut de l'image).

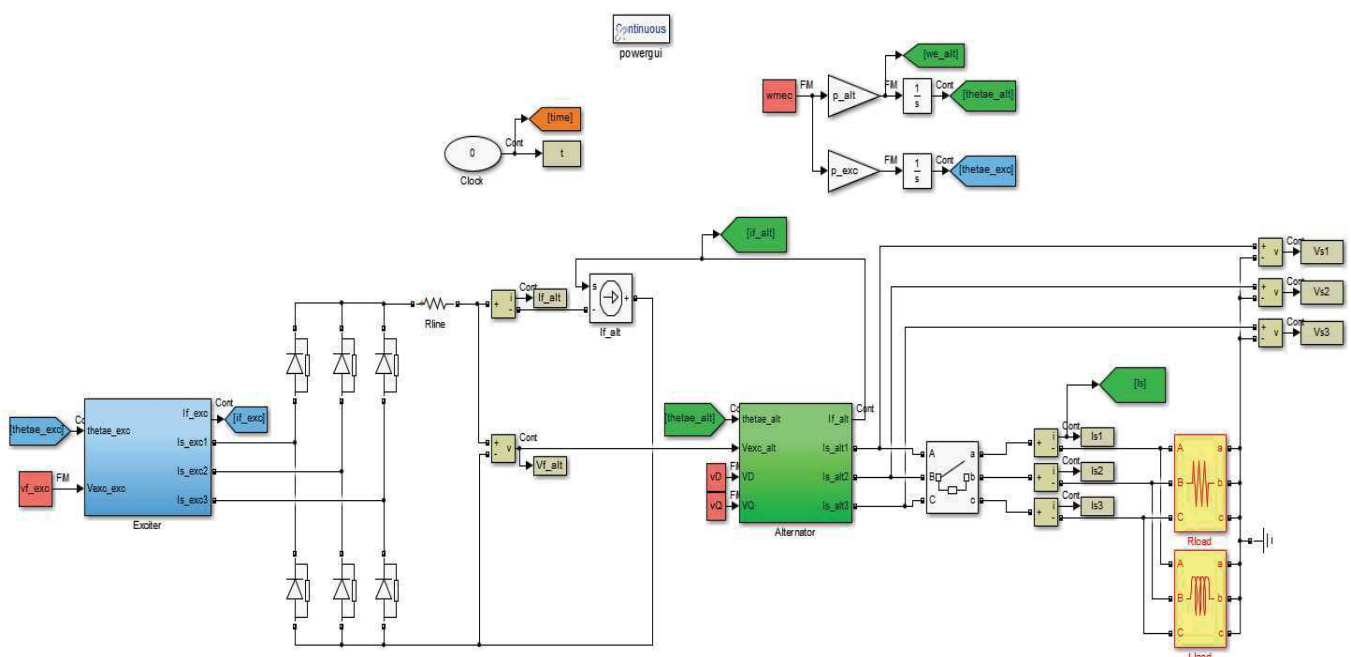


Figure 2. 37. Modélisation DQ du système : excitatrice en bleu, pont redresseur, alternateur en vert et charges électriques en jaune.

Afin de mettre en lumière les problèmes de cohérence des formes d'ondes du modèle DQ, les Figure 2. 38 et Figure 2. 39 présentent les tensions d'induit de l'excitatrice respectivement simulées à l'aide du modèle DQ et du modèle Flux2D/Matlab. Dans les deux cas, une référence de comparaison est donnée par des relevés expérimentaux effectués sur une machine identique au modèle développé. Il est important de noter que cette étude a été réalisée dans la première partie de la thèse au cours de laquelle un alternateur de la famille LSA 422 était étudié. Cet alternateur, de caractéristiques proches de celles de son successeur (LSA 423), a pour principale particularité de posséder une excitatrice à quatre paires de pôles. Les deux modèles utilisés pour cette étude ont naturellement été paramétrés pour correspondre aux caractéristiques électriques du LSA 422.

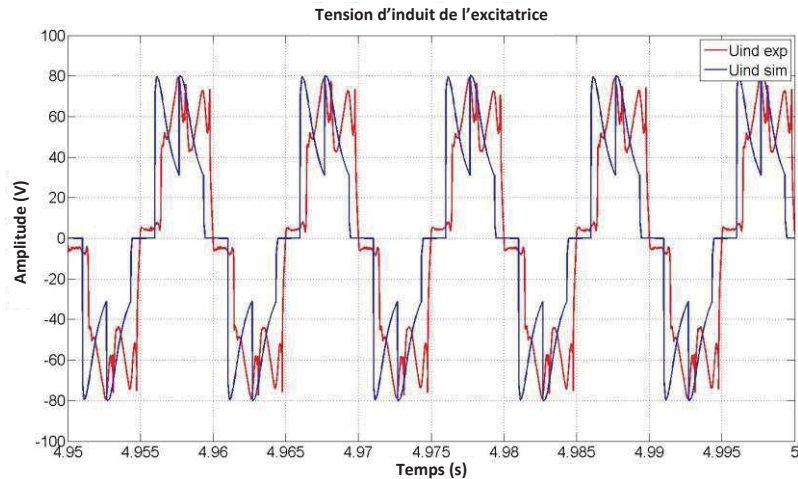


Figure 2. 38. Tension d'induit de l'excitatrice simulée par modèle DQ (bleu,  $t_{sim} = 5s$ ,  $\Delta t$  variable, solver ode23tb) et expérimentale (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 10\mu s$ ).

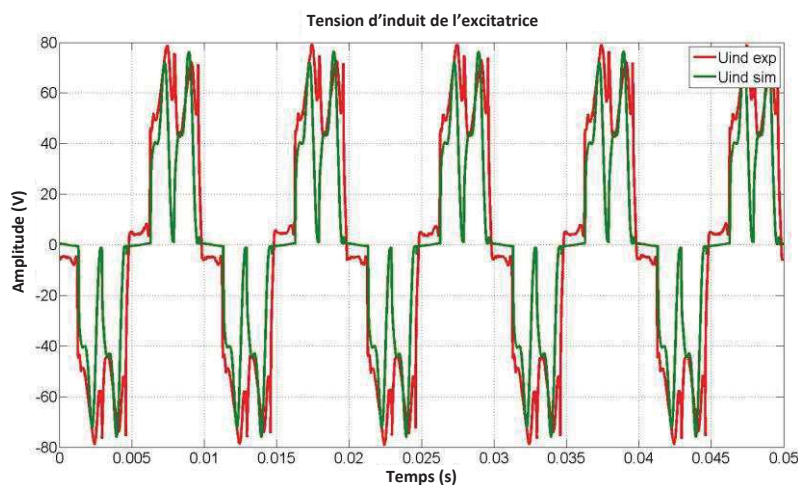


Figure 2. 39. Tension d'induit de l'excitatrice simulée par modèle Flux2D/Matlab (vert,  $t_{sim} = 0.05s$ ,  $\Delta t = 1\mu s$ ) et expérimentale (rouge,  $t_{sim} = 0.1s$ ,  $\Delta t = 10\mu s$ ).

L'amélioration de la forme d'onde de la tension entre phases à l'induit de l'excitatrice est indéniable. De façon naturelle, cette cohérence se retrouve dans le contenu spectral de cette tension, comme le montre la Figure 2. 40. Il faut noter que l'ensemble des spectres des signaux issus des simulations ou des relevés expérimentaux ont été réalisés dans des conditions équivalentes. En effet, chaque donnée a été retravaillée pour correspondre à un signal de 1s échantillonné à 100kHz. Une fenêtre rectangulaire, suffisamment performante pour l'utilisation qui en est faite, a été appliquée pour l'élaboration de la densité spectrale de puissance.



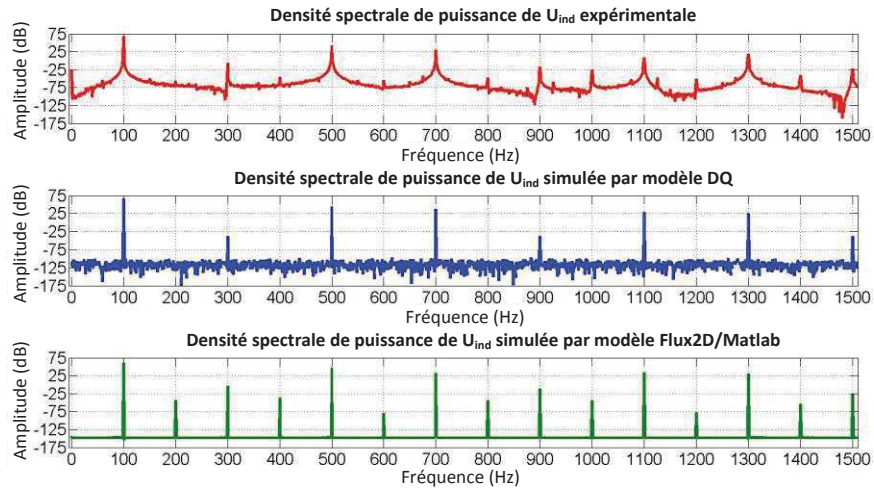


Figure 2. 40. Comparaison spectrale de la tension d'induit en fonction de son origine : expérimentale (rouge), simulée par modèle DQ (bleu) ou simulée par modèle Flux2D/Matlab (vert) ( $t_{\text{signal}} = 1\text{ s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{ kHz}$ ).

L'amélioration de la cohérence harmonique obtenue à l'aide du modèle Flux2D/Matlab, déjà sensible au regard des spectres de la Figure 2. 40, peut être mise en évidence en déterminant les erreurs commises au niveau de chaque composante spectrale entre le signal expérimental, servant de base de comparaison, et le signal simulé, issu de l'un des deux modèles testés. Cette erreur est exprimée en décibels et suit l'expression de la formule (2.22).

$$\varepsilon = 10 \log_{10} (|x_{\text{sim}} - x_{\text{exp}}|^2) \quad (2.22)$$

La Figure 2. 41 présente les valeurs de ces erreurs pour chaque composante harmonique de la tension d'induit de l'excitatrice, et ce en fonction du modèle considéré.

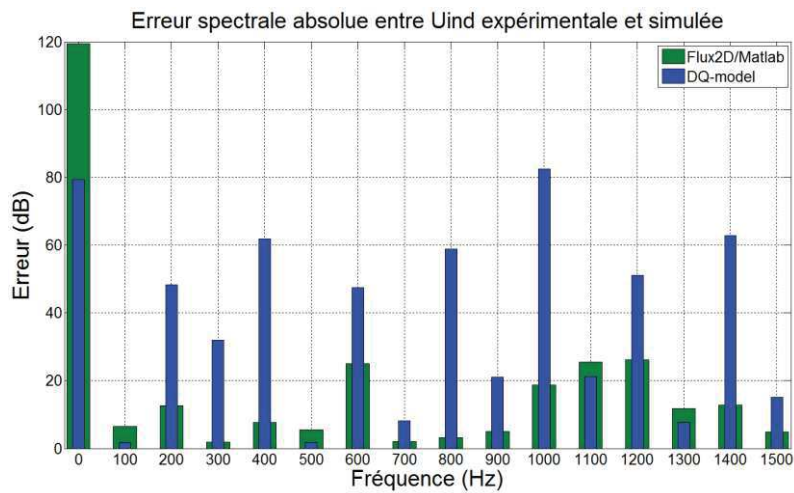


Figure 2. 41. Erreur spectrale absolue commise sur la tension d'induit entre relevés expérimentaux et simulations, en fonction du modèle utilisé.

Grâce à la Figure 2. 41, l'amélioration du spectre ressort de façon flagrante avec une diminution générale de toutes erreurs obtenues avec le modèle Flux2D/Matlab, en comparaison aux erreurs issues des résultats du modèle DQ. Toutes ? Non ! Une composante résiste encore et toujours au diagnostiqueur ! Cet harmonique situé en 0Hz représente la composante continue de la tension d'induit et mérite d'être analysé avec précaution. En effet, la tension d'induit ne présente aucune composante continue et les valeurs comparées font simplement références aux différents niveaux du plancher de bruit des signaux, c'est-à-dire très proches de zéro en valeur linéaire. L'erreur obtenue est donc plutôt flatteuse pour le modèle Flux2D/Matlab puisqu'elle indique que ses

signaux sont plus purs, c'est-à-dire moins bruités que les signaux issus du modèle DQ, ce qui se vérifie sur les spectres de la Figure 2. 40 (plancher à -110dB pour le modèle DQ, -150dB pour le modèle Flux2D/Matlab). Cette modification du niveau de bruit est certainement due au nécessaire ré-échantillonnage des signaux après simulations étant donné le caractère variable du pas de temps utilisé par le solveur Matlab.

Cette amélioration observée sur la tension d'induit de l'excitatrice se répercute également sur les autres grandeurs du système. Le tableau Tableau 2. 4 regroupe de façon synthétique les erreurs calculées pour le courant d'excitation, la tension d'induit de l'excitatrice, le courant de roue polaire et la tension de sortie entre les phases 1 et 2 de l'alternateur. Les erreurs moyennes sur l'ensemble des composantes harmoniques sont présentées en gras, et les erreurs minimales et maximales entre parenthèses. Les composantes harmoniques considérées, multiples de 100Hz pour les trois premiers signaux, ont évidemment été adaptées pour la tension de sortie entre phases, qui contient pour sa part des multiples de 50Hz.

Tableau 2. 4. Comparaison des erreurs spectrales absolues en décibels commises par le modèle Flux2D/Matlab et le modèle DQ en référence aux relevés expérimentaux (**erreur moyenne** (min - max)).

Signal	Flux2D/Matlab	DQ
$I_{exc}$	<b>33.3</b> (0.1-66.4)	<b>46.8</b> (5.2-93.3)
$U_{ind}$	<b>18.1</b> (1.9-119.4)	<b>37.5</b> (1.7-82.5)
$I_{rp}$	<b>52.2</b> (2.7-108.4)	<b>104.7</b> (0.6-160.4)
$U_{12}$	<b>21.2</b> (0.5-97.9)	<b>36.0</b> (0.3-96.9)

L'amélioration globale des erreurs mise en lumière par le tableau Tableau 2. 4 est inestimable en vue de la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic à partir du modèle Flux2D/Matlab. Les erreurs minimales et maximales ne sont certes pas améliorées dans tous les cas, mais la cohérence spectrale globale entre les signaux expérimentaux et simulés, matérialisée par les erreurs moyennes, est bonifiée quel que soit le signal considéré. Cette caractéristique laisse entrevoir la possibilité d'étudier convenablement l'évolution des composantes spectrales des différents signaux lors de l'apparition de défauts en vue de la synthèse d'indicateurs adéquats.

Malgré les points négatifs de la modélisation DQ appuyés dans cette section, il convient de reconnaître un avantage certain de ce type d'approche dans sa rapidité. En effet, une simulation de 0.1 seconde est réalisée en 2.5 secondes par le modèle DQ contre 87 secondes avec le modèle Flux2D/Matlab, en tenant compte du fait que les forces électromotrices auxiliaires H1 et H3 ne sont pas calculées dans le modèle DQ. L'utilisateur a donc le choix entre un modèle DQ rapide et qualitativement peu précis, plutôt adapté à des applications de régulation temps-réel, et un modèle Flux2D/Matlab relativement lent mais plus représentatif des formes d'ondes réelles et apportant une réelle plus-value pour une application de type diagnostic.

#### 5.4. Validation du modèle par comparaison aux essais expérimentaux

La machine mise à disposition par Leroy-Somer pour la réalisation d'essais expérimentaux est un alternateur LSA 423 VS2 capable de délivrer une puissance de 27kVA à son point de fonctionnement nominal, caractérisé par un facteur de puissance égal à 0.8 et une tension entre phases en sortie de l'alternateur de 380V. Le banc d'essais utilisé est spécialement prévu pour la réalisation des tests de validation des alternateurs produits par Leroy-Somer, allant des simples caractérisations des courbes à vide à des essais plus poussés de survitesse, d'échauffement ou de court-circuit. Il permet par conséquent le réglage de nombreux points de fonctionnements à l'aide de charges statiques et dynamiques. La Figure 2. 42 présente le banc utilisé lors des essais effectués dans les ateliers de Leroy-Somer.

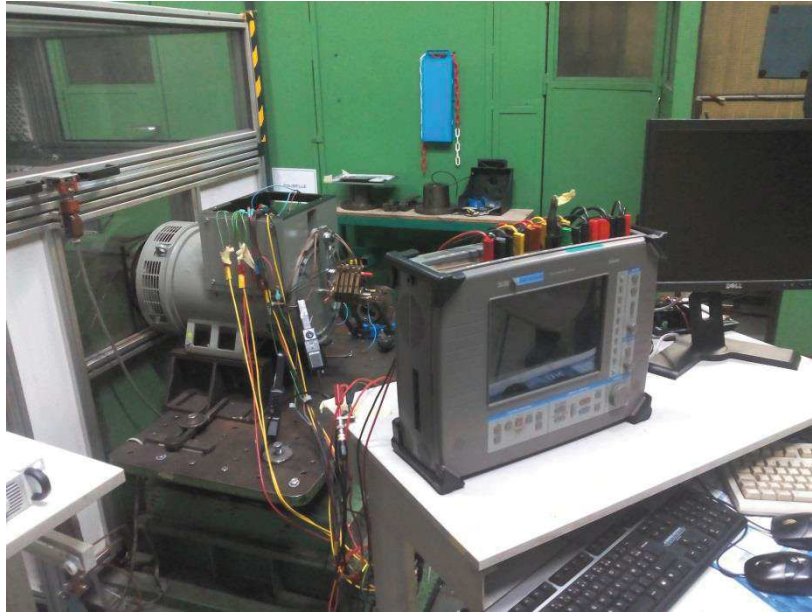


Figure 2. 42. Vue d'ensemble du système d'acquisition (premier plan) et du banc d'essais expérimentaux (second plan).

Le système d'acquisition utilisé, visible au premier plan de la Figure 2. 42, est un Nicolet Vision. Cette centrale d'acquisition a la capacité d'enregistrer les signaux connectés sur 16 canaux parallèles à une fréquence maximale de 100kHz. Compte-tenu du champ prospectif de ces travaux, la fréquence d'acquisition maximale a été choisie lors des essais expérimentaux et des séquences d'enregistrement d'une durée de 4 à 5 secondes ont été réalisées pour les différents points de mesures.

Trois comparaisons des relevés expérimentaux avec les résultats de simulations sont effectuées dans cette section afin de qualifier la cohérence entre les deux jeux de données :

- Une confrontation temporelle des formes d'ondes des différents signaux ;
- Une caractérisation de l'erreur commise sur les amplitudes efficaces causée par l'absence de prise en compte de la saturation au niveau des matériaux magnétiques du modèle ;
- Une comparaison des contenus harmoniques des principaux signaux.

Pour les représentations temporelles et spectrales, cinq signaux représentatifs du système complet sont exposés : le courant d'excitation de l'excitatrice ( $i_{exc}$ ), la tension et le courant de roue polaire ( $u_{rp}$  et  $i_{rp}$ ), la tension de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 ( $u_{12}$ ) et la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1. Tous les relevés temporels sont effectués dans des conditions de fonctionnement nominales de l'alternateur (400V,  $\cos\varphi$  0.8, 27kVA) et les signaux propres à une des deux machines sont calés, d'un point de vue déphasage, sur les tensions de sortie de cette dernière (tension d'induit pour l'excitatrice et tension de sortie entre phases pour l'alternateur principal). Les signaux temporels affichés sont bruts, sans retouche de la fréquence d'échantillonnage. En ce qui concerne les relevés spectraux, la méthode utilisée section II.5.3 est de nouveau appliquée. Avant calcul de la densité spectrale de puissance du signal, ce dernier est normalisé sur une durée totale de 1s avec une fréquence d'échantillonnage de 100kHz. Le fenêtrage utilisé est également de type rectangulaire.

Dans un premier temps, il est intéressant de s'intéresser aux formes d'ondes temporelles qui permettent une première approche visuelle de la qualité des signaux. Les Figure 2. 43 à Figure 2. 47 représentent respectivement le courant d'excitation, la tension et le courant de roue polaire, la tension entre les phases 1 et 2 en sortie de l'alternateur et la force électromotrice aux bornes de H1.



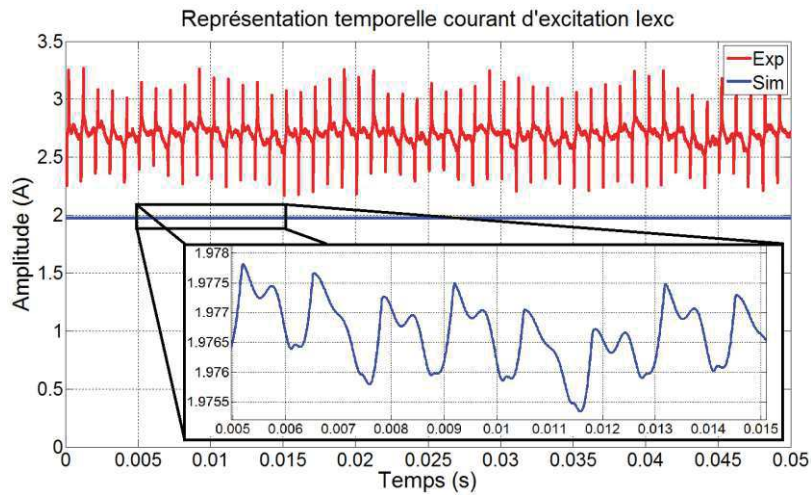


Figure 2. 43. Comparaison temporelle du courant d'excitation expérimental (rouge,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ ) et simulé (bleu), dont une partie zoomée montre son ondulation ( $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 1\text{MHz}$ ), en fonctionnement nominal.

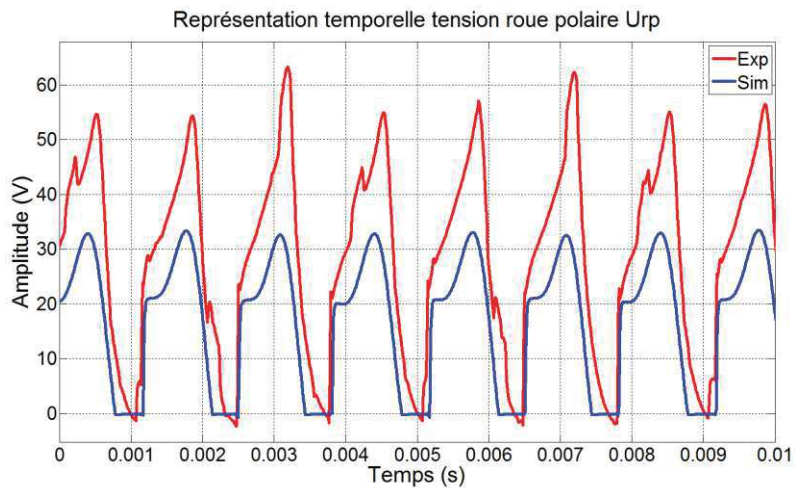


Figure 2. 44. Comparaison temporelle de la tension de roue polaire expérimentale (rouge,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ ) et simulée (bleu,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 1\text{MHz}$ ), en fonctionnement nominal.

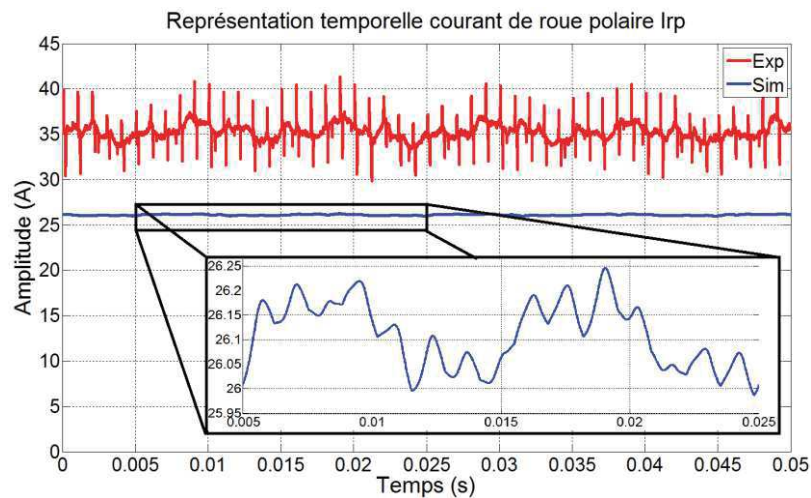


Figure 2. 45. Comparaison temporelle du courant de roue polaire expérimental (rouge,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ ) et simulé (bleu), dont une partie zoomée montre son ondulation ( $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 1\text{MHz}$ ), en fonctionnement nominal.

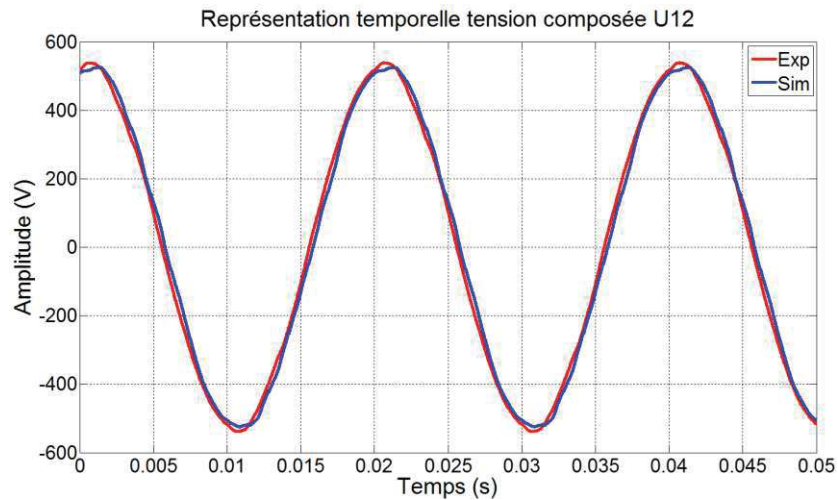


Figure 2. 46. Comparaison temporelle de la tension de sortie entre les phases 1 et 2 de l’alternateur expérimentale (rouge,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ ) et simulée (bleu,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 1\text{MHz}$ ), en fonctionnement nominal.

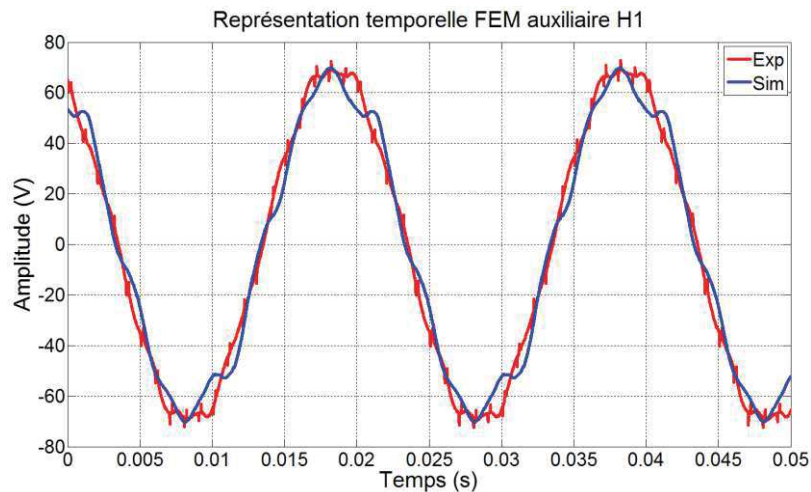


Figure 2. 47. Comparaison temporelle de la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1 expérimentale (rouge,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ ) et simulée (bleu,  $t_{\text{signal}} = 0.05\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 1\text{MHz}$ ), en fonctionnement nominal.

Comme attendu, les formes d’ondes sont globalement cohérentes avec les relevés expérimentaux. Les ondulations observées sur les deux courants sont certes faibles mais bien présentes, et se rapprochent en cela des signaux réels. En revanche, les amplitudes des signaux ne sont pas rigoureusement les mêmes compte tenu de l’hypothèse de linéarité émise pour le développement du modèle.

De façon à caractériser plus en profondeur cet écart, le tableau Tableau 2. 5 se propose de détailler les erreurs commises sur les amplitudes au point de fonctionnement nominal,  $\cos\varphi 0.8$  et  $380\text{V}$  en sortie. La grandeur de référence permettant le calage du modèle est matérialisée par l’amplitude de la tension entre phases.

Tableau 2. 5. Étude de l'erreur due à l'hypothèse de linéarité adoptée pour le développement du modèle Flux2D/Matlab.

	Expérimental	Modèle Flux2D/Matlab	Écart relatifs
Tension d'excitation	24.29V	16.10V	-33.7%
Courant d'excitation	2.72A	1.98A	-27.2%
Tension de roue polaire	33.37V	20.33V	-39.1%
Courant de roue polaire	35.38A	26.16A	-26.1%
Valeur efficace instantanée des tensions de sortie entre phases	379.74V	375.72V	-1.1%
Valeur efficace instantanée des courants de phases	37.99A	36.60A	-3.7%
Force électromotrice aux bornes de H1	49.61V	47.53V	-4.2%
Force électromotrice aux bornes de H3	12.98V	40.68V	+213.4%

Les valeurs relevées confirment le rôle prépondérant de la saturation dans les alternateurs. Ceux-ci étant dimensionnés pour fonctionner au coude de saturation des matériaux magnétiques, optimisant de ce fait leur utilisation, une excitation supérieure à celle requise dans le cas de matériaux linéaires est nécessaire. En inversant le problème, pour atteindre un niveau de tension équivalent en sortie, l'excitation nécessaire au modèle linéaire sera naturellement inférieure à celle appliquée à l'alternateur réel, cas observé dans le tableau Tableau 2. 5. La force électromotrice mesurée aux bornes du bobinage auxiliaire H3 révèle quant à elle un écart important par rapport aux autres grandeurs. Cette différence peut s'expliquer par la très forte sensibilité de ce bobinage aux effets de saturation dans la machine, mais l'étude fine de cette différence reste à effectuer et pourrait faire partie des perspectives de cette thèse.

Pour se rapprocher du domaine de validité du modèle, un essai expérimental à excitation très faible a été entrepris afin de placer l'alternateur dans des conditions de fonctionnement proches de la linéarité. Pour cela, le niveau d'excitation a été fixé à environ 2.5V et aucune charge électrique n'a été connectée en sortie de l'alternateur. Le Tableau 2. 6 regroupe les valeurs mesurées sur site ainsi que les résultats obtenus avec le modèle Flux2D/Matlab placé dans les mêmes conditions de fonctionnement et calé, comme pour l'essai au point de fonctionnement nominal, sur la valeur efficace instantanée des tensions entre phases de l'alternateur.

Tableau 2. 6. Étude des écarts relatifs entre résultats expérimentaux et simulés par le modèle Flux2D/Matlab lorsque l'alternateur réel est placé dans des conditions de fonctionnement quasi-linéaires.

	Expérimental	Modèle Flux2D/Matlab	Écart relatifs
Tension d'excitation	2.06V	2.06V	0%
Courant d'excitation	0.21A	0.25A	+19.1%
Tension de roue polaire	2.96V	2.61V	-11.8%
Courant de roue polaire	3.85A	3.35A	-13.0%
Valeur efficace instantanée des tensions de sortie entre phases	162.59V	161.55V	-0.6%
Valeur efficace instantanée des courants de phases	-	-	-
Force électromotrice aux bornes de H1	20.51V	19.75V	-3.7%
Force électromotrice aux bornes de H3	2.43V	2.68V	+10.3%

Malgré un écart intrigant au niveau du courant d'excitation puisque de signe inverse par rapport aux autres écarts et peut-être dû à une imprécision de mesure, une nette diminution des écarts entre relevés expérimentaux et résultats de simulation peut être notée. Elle conforte la cohérence du modèle qui s'avère représentatif de la machine réelle hors phénomènes de saturation. De plus, les valeurs plus faibles côté excitatrice par rapport aux essais expérimentaux pour obtenir une même valeur de tension en sortie peuvent s'expliquer en partie par l'absence de prise en compte des inductances de fuites dans les modèles Flux2D des machines, imposant des niveaux d'excitation supérieurs pour une tension de sortie équivalente. Tension et courant de roue polaire devraient dans ce cas être supérieurs pour compenser les fuites de l'alternateur, et tensions et courant d'excitation devraient être augmentés de façon encore plus marquée pour à la fois compenser les fuites de l'excitatrice et fournir le surplus d'énergie requis par la roue polaire.

En dernier lieu, une comparaison spectrale du même type que celle menée en section 5.3 a été réalisée. Les Figure 2. 48 à Figure 2. 52 présentent respectivement les densités spectrales de puissance du courant d'excitation, de la tension et du courant de roue polaire, de la tension de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 et de la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1. Pour chaque figure, les spectres issus des relevés expérimentaux d'une part et des résultats de simulation d'autre part sont superposés et décalés artificiellement de 4Hz afin d'offrir une meilleure lisibilité. Enfin, l'ensemble des résultats, expérimentaux comme simulés, ont été obtenus au point de fonctionnement nominal de la machine, en l'occurrence  $\cos\phi$  0.8, 380V en sortie et 27kVA.

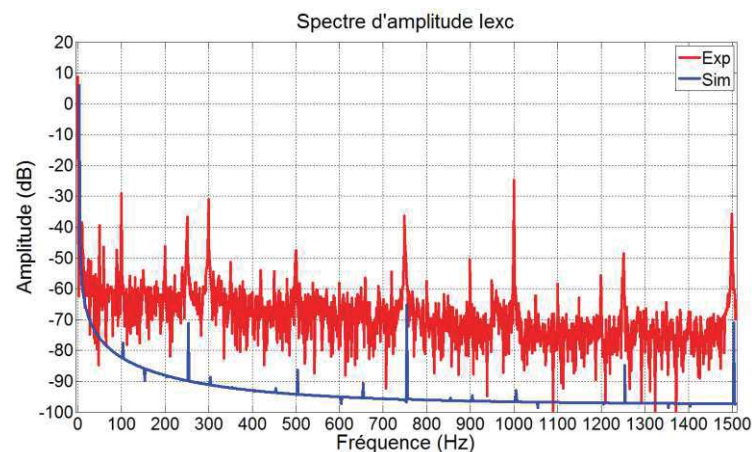


Figure 2. 48. Densités spectrales de puissance du courant d'excitation expérimental et simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab ( $t_{\text{signal}} = 1\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ , spectre simulé décalé artificiellement de 4Hz).

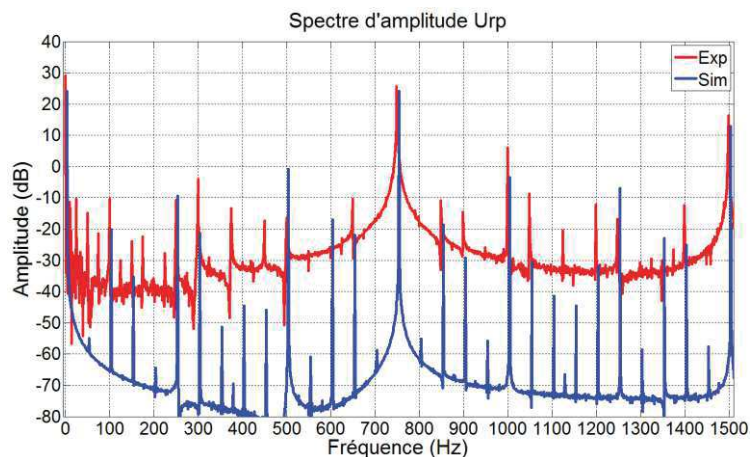


Figure 2. 49. Densités spectrales de puissance de la tension de roue polaire expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab ( $t_{\text{signal}} = 1\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ , spectre simulé décalé artificiellement de 4Hz).



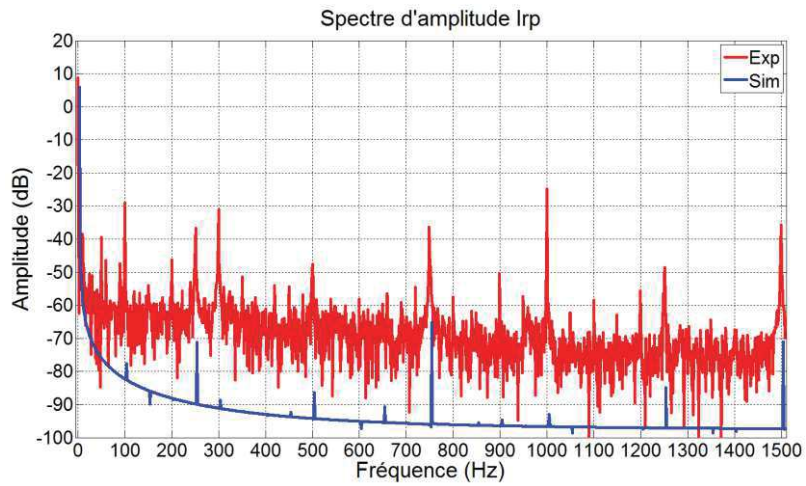


Figure 2. 50. Densités spectrales de puissance du courant de roue polaire expérimental et simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab ( $t_{\text{signal}} = 1\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ , spectre simulé décalé artificiellement de 4Hz).

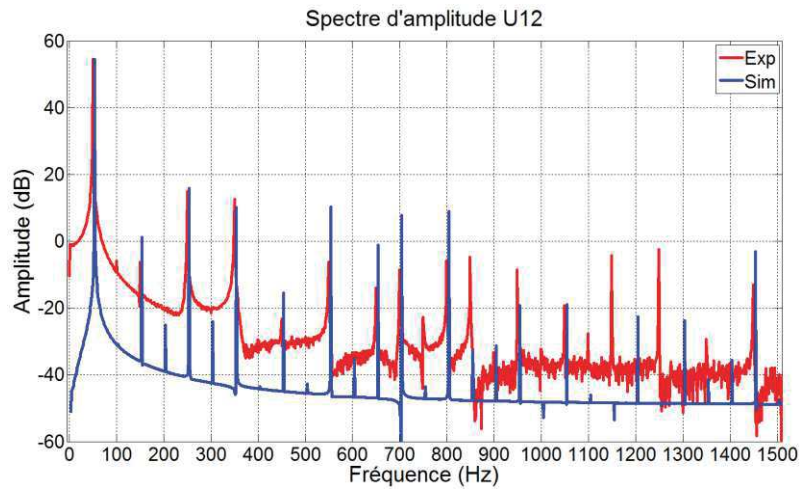


Figure 2. 51. Densités spectrales de puissance de la tension de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab ( $t_{\text{signal}} = 1\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ , spectre simulé décalé artificiellement de 4Hz).

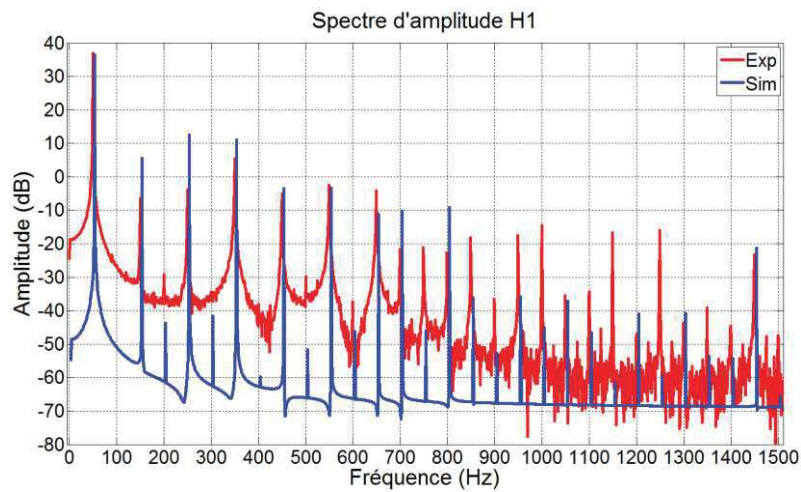


Figure 2. 52. Densités spectrales de puissance de la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1 expérimentale et simulée à l'aide du modèle Flux2D/Matlab ( $t_{\text{signal}} = 1\text{s}$ ,  $f_{\text{ech}} = 100\text{kHz}$ , spectre simulé décalé artificiellement de 4Hz).

Outre les écarts au niveau des amplitudes des harmoniques engendrés par l'hypothèse de linéarité, il ressort des Figure 2. 48 à Figure 2. 52 une corrélation intéressante entre les composantes expérimentales et simulées. La présence des raies spectrales principales de chaque signal est vitale dans l'optique de l'étude de leur évolution en fonction de l'état de santé de l'alternateur. Ces raies principales sont définissables théoriquement et leur étude fait l'objet du chapitre IV). Sans rentrer dans plus de détails ici, les raies importantes sont :

- la composante continue et l'harmonique à 750Hz généré par le système d'excitation et de redressement à diodes pour le courant d'excitation ;
- la composante continue, l'harmonique à 750Hz accompagné de ses modulations à des multiples du 250Hz issues du redressement pour la tension de roue polaire ;
- la composante continue, l'harmonique à 750Hz et les composantes multiples du 300Hz issus des harmoniques d'espace de la machine pour le courant de roue polaire ;
- le fondamental à 50Hz, les composantes à 250, 350, 550, 650Hz issus des harmoniques d'espace ainsi que les raies à 700 et 800Hz générés par le système d'excitation avec pont redresseur pour la tension entre phases.

L'étude théorique du bobinage H1, de par son caractère spécifique à la régulation de type AREP, n'a pas été effectuée. En revanche, la corrélation entre les raies spectrales prédites théoriquement et effectivement présentes, à des niveaux d'amplitudes plus ou moins justes, dans les spectres expérimentaux et simulés, prouve la pertinence de cette méthode de modélisation en vue de son utilisation à des fins de diagnostic.

## 6. Conclusion

Ce chapitre a permis de passer au crible la méthode de modélisation mise en place au cours de ces travaux de thèse. Motivé par la précision insuffisante des modèles DQ et par la difficulté de prise en compte des phénomènes de saturation intervenant dans les machines électriques du système, un processus de co-simulation sous Flux2D et Matlab a été choisi ainsi qu'une limitation de la modélisation au monde linéaire.

La nouvelle méthode de modélisation conserve les bases solides formées par les équations différentielles des machines électriques. Cependant, la saillance des alternateurs utilisés est prise en compte finement via l'utilisation des éléments finis permettant une modélisation physique originale suivie d'une identification des inductances des machines en fonction de la position mécanique du rotor. Malgré l'hypothèse de linéarité adoptée pour la modélisation, ces inductances sont les garantes de la bonne reproduction qualitative des formes d'ondes spécifiques rencontrées dans les alternateurs auto-excités à diodes. Le jeu d'inductances identifié a ensuite été introduit dans les équations analytiques et utilisé lors de la résolution numérique, en gardant à l'esprit cette dépendance à la position angulaire du rotor et, par là même, au temps.

Il est vrai que la mise en œuvre du modèle, supposant les descriptions géométriques des machines puis l'identification des inductances sous Flux2D ainsi que la modélisation analytique du système sous Matlab, s'avère relativement lourde. Néanmoins, le temps dépensé lors de sa création est largement compensé par la rapidité des simulations, en comparaison à un modèle par éléments finis. Cette caractéristique est un atout de poids dans une application vouée au diagnostic, pour laquelle de nombreux jeux de données sont nécessaires à l'analyse préalable des impacts sur les signaux de l'alternateur engendrés par les différents défauts. De plus, cette mise en œuvre complexe est également compensée par le gain en précision sur les spectres des signaux, gain bien visible lors de la comparaison avec un modèle DQ du même système. Là encore, cette amélioration s'avère précieuse en diagnostic où seul un modèle qualitativement performant peut permettre la mise en lumière de signatures de défauts par l'étude des nombreux signaux simulés, avant d'envisager ultérieurement la création d'indicateurs de diagnostic temps réel.

La méthodologie de modélisation basée sur le processus de co-simulation Flux2D/Matlab a été adaptée pour permettre la simulation de défauts électriques. L'opportunité offerte par Nidec Leroy-Somer de disposer d'un alternateur avec présence de prises intermédiaires dans les bobinages stator et la perspective de pouvoir réaliser expérimentalement des défauts de type court-circuit inter-spores stator ont motivé le choix d'adapter les modèles

à ce type de défaut électrique. Comme nous le verrons dans le chapitre 3, une introduction de bobinages de court-circuit dans Flux2D ainsi qu'une mise à niveau des équations différentielles sous Matlab ont permis une intégration de ces défauts dans le modèle et une étude théorique et expérimentale de leurs effets sur le fonctionnement de l'alternateur.

## 7. Références

- [1] K. Kurihara, "Effects of Damper Bars on Steady-State and Transient Performance of Interior Permanent-Magnet Synchronous Generators," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 1, pp. 42–49, Jan. 2013.
- [2] "Hydro Generator Damper Bar Current Measurement at Wanapum Dam (PDF Download Available)," *ResearchGate*. [Online]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/304187502\\_Hydro\\_Generator\\_Damper\\_Bar\\_Current\\_Measurement\\_at\\_Wanapum\\_Dam](https://www.researchgate.net/publication/304187502_Hydro_Generator_Damper_Bar_Current_Measurement_at_Wanapum_Dam). [Accessed: 06-Jun-2017].
- [3] "Michael Faraday," *Wikipédia*. 09-May-2017.
- [4] "Méthodes de Runge-Kutta," *Wikipédia*. 09-Mar-2017.





# Chapitre III : Modélisation en vue du diagnostic d'un alternateur à diodes tournantes avec défauts de court-circuit inter-spores stator

---

## 1. Introduction

La mise en œuvre d'un modèle adapté de l'alternateur sain évoquée dans le chapitre II est une condition sine qua non en vue de la réalisation d'une étude de diagnostic. En effet, une détection adéquate des défaillances n'est envisageable que si la référence saine faisant office de base de comparaison est suffisamment représentative des grandeurs électriques générées par l'alternateur, dans toutes ses conditions de fonctionnement. Sans ce prérequis, l'observation de modifications harmoniques entre les cas sain et défaillant ne permettrait pas de conclure ni sur la cause qui leur a donné naissance, ni sur la sensibilité de l'indicateur vis-à-vis du défaut.

En outre, la deuxième condition nécessaire à l'élaboration d'un diagnostic efficace, sensible et robuste à la fois, est bien évidemment une modélisation fine des défauts en eux-mêmes. Le troisième chapitre de ce manuscrit entre ainsi dans le vif du sujet en s'attaquant à l'intégration de défaillances à l'intérieur du modèle numérique de l'alternateur à diodes tournantes développé sous Flux2D et Matlab. La référence harmonique saine du système n'a pas de raison d'être si le contenu spectral des grandeurs électriques avec présence de défaut sont elles-mêmes erronées. Par conséquent, le plus grand soin vis-à-vis de l'insertion des défauts a été pris au cours de la modélisation, et notamment pour les défauts de type court-circuit inter-spores stator dont il est principalement question dans ce chapitre. Selon la méthode de modélisation introduite dans le chapitre II, il a été nécessaire de modifier les modèles classiques de l'alternateur utilisés sous Flux2D et sous Matlab. La caractérisation des inductances par éléments finis joue un rôle prépondérant dans la finesse de prise en compte du défaut puisque, selon l'hypothèse de linéarité, la somme de tous les flux créés par les différents bobinages engendre le flux magnétique total circulant dans le circuit magnétique de l'alternateur. Cette hypothèse permet de prendre en compte de manière originale l'impact du défaut sous la forme d'un flux magnétique supplémentaire engendré par la circulation du courant dans les spores en court-circuit. Ce flux est, comme pour ses compères des autres bobinages, calculé au travers des inductances propres et mutuelles relatives aux spores court-circuitées, qu'il convient d'identifier sous Flux2D. L'intégration des inductances dans le programme de résolution des équations différentielles sous Matlab est quant à elle accompagnée de la création d'une nouvelle variable sous la forme du courant de court-circuit, et donc relative au flux magnétique créé par ce courant. Elle est associée à une équation analytique supplémentaire décrivant le comportement électrique de la maille de court-circuit.

De façon analogue au modèle sain, la validité du modèle défaillant a pu être évaluée grâce à la réalisation d'essais expérimentaux sur un alternateur à diodes tournantes, permettant de juger de la qualité des tendances préalablement observées en simulation vis-à-vis de l'apparition d'un court-circuit. Pour ce faire, un alternateur de 27kVA a été spécialement étudié et réalisé par la société Nidec Leroy-Somer afin d'offrir l'opportunité de réaliser des défauts de court-circuit entre spores au niveau des bobinages du stator, qui sont les défauts principalement visés par l'entreprise. Outre la validation du modèle, ces mesures expérimentales ont permis la validation globale de la méthodologie de diagnostic mise en place à l'aide du modèle numérique Flux2D/Matlab, ainsi qu'une première conclusion sur les perspectives de diagnostic de ces vicieux défauts.

Les deux éléments précédemment cités font l'objet des quatre premières sections de ce chapitre. Il débute en effet avec une présentation générale des principes de modélisation des défauts de court-circuit inter-spores avant de s'intéresser, dans une troisième partie, à l'adaptation du modèle Flux2D/Matlab sain pour l'intégration de ce

type de défauts. Cette troisième partie présente par conséquent deux volets permettant de détailler les points modifiés tout au long du processus, de l'identification des inductances sous Flux2D à la résolution numérique des équations différentielles sous Matlab. La présentation de la campagne de validation expérimentale couplée à une analyse des résultats obtenus est présentée en quatrième section, immédiatement suivie par les premières pistes de diagnostic envisagées pour mettre en lumière les défauts de court-circuit stator. Précédant la conclusion, une sixième et dernière section se consacre aux autres types de défauts susceptibles d'apparaître dans les alternateurs à diodes. Fidèle à son objectif de généralité, le modèle offre effectivement la possibilité d'intégrer d'autres anomalies d'ordre électrique ou mécanique. Il peut ainsi permettre d'obtenir des jeux de données pour une large panoplie de défaillances et faciliter la mise en place d'un diagnostic global, but ultime de tout spécialiste du diagnostic.

## 2. Principes généraux de modélisation des défauts de court-circuit inter-spires

Les mécanismes précis conduisant à l'apparition d'un court-circuit dans un alternateur demeurent aujourd'hui encore relativement flous, mal connus et peu étudiés. Néanmoins, leur évolution ne suit pas obligatoirement un schéma idéal partant d'une spire en court-circuit puis s'incrémentant spire par spire au fur et à mesure de l'aggravation du défaut. En effet, la dégradation de l'isolant entre deux spires n'intervient pas nécessairement entre deux spires successives et peut tout aussi bien se produire entre les deux spires extrêmes de la bobine en question. De plus, cette évolution dépend certainement de la façon dont le bobinage est réalisé. Lors de l'installation définitive du défaut, c'est-à-dire en présence d'un contact électrique établi entre deux spires, une boucle de court-circuit se crée. La bobine malade peut alors être décomposée en trois parties :

- La première partie constituée d'un certain nombre de spires représente une section saine de la bobine complète, non touchée directement par la circulation du courant de court-circuit, et qui remplit son rôle en apportant une contribution aux tensions de sortie de l'alternateur ;
- La deuxième partie constitue le court-circuit en lui-même, caractérisé par le nombre de spires intervenant dans le défaut ;
- La dernière partie est équivalente à la première, mais ne possède pas nécessairement un nombre de spires égal.

Selon l'endroit d'apparition du court-circuit, les nombres de spires respectifs de chacune des trois bobines varient et il est même possible de se contenter de deux bobines lorsque le court-circuit met en jeu une des deux spires extrêmes. En outre, l'ensemble des spires constituant la bobine étant connecté en série, la modélisation du court-circuit d'un point de vue schéma électrique ne fait pas de distinction entre un circuit avec trois bobines et le court-circuit au milieu ou bien un circuit regroupant les deux bobinages « sains » en série avec le bobinage de court-circuit. La Figure 3. 1 illustre ce processus de modélisation à l'aide d'un exemple d'une bobine de vingt-quatre spires, dont quatre sont court-circuitées.

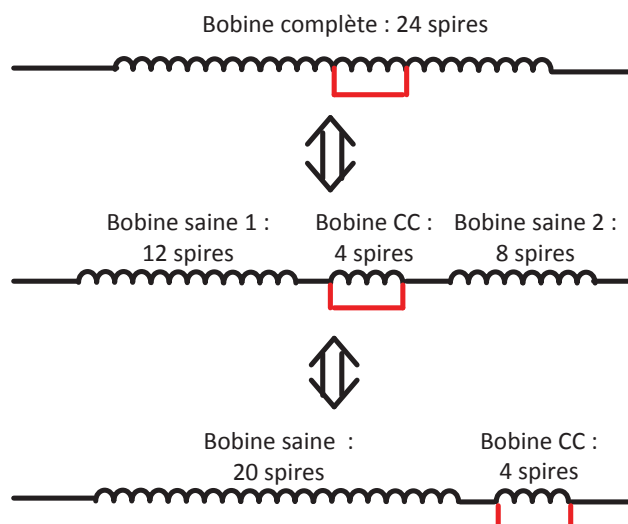


Figure 3. 1. Équivalences dans les représentations électriques d'une bobine de vingt-quatre spires intégrant un défaut de court-circuit de quatre spires.

**En résumé, la modélisation d'un court-circuit dans une bobine de phase stator s'effectue par découpage de la bobine atteinte par le défaut en deux parties :**

- **Une première bobine saine présentant un nombre de spires égal à la totalité des spires de la bobine non touchées par le court-circuit, spires qui continuent à jouer leur rôle dans l'alimentation de la charge électrique externe ;**
- **Une bobine représentant le défaut, caractérisée par le nombre de spires du court-circuit et permettant de déterminer son impact sur le fonctionnement de l'alternateur.**

Le découpage de la bobine implique également l'adaptation des caractéristiques électriques des deux enroulements créés, notamment la résistance électrique de chacun d'eux qui est dépendante de leurs nombres de spires respectifs. Cette méthode de modélisation est appliquée au modèle Flux2D/Matlab et les impacts du découpage de la bobine concernée ainsi que de sa connexion en court-circuit sont détaillés dans la section 3. Par ailleurs, la méthode de modélisation des défauts de court-circuit inter-spires au stator de l'alternateur présentée dans cette section est tout à fait transposable à la modélisation de défauts au niveau de l'inducteur.

### 3. Intégration de défauts de court-circuit inter-spires stator au modèle Flux2D/Matlab

L'introduction de défauts de type court-circuit inter-spires stator dans le modèle analytique de l'alternateur implique naturellement la révision de certaines équations différentielles pour une description adéquate du comportement des grandeurs électriques et magnétiques au sein de la boucle de court-circuit. De plus, étant donné le processus de co-simulation adopté pour la modélisation, des modifications du modèle éléments finis de l'alternateur sous Flux2D sont également nécessaires pour permettre une identification, par l'intermédiaire des inductances propres et mutuelles, des effets que l'apparition du court-circuit engendre sur le flux magnétique de la machine. En considérant la description détaillée de la méthode de modélisation présentée dans le chapitre II et sa très forte ressemblance avec celle utilisée pour l'introduction des défauts, cette section se propose de décrire uniquement les modifications apportées aux modèles Flux2D et Matlab. Le lecteur peut se référer au chapitre II pour obtenir d'avantage de détails sur le processus de modélisation.

### 3.1. Identification des inductances de l'alternateur avec court-circuit inter-spaires stator sous Flux2D

De façon analogue au cas sain, le modèle éléments finis sous Flux2D est utilisé à des fins d'identification des inductances de l'alternateur pour obtenir une représentation fidèle des formes d'ondes des grandeurs électriques. Cette condition est respectée uniquement si des modélisations représentatives des topologies mécanique et électrique de l'alternateur principal et de l'excitatrice sont réalisées.

Il est entendu que l'apparition d'un court-circuit ne change pas la topologie mécanique de la machine et, de ce fait, aucune modification dans la description géométrique du modèle n'a lieu d'être entreprise. En revanche, un court-circuit inter-spaires modifie localement les caractéristiques électriques de la bobine concernée en cela que les spires saines et les spires en court-circuit ne jouent pas le même rôle dans le fonctionnement de la machine et ne sont pas traversées par des courants identiques. Conformément aux principes évoqués section 2, le nombre de spires total de la bobine doit être réparti entre les spires appartenant au court-circuit et les spires complémentaires demeurant saines. Il est donc nécessaire de prendre en compte cette modification très locale du modèle et la représentation complète sur 360° mécaniques de l'alternateur, utilisée au chapitre II dans le cas sain, présente ici l'avantage d'esquiver les difficultés liées aux jeux de symétrie et d'antisymétrie habituellement utilisés dans les modèles de machines électriques par éléments finis.

Conformément à l'alternateur réel fourni par Nidec Leroy-Somer et décrit dans la section 4.1, le court-circuit modélisé a été introduit dans la bobine 2-1 de la phase 3. La Figure 3. 2 explicite le positionnement de cette bobine à l'aide d'une représentation en schéma électrique équivalent des trois phases de l'alternateur.

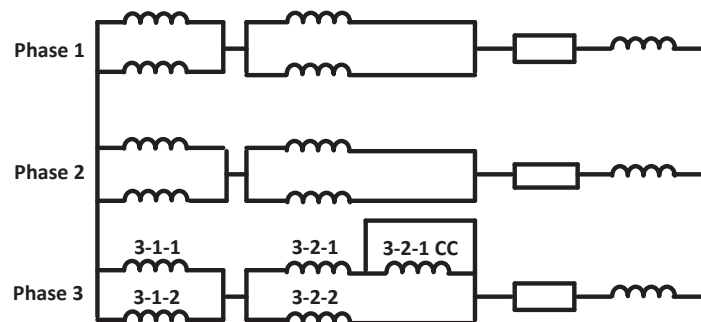


Figure 3. 2. Schéma électrique équivalent des bobinages stator avec charge RL de sortie et court-circuit inter-spaires dans la bobine 3-2-1.

Comme présenté dans la section 2 introduisant les principes globaux de modélisation d'un court-circuit, la bobine concernée par le défaut est scindée en deux parties représentant d'une part le défaut et d'autre part le reste des spires saines. Deux points essentiels sont alors à modifier dans le modèle Flux2D :

- Dans un premier temps, il est nécessaire de définir de nouvelles faces, au niveau du modèle géométrique de l'alternateur, permettant d'accueillir les spires en court-circuit. La position exacte de la ou des spires en court-circuit n'étant pas connue avec précision, ces faces doivent respecter peu ou prou l'emplacement réel des conducteurs afin de reproduire de façon cohérente les interactions qu'ils possèdent avec le flux magnétique global. Ces faces ont donc été créées à l'intérieur même des espaces dédiés à la bobine 3-2-1, au sein des encoches du stator. Elles prennent la forme de surfaces circulaires de dimensions égales à celles utilisées pour les enroulements auxiliaires de l'AREP (1mm de rayon) qui sont utilisés pour l'alimentation du régulateur de tension dans le système réel et modélisé au chapitre 2 section 3.1. Les surfaces nouvellement créées sont placées à 7mm de l'isthme d'encoche. La Figure 3. 33 illustre l'ajout de ces nouvelles surfaces dans les demi-encoches dédiées à la bobine 3-2-1.



Figure 3. 3. Insertion de nouvelles faces circulaires accueillant les spires en court-circuit de la bobine 3-2-1.

- A cette région définie par les faces relatives aux conducteurs en court-circuit doit également être attribuée un composant électrique de type « conducteur bobiné » connecté aux autres entités du circuit électrique de la machine sous Flux2D. Il est alors nécessaire de créer un nouveau conducteur bobiné représentant le court-circuit et de le lier de façon adéquate aux faces nouvellement créées en respectant rigoureusement les sens de circulation des courants, identiques à ceux de la bobine 3-2-1. La Figure 3. 4 présente le circuit électrique mis à jour de l'alternateur.

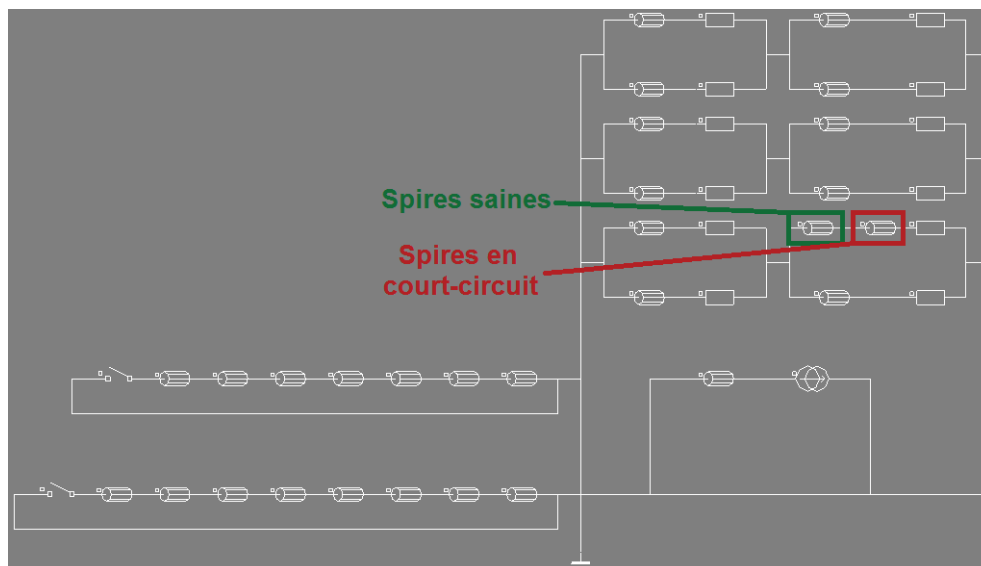


Figure 3. 4. Adaptation de la phase 3-2-1 à la présence d'un défaut de court-circuit : répartition des spires saines et court-circuitées dans deux conducteurs bobinés différents.

Malheureusement, le bobinage proposé par cet alternateur ne permet pas une prise en compte aussi simple des défauts de court-circuit. En effet, pour chaque bobine d'une phase stator, trois enroulements de seize spires sont répartis dans six encoches différentes (trois pour l'aller, trois pour le retour). Ces enroulements sont imbriqués et mis en série de façon à former la bobine complète de quarante-huit spires. Afin d'éviter toute confusion, il sera dorénavant fait mention de bobinage pour une phase complète, de bobines pour chacune des quatre présentes dans un bobinage, et d'enroulements pour les sous-ensembles de seize spires composant une bobine. Le schéma de la Figure 3. 5 permet d'éclaircir les idées sur ces dénominations.



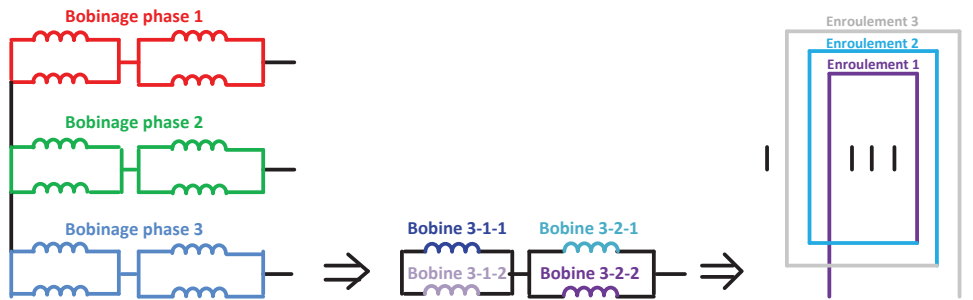


Figure 3. 5. Dénominations des différents composants des bobinages, exemple de la phase 3.

Cette installation des conducteurs dans les encoches engendre trois enroulements, certes de même nombre de spires (16), mais de longueurs et de surfaces différentes. Insignifiants au premier abord, ces écarts s'avèrent particulièrement importants puisque l'apparition d'un défaut dans l'enroulement 1 n'engendre pas la même amplitude de courant de court-circuit ni les mêmes composantes spectrales qu'un défaut identique en nombre de spires mais apparaissant dans l'un des deux autres enroulements. En effet, les nombres de pas dentaires séparant les branches allers et retours des trois types d'enroulement engendrent différents filtrages harmoniques en fonction du lieu d'apparition du court-circuit, conduisant à des spectres des courants de court-circuit non similaires. Cette spécificité est évoquée plus en détails en section 4.2.5.3.

Afin de s'adapter de façon la plus précise possible aux défauts qu'il est possible de mettre en œuvre sur l'alternateur fourni par Nidec Leroy-Somer, il a été décidé de tenir compte de cette différence de topologie entre les enroulements, au prix d'un travail de modélisation légèrement plus important. En effet, cette adaptation nécessite une nouvelle division des deux bobines représentant le défaut de court-circuit et le reste des spires saines. Chacune d'elle est scindée en trois parties permettant de spécifier le nombre de spires en court-circuit et le nombre de spires saines dans chacun des trois enroulements de la bobine complète. Une contribution adéquate des enroulements en fonction de la disposition du court-circuit est alors possible et optimise ainsi la qualité des résultats de simulation. La Figure 3. 6 expose un exemple de schéma électrique utilisé pour l'identification des inductances liées à l'inducteur, avec prise en compte des différents enroulements de la bobine 3-2-1.

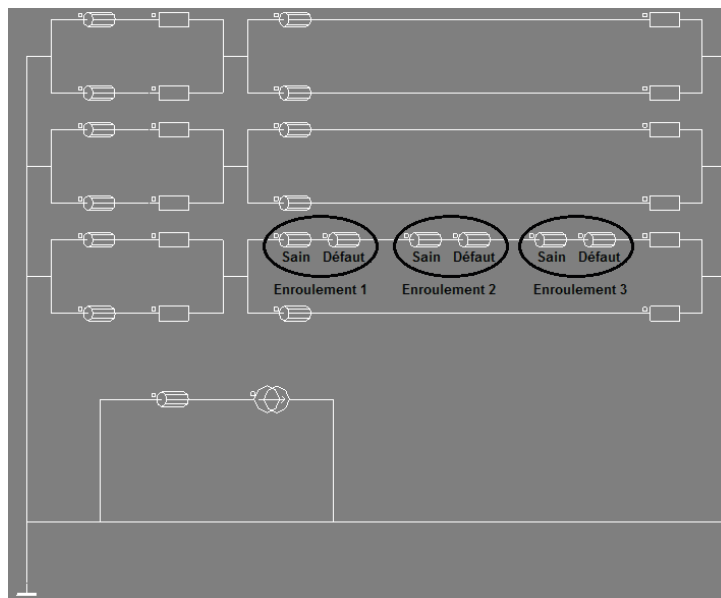


Figure 3. 6. Schéma électrique Flux2D de l'alternateur défaillant utilisé pour l'identification des inductances propres et mutuelles de l'inducteur, avec prise en compte des trois enroulements de la bobine 3-2-1 (AREP omise pour la clarté de la figure).

Le processus d'identification des inductances en cas de défaut se déroule de façon identique à celui évoqué au chapitre II section 2.6 pour la machine saine. Les bobines constituant le schéma électrique sont successivement alimentées par un courant de 1A, en veillant à ce qu'aucun courant ne circule ou ne soit induit dans une autre bobine. Par la suite, une mesure du flux magnétique capté par chaque bobine est effectuée sur un tour et demi mécanique du rotor et selon le même pas d'échantillonnage temporel qu'en cas sain (0.1ms). Il est primordial de noter qu'aucun court-circuit n'est réellement pris en compte dans le modèle Flux2D. La seule fonction de ce modèle est de donner une représentation fine de l'impact de la circulation d'un courant d'une amplitude donnée et dans une bobine donnée sur le reste des autres bobines de la machine, caractéristiques décrites par les inductances propres et mutuelles. Il en est de même pour les trois enroulements de court-circuit. Seule la caractérisation de l'impact d'un courant circulant dans un des enroulements de court-circuit sur le reste de la machine est souhaité au travers de son inductance propre et de ses mutuelles avec les autres bobines, que cela soit celles des phases stator, de la roue polaire ou encore des autres enroulements de court-circuit. Afin de simplifier l'adaptation ultérieure des inductances en fonction du nombre de spires (section 3.2), l'identification est réalisée avec les trois enroulements modélisant des défauts caractérisés par une seule spire chacun, les trois autres enroulements de la bobine étant par conséquent paramétrés avec quarante-sept spires chacun.

### 3.2. Prise en compte du court-circuit dans les équations différentielles et leur résolution sous Matlab

L'intégration d'un défaut de court-circuit implique l'apparition d'une nouvelle maille dans le schéma électrique équivalent de l'alternateur. La Figure 3. 7 expose ce schéma électrique équivalent auquel a été ajouté un défaut de court-circuit sur la bobine 3-2-1.

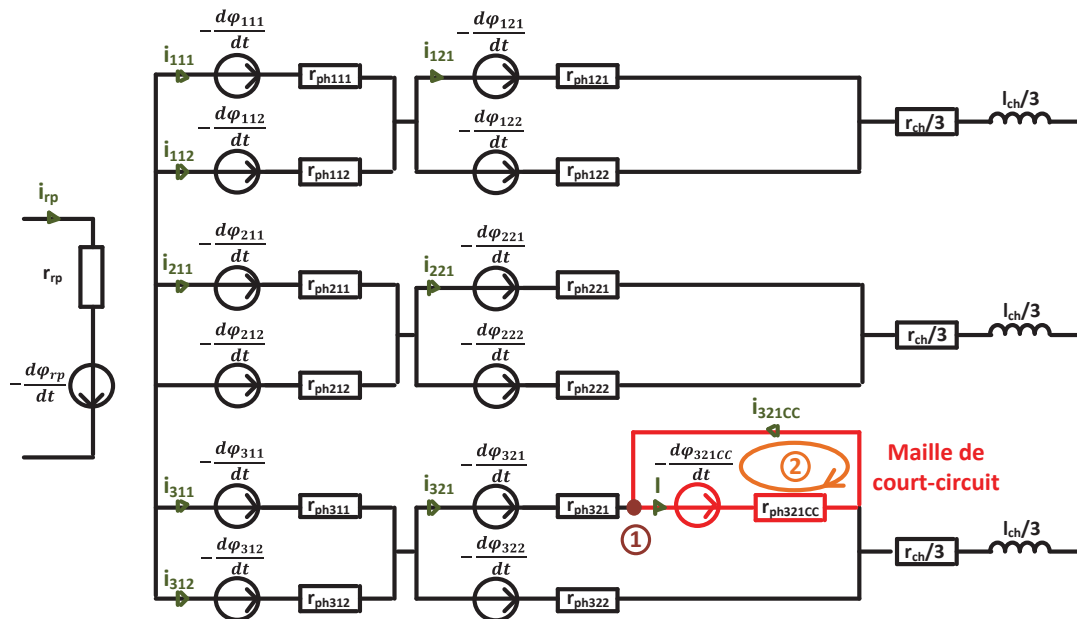


Figure 3. 7. Schéma électrique équivalent de l'alternateur avec défaut de court-circuit inter-spires au niveau de la bobine 3-2-1.

Conformément à la Figure 3. 7, de nouvelles relations sont déductibles par application des lois de Kirschoff au niveau du court-circuit. Dans un premier temps, la loi des nœuds au point 1 donne l'équation (3.1).

$$I = i_{321} + i_{321CC} \quad (3.1)$$

De plus, le calcul de la nouvelle variable d'état  $i_{321CC}$  nécessite l'ajout d'une équation différentielle supplémentaire au jeu d'équations déjà déterminé lors de la modélisation de la machine saine. D'après la maille

2 de la Figure 3. 7, il peut être écrit l'équation analytique régissant le comportement de la boucle de court-circuit, comme explicité en formule (3.2).

$$-\frac{d\varphi_{321CC}}{dt} = r_{321CC}I \quad (3.2)$$

En remplaçant le courant I par son expression 3.1 dans l'équation 3.2, cette dernière peut être réécrite selon la formule (3.3).

$$-\frac{d\varphi_{321CC}}{dt} = -r_{321CC}(i_{321} + i_{321CC}) \quad (3.3)$$

D'aucuns se demandent comment les inductances identifiées pour les trois types d'enroulements de la bobine court-circuitée 3-2-1 ont pu se retrouver sous une seule et même entité au travers du flux  $\varphi_{321CC}$  dans les formules analytiques. La question est légitime et mérite quelques explications. Étant donnée la disposition en série des trois enroulements de la bobine 3-2-1, il a été décidé, pour des raisons de simplification du modèle, de grouper les inductances relatives aux spires en court-circuit d'une part et celles relatives à la partie saine de la bobine d'autre part. Ainsi, un seul courant de court-circuit est considéré mais l'identification séparée des inductances des trois enroulements n'a pas été vaine puisqu'elle permet de conserver une représentation fidèle des phénomènes physiques dans la bobine en court-circuit. En effet, la contribution harmonique de chacun des trois enroulements en fonction des spires impliquées dans le défaut est conservée. Le regroupement des inductances des trois enroulements doit être fait de façon méticuleuse afin de combiner de façon appropriée, aussi bien pour les spires saines que les spires en court-circuit, les inductances propres et les mutuelles des trois contributions. En guise d'exemple, le calcul de l'inductance propre des spires en court-circuit est présenté ci-dessous. Cette dernière fait référence au flux capté par les trois enroulements de court-circuit, c'est-à-dire :

$$\varphi_{321CC} = \varphi_{321CC-1} + \varphi_{321CC-2} + \varphi_{321CC-3}$$

Avec  $\varphi_{321CC-1}$ ,  $\varphi_{321CC-2}$  et  $\varphi_{321CC-3}$  les flux magnétiques circulant respectivement dans les enroulements 1, 2 et 3 de la bobine 3-2-1 en court-circuit partiel sur la phase 3.

Il est important de ne pas oublier qu'un courant circulant dans l'enroulement 1 a également un impact sur les flux captés par les deux autres, impact pris en compte au travers des inductances mutuelles. Les flux captés par les trois enroulements s'écrivent alors :

$$\varphi_{321CC-1} = l_{321CC-1}i_{321CC-1} + m_{321CC-1,321CC-2}i_{321CC-2} + m_{321CC-1,321CC-3}i_{321CC-3}$$

$$\varphi_{321CC-2} = m_{321CC-1,321CC-2}i_{321CC-1} + l_{321CC-2}i_{321CC-2} + m_{321CC-3,321CC-2}i_{321CC-3}$$

$$\varphi_{321CC-3} = m_{321CC-1,321CC-3}i_{321CC-1} + m_{321CC-2,321CC-3}i_{321CC-2} + l_{321CC-3}i_{321CC-3}$$

Avec  $l_{321CC-x}$  l'inductance propre de l'enroulement x et  $m_{321CC-x,321CC-y}$  l'inductance mutuelle entre les enroulements x et y.

Puisque les trois enroulements sont connectés en série, il peut être écrit que  $i_{321CC-1} = i_{321CC-2} = i_{321CC-3}$ . Par conséquent, l'inductance propre globale du court-circuit est donnée par la formule (3.4).

$$l_{321CC} = l_{321CC-1} + l_{321CC-2} + l_{321CC-3} + 2m_{321CC-1,321CC-2} + 2m_{321CC-1,321CC-3} + 2m_{321CC-2,321CC-3} \quad (3.4)$$

Cette démarche a également été répétée pour les inductances mutuelles du court-circuit avec les autres bobinages de la machine, de même que pour les inductances représentant le reste des spires saines de la bobine 3-2-1 concernée par le court-circuit.

De plus, il est à noter qu'une modification de l'ensemble des équations différentielles développées pour l'alternateur sain est nécessaire afin de tenir compte de la contribution du flux créé par le court-circuit sur les autres flux générés par les bobines saines de l'alternateur. Cette contribution est intégrée grâce aux mutuelles

inductances entre la bobine en question et celle du court-circuit, accompagnée du courant de court-circuit la traversant.

Par ailleurs, il a été mis en place un système de coefficients tabulés permettant d'adapter le modèle en fonction du nombre de spires en court-circuit souhaité par l'utilisateur. Étant donné l'hypothèse de linéarité et les identifications des inductances réalisées pour une seule spire en court-circuit, ces dernières peuvent être facilement transformées à l'aide de simples facteurs multiplicatifs pour satisfaire un nombre de spires plus élevé. Les inductances propres des bobines sont effectivement proportionnelles au carré du nombre de spires. En ce qui concerne les inductances mutuelles, deux cas doivent être envisagés :

- Soit il s'agit d'inductances mutuelles entre un enroulement de court-circuit d'une part et une autre bobine saine de la machine d'autre part. Dans ce cas, seul le coefficient lié au nombre de spires présent dans l'enroulement de court-circuit en question est pris en compte ;
- Soit il s'agit d'une inductance mutuelle entre deux enroulements touchés par le court-circuit et il est alors nécessaire de la multiplier par les deux coefficients relatifs aux nombres de spires respectifs de ces deux enroulements.

Les mêmes remarques peuvent être émises à propos des trois enroulements complémentaires représentant le reste des spires saines de la bobine 3-2-1. Les coefficients s'écrivent, pour un enroulement représentant les spires saines de la bobine :

$$coeff_{321-x} = \frac{N_{sp-x} - NCC_x}{N_{sp-x} - 1}$$

Avec  $N_{sp-x} = 16$ , le nombre de spires de l'enroulement  $x$  et  $NCC_x$  le nombre de spires en court-circuit réglable par l'utilisateur. Le coefficient pour un enroulement  $x$  en court-circuit est quant à lui plus simple :

$$coeff_{321CC-x} = NCC_x$$

En dernier lieu, une adaptation des résistances a également été effectuée au niveau de la bobine touchée par le défaut. La résistance totale de la bobine a été scindée en deux parties qui représentent respectivement les résistances des spires en court-circuit et du reste des spires saines de la bobine. Les deux résistances sont simplement proportionnelles à la résistance totale de la bobine en fonction des nombres de spires respectifs qu'elles possèdent. Ainsi, la résistance des spires en court-circuit a été calculée par simple proportionnalité au nombre de spires total que présente le court-circuit, la résistance de la bobine saine étant bien entendu complémentaire à la précédente.

$$r_{ph321CC-x} = \frac{R_{bobine} NCC_x}{N_{sp-bobine}}$$

$$r_{ph321-x} = \frac{R_{bobine} (N_{sp-x} - NCC_x)}{N_{sp-bobine}}$$

Avec  $R_{bobine}$  la résistance totale de la bobine en question (trois enroulements complets) et  $N_{sp-bobine} = 48$  son nombre de spires total.

Aucune dépendance à la température n'est prise en compte dans le modèle développé mais, étant donné la sensibilité des résistances vis-à-vis de ce paramètre, une étude de la température dans le système et son intégration dans les valeurs des résistances de chaque enroulement serait également à envisager.

L'adaptation du modèle terminée, il est nécessaire d'envisager la confrontation des résultats de simulations obtenus à des mesures expérimentales afin de valider la bonne cohérence des réponses du modèle face aux défauts de court-circuit. La mise en place des essais expérimentaux et une analyse détaillée des résultats sont présentées en section 4.

## 4. Campagne d'essais, analyse des mesures expérimentales et validations du modèle Flux2D/Matlab en mode défaillant

Aux modélisations et simulations théoriques suivent inévitablement des mesures expérimentales approfondies permettant de valider la démarche et offrant ainsi la possibilité de s'appuyer sereinement sur les données simulées issues des modèles numériques. Pour ne pas déroger à la règle, il a été entrepris, avec l'aide précieuse de la société Leroy Somer, de mener une campagne de validation expérimentale basée sur la détection des défauts de court-circuit inter-spores stator à l'aide d'un alternateur spécialement préparé à cet effet. Cette section présente la composition du banc d'essais utilisé ainsi qu'une étude approfondie des relevés expérimentaux effectués sur l'alternateur.

### 4.1. Présentation du dispositif expérimental

L'alternateur à diodes tournantes Nidec Leroy-Somer étudié est dérivé d'un alternateur de série LSA 423 VS2 de 27kVA. Il a été spécialement modifié par l'entreprise de façon à permettre la réalisation de défauts paramétrables de type court-circuit inter-spores stator. Les principales caractéristiques techniques de l'alternateur de série sont présentées dans le Tableau 3. 1.

Tableau 3. 1. Caractéristiques techniques d'un alternateur Nidec Leroy-Somer LSA 423 VS2.

Modèle	LSA 423 VS2
<b>Puissance nominale</b>	27kVA
<b>Tension nominale</b>	400V
<b>Courant nominal</b>	39A
<b>Pas du bobinage</b>	2/3
<b>Survitesse</b>	2250tr/min
<b>Système d'excitation</b>	AREP
<b>I<sub>0</sub> (courant d'excitation à vide)</b>	0.8A
<b>I<sub>c</sub> (courant d'excitation en charge)</b>	2.63A
<b>U<sub>c</sub> (tension d'excitation en charge)</b>	18.9V
<b>Régulation de tension</b>	±0.5%
<b>Courant de court-circuit</b>	300% (3I <sub>n</sub> ) : 10s

Dans le but de réaliser des défauts de court-circuit inter-spores stator, de multiples piquages intermédiaires ont été réalisés au niveau des spires de la bobine 3-2-1. Cette bobine a été choisie pour des raisons de simplicité dans la réalisation des piquages puisqu'elle se trouve dans la partie supérieure des encoches stator et est aisément accessible au niveau des têtes de bobines. L'opération de piquage est effectuée en trois étapes :

- Suppression de l'isolant autour de l'emplacement souhaité pour le piquage sur une courte longueur et à hauteur des têtes de bobines ;
- Insertion d'un câble supplémentaire soudé aux conducteurs de la spire en question permettant d'accéder électriquement à ce point de la bobine ;
- Mise en place d'une nouvelle isolation autour de la connexion.

L'ensemble des nouveaux câbles permettant d'accéder aux divers points de la bobine en question est ensuite ramené, de façon similaire aux câbles des phases stator, au niveau de la boîte à bornes et peuvent dès lors être connectés dans la configuration souhaitée. La Figure 3. 8 décrit le processus d'insertion des prises intermédiaires au niveau des têtes de bobines.



Figure 3. 8. Réalisation de piquages intermédiaires : insertion d'un câble au niveau du point de piquage des spires (gauche), soudure et isolation du point de piquage (centre) et insertion de la bobine et des piquages dans les encoches stator (droite).

Au total, cinq branchements intermédiaires sont disponibles sur la bobine 3-2-1. Ils permettent respectivement d'accéder aux spires n°1, 3, 7, 16 et 29 sur les quarante-huit spires que comporte la totalité de la bobine. La Figure 3. 9 présente la disposition des prises intermédiaires, de même que les noms des branchements auxquels elles sont associées.

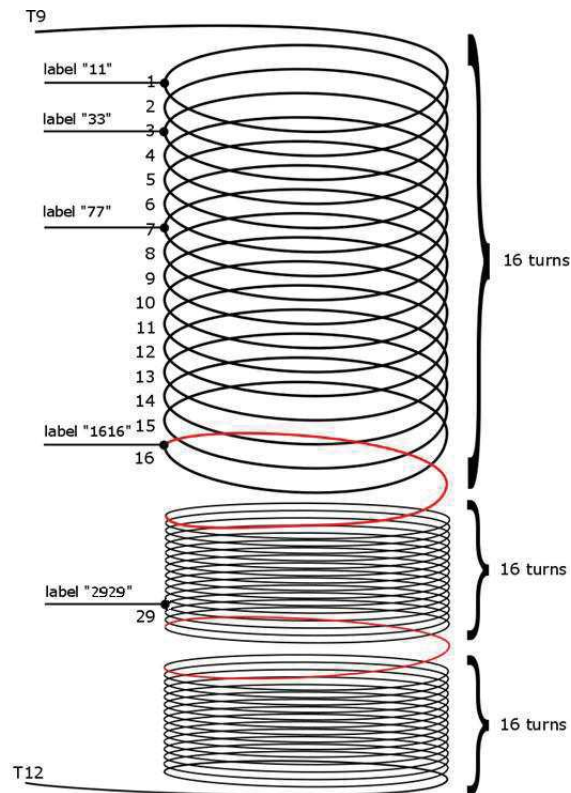


Figure 3. 9. Disposition des prises intermédiaires dans la bobine 3-2-1 de quarante-huit spires : piquages aux spires 1, 3, 7 et 16 dans l'enroulement 1 et à la spire 29 dans l'enroulement 2.

Fort de ces cinq piquages intermédiaires insérés à divers emplacements dans la bobine, il est possible de configurer les branchements entre spires afin d'obtenir un ensemble de vingt combinaisons de court-circuit, décrites dans le Tableau 3. 2.



Tableau 3. 2. Configurations des branchements réalisables à l'aide des cinq piquages intermédiaires et des deux points de connexion de la bobine.

Numéro	Branchement	Nombre de spires
1	T9-11	1
2	11-33	2
3	T9-33	3
4	33-77	4
5	11-77	6
6	T9-77	7
7	77-1616	9
8	33-1616 ou 1616-2929	13
9	11-1616	15
10	T9-1616	16
11	T12-2929	19
12	77-2929	22
13	33-2929	26
14	11-2929	28
15	T9-2929	29
16	T12-1616	32
17	T12-77	41
18	T12-33	45
19	T12-11	47
20	T9-T12	48

Cette répartition présente l'avantage d'offrir une large palette de combinaisons ainsi qu'une répartition relativement homogène des différents défauts en fonction du nombre de spires. Par ce procédé, une étude des phénomènes de court-circuit sur toute la plage des nombres de spires est alors envisageable sans introduire un nombre de piquages trop important.

En ce qui concerne les conditions expérimentales, l'alternateur est alimenté au moyen d'un régulateur D510C produit par Nidec Leroy-Somer (Annexe B.1.) et fonctionnant en régulation de courant d'excitation. Un transformateur branché sur secteur fournit l'énergie électrique nécessaire permettant au D510C, après redressement et hachage de cette tension, de piloter par modulation de largeur d'impulsions le courant injecté dans l'inducteur de l'excitatrice. Permettant d'une part de se rapprocher des conditions de fonctionnement réelles de l'alternateur, cette méthode a d'autre part l'avantage de s'affranchir de l'utilisation d'une alimentation continue séparée qui introduit, selon sa technologie, des harmoniques basse fréquence non présents lors d'un fonctionnement normal du système. L'alternateur est entraîné par un moteur asynchrone fournissant l'énergie mécanique nécessaire à l'obtention du point de fonctionnement désiré et fixant la vitesse de rotation de l'arbre à 1500tr/min.

Le système d'acquisition permettant le relevé des signaux électriques est un Nicolet Vision (LDS Nicolet) capable d'enregistrer seize voies en parallèle à une fréquence d'échantillonnage de 100kHz. Les instants de lancement et d'arrêt de l'acquisition sont déterminés par appui manuel sur un bouton d'enregistrement. Ces manipulations ont été réalisées de façon à obtenir des signaux d'une durée de deux à trois secondes. Les branchements de mesure sont effectués soit de façon directe pour les tensions de faibles amplitudes, soit par l'intermédiaire de sondes différentielles et de pinces de courant (Annexe B.2). La Figure 3. 10 présente l'alternateur monté sur le banc d'essais ainsi que le système d'acquisition utilisé.

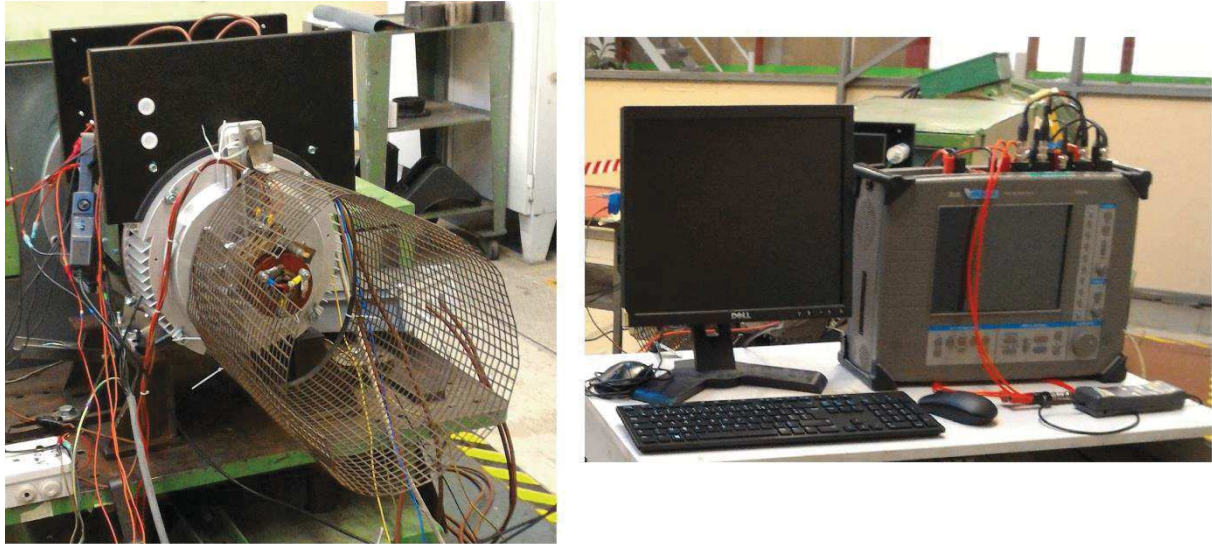


Figure 3. 10. Banc d'essai Nidec Leroy-Somer (gauche) et système d'acquisition composé du Nicolet Vision branché en réseau avec un ordinateur (droite).

## 4.2. Analyse des essais expérimentaux

Préalablement au diagnostic de l'alternateur, il est intéressant d'analyser de façon approfondie les relevés expérimentaux afin d'atteindre une bonne compréhension des phénomènes réellement mesurés, pas toujours évidente aux premiers abords. Il est notamment fait état de phénomènes parasites liés à la topologie des bobinages ou à l'intégration du dispositif de mise en court-circuit des spires. Ces phénomènes interviennent lors des essais de court-circuit sur site mais ne sont pas intrinsèquement présents dans les simulations, ce qui peut amener à conclure, à tort, à un dysfonctionnement du modèle. Sont ainsi étudiées point par point les différentes mesures effectuées et une certaine approche théorique est mise en place afin de s'assurer de la cohérence globale des résultats expérimentaux et simulés.

### 4.2.1. Mesure statique des résistances

La mesure la plus simple qui soit, à savoir celle des résistances à froid des bobinages de la machine, peut amener des résultats surprenants si une certaine attention n'est pas portée à ce qui est réellement mesuré. En effet, la topologie de bobinage de ce type de machine, présentant la mise en série de deux blocs de deux bobines en parallèle pour chaque phase (Figure 3. 11), implique la prise de quelques précautions quant à la mesure des résistances du bobinage.

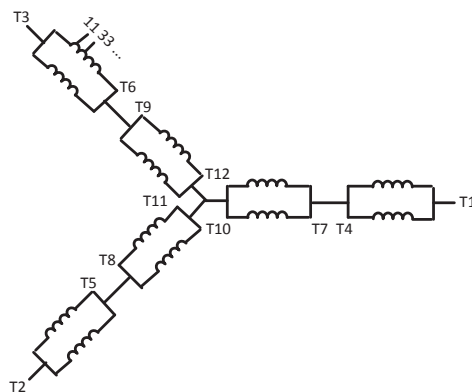


Figure 3. 11. Schéma de la topologie des bobinages d'un alternateur de type LSA 423 VS2.

En considérant les résistances des quatre bobines composant une phase égales, il est possible de dessiner le schéma électrique présenté par la Figure 3. 12.

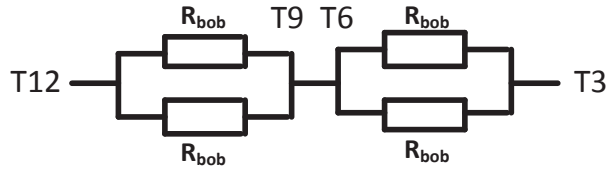


Figure 3. 12. Schéma électrique équivalent de la phase 3.

Ainsi, une mesure de résistance de l'ensemble du bobinage de cette phase, c'est-à-dire entre les points de branchement T3 et T12, donne :

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_{bob}} + \frac{1}{R_{bob}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{bob}} + \frac{1}{R_{bob}}} = \frac{R_{bob}}{2} + \frac{R_{bob}}{2} = R_{bob}$$

En conclusion, la mesure de résistance du bobinage complet d'une phase est égale à la résistance d'une seule des quatre bobines qui la compose. Lors de la mesure d'un bloc de deux bobines parallèles (branchement entre T3 et T6), la mesure indique bien entendu la moitié de la valeur de la résistance d'une bobine.

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_{bob}} + \frac{1}{R_{bob}}} = \frac{R_{bob}}{2}$$

Cependant, cela se corse lorsque la mesure de l'impédance non plus d'une bobine complète mais d'une fraction de cette bobine est entreprise, ceci à l'aide des prises intermédiaires ajoutées à cet effet (prises nommées 11, 33, 77, 1616 et 2929). En effet, le système mesuré n'est alors plus composé de deux résistances parallèles équilibrées, mais d'une « faible » et d'une « forte ». La valeur obtenue dépend par conséquent, de façon non linéaire, du rapport entre le nombre de spires des deux bobines en parallèle. En guise d'exemple, la Figure 3. 13 présente le schéma électrique équivalent pour la mesure de la résistance d'une spire de la bobine 3-2-1 (entre T3 et 11).

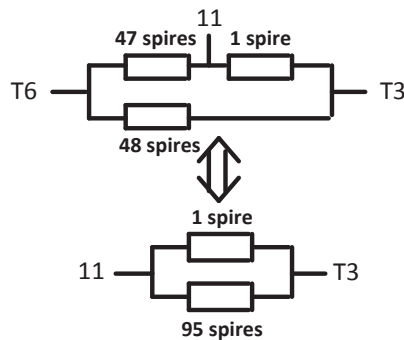


Figure 3. 13. Schéma électrique équivalent pour la mesure de la résistance d'une spire de la bobine 2-1 de la phase 3.

Pour se convaincre de l'évolution non linéaire de la résistance en fonction du nombre de spires mesuré, l'évolution de sa valeur pour les quarante-huit cas possibles (quarante-huit spires de la bobine) est tracée en Figure 3. 14. Il s'agit de calculer, dans chaque cas, la valeur de résistance d'une bobine de  $N_{sp}$  spires en parallèle avec une seconde bobine de  $(2 \times 48 - N_{sp})$  spires. La Figure 3. 14 compare la résistance obtenue avec présence de la seconde bobine en parallèle à une résistance « pure », simplement proportionnelle au nombre de spires. Pour ce tracé, la valeur de résistance d'une spire a été prise égale à  $4\text{m}\Omega$ . Le calcul de cette valeur est effectué en section 4.2.2.1.

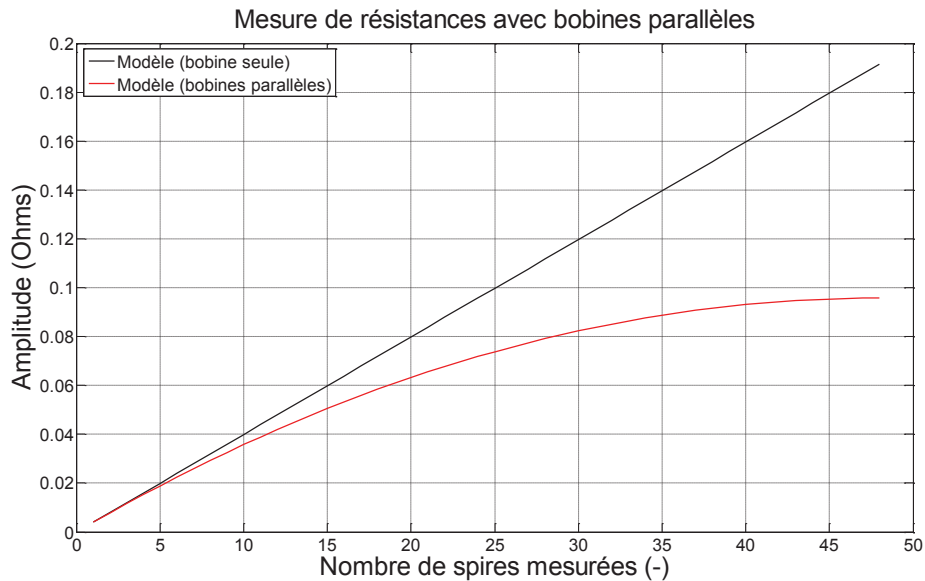


Figure 3. 14. Évolution théorique de la résistance en fonction du nombre de spires, avec (rouge) et sans (noir) deuxième bobine en parallèle (résistance d’une spire égale à  $4\text{m}\Omega$ ).

**Méfiance donc quant aux valeurs des résistances mesurées expérimentalement puisque la présence de la seconde bobine en parallèle ne permet pas une mesure directe des résistances de spires. La valeur de la résistance d’une bobine complète est facilement calculable à partir de la mesure expérimentale (simple facteur deux entre les valeurs réelles et mesurées). En revanche, l’évaluation de fractions de bobines est plus piègeuse et nécessite de replacer les mesures dans leur contexte pour ne pas commettre d’erreur.**

#### 4.2.2. Calcul théorique des impédances

Afin de vérifier la cohérence des mesures expérimentales, il est habile de calculer les valeurs théoriquement attendues au niveau des résistances et des inductances par rapport à la topologie géométrique et électrique d’un alternateur de type LSA 423 VS2.

##### 4.2.2.1. Résistances

La formule (3.5) présente l’expression bien connue de la résistance d’un matériau de longueur  $l$ , de section  $S$  et de résistivité  $\rho$ .

$$R = \frac{\rho l}{S} (\Omega) \quad (3.5)$$

Il convient de mentionner ici quelques remarques importantes en vue d’un calcul suffisamment représentatif de la résistance des spires des bobinages :

- Chaque conducteur présent dans les bobines est en réalité constitué de trois brins de fils de cuivre connectés en parallèle. Deux de ces fils possèdent un diamètre de cuivre de  $0.9\text{mm}$  et le troisième un diamètre de  $0.95\text{mm}$ . Les calculs de résistances effectués par la suite tiennent compte de cette topologie en considérant trois résistances parallèles par conducteur (Figure 3. 15). Cette topologie est utilisée de façon à remplir au maximum l’espace disponible dans les encoches stator ainsi que pour des raisons de facilité de bobinage.

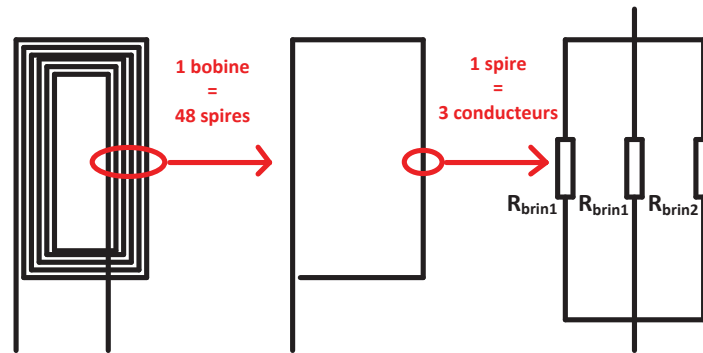


Figure 3. 15. Composition des bobines stator.

- Comme évoqué en section 3.1, pour chaque bobine de quarante-huit spires, trois topologies sont à considérer puisque les conducteurs sont placés dans des encoches stator différentes. Il en résulte des longueurs de cuivre différentes, influençant la résistance des spires, et des sections de capture du flux magnétique également différentes, modifiant de leur côté l'impédance inductive des spires et les forces électromotrices produites à leurs bornes. Selon le plan de bobinage de la Figure 3. 16, trois cas sont à considérer : une première bobine de seize spires insérée dans les encoches 13 à 17 soit quatre pas dentaires, une seconde entre les encoches 12 à 18 soit six pas dentaires et une dernière entre les encoches 11 à 19 soit huit pas dentaires.

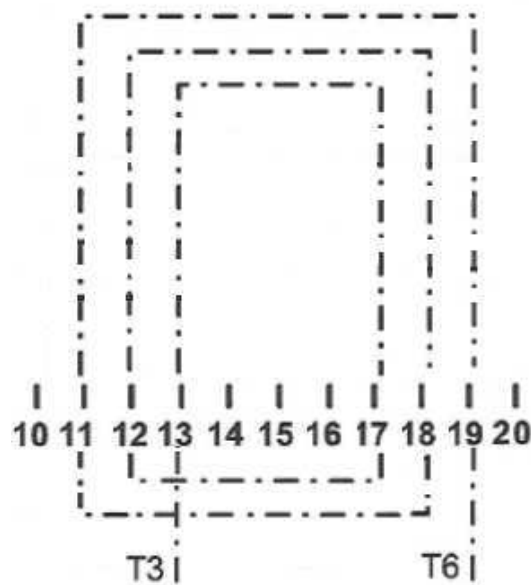


Figure 3. 16. Plan de bobinage de la bobine 3-2-1 d'un LSA 423 VS2.

Les données mécaniques du constructeur utiles au calcul sont regroupées dans le Tableau 3. 3.

Tableau 3. 3. Données mécaniques pour un LSA 423 VS2.

Grandeur	Description	Valeur
$L_{fer}$	Longueur de fer	130mm
$D_{al}$	Diamètre de l'alésage	208.1mm
$N_{enc}$	Nombre d'encoches	36
$L_{dent}$	Longueur d'un pas dentaire	$\frac{\pi D_{al}}{N_{enc}} = 18.16mm$
$L_{tete}$	Estimation de la longueur d'un côté d'une tête de bobine	15mm

A partir de ces données, les longueurs et les sections des spires en fonction de leur appartenance à l'un des trois types d'enroulement identifiés peuvent être déduites.

Enroulement	Longueur d'une spire
1	$2L_{fer} + 2 \times 4L_{dent} + 4L_{tete} = 465.28mm$
2	$2L_{fer} + 2 \times 6L_{dent} + 4L_{tete} = 537.92mm$
3	$2L_{fer} + 2 \times 8L_{dent} + 4L_{tete} = 610.56mm$

Finalement, les valeurs des résistances pour chaque type d'enroulement d'une même bobine peuvent être calculées en utilisant la formule 3.5 avec, pour le cuivre,  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega/m$ . Les résultats obtenus sont donnés dans le Tableau 3. 4.

Tableau 3. 4. Valeurs des résistances estimées pour une spire des enroulements 1, 2 et 3.

Enroulement	Résistance brin 0.9mm	Résistance brin 0.95mm	Résistance d'une spire
1	12.4m $\Omega$	11.2m $\Omega$	3.99m $\Omega$
2	14.4m $\Omega$	12.9m $\Omega$	4.62m $\Omega$
3	16.3m $\Omega$	14.6m $\Omega$	5.24m $\Omega$

En considérant alors les 16 spires de chaque type d'enroulement, la valeur théorique de résistance pour une bobine complète est égale à :

$$R_{bob} = 16R_1 + 16R_2 + 16R_3 = 0.2216\Omega$$

Cette estimation de la résistance des bobinages stator peut être confrontée aux mesures expérimentales effectuées à l'aide d'un analyseur d'impédance PSM17 (Newtons4th Ltd) sur un stator d'alternateur de type LSA 423 VS2. Elles permettent de vérifier les ordres de grandeur des résistances déterminés théoriquement. La Figure 3. 17 montre les représentations fréquentielles d'amplitude et de phase d'une unique bobine de la phase 3.

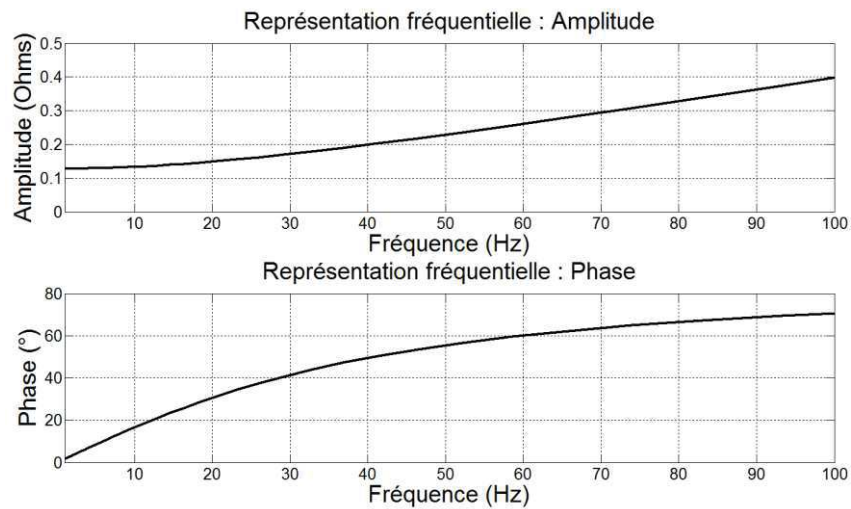


Figure 3. 17. Mesure d'impédance aux bornes d'une bobine stator d'un LSA 423 VS2.

En considérant le premier point de mesure du balayage, à 1Hz, les données de l'impédance mesurée font état de :

$$\begin{aligned} |Z_{bobm}|_{1Hz} &= 0.1285\Omega \\ \arg(Z_{bobm})_{1Hz} &= 1.69^\circ \end{aligned}$$

En négligeant la phase de valeur très faible à cette fréquence, l'impédance mesurée peut être considérée comme représentative de la résistance de deux bobines montées en parallèle. Comme expliqué au premier



chapitre, cette valeur correspond à la moitié de la résistance d'une bobine. Ainsi, la résistance d'une seule bobine est égale à :

$$R_{bob} = 0.2570\Omega$$

**En conclusion, la résistance calculée théoriquement à l'aide de la topologie mécanique des spires de l'alternateur et des caractéristiques des matériaux (0.2216Ω) sous-estime légèrement la valeur expérimentale (0.2570Ω) mais l'ordre de grandeur demeure respecté et permet de confirmer les attentes relatives aux mesures des résistances.** Ces dernières seront de nouveau confrontées aux mesures expérimentales de spires en section 4.2.3.

#### 4.2.2.2. Inductances

Le calcul des inductances des spires d'une bobine est quant à lui plus compliqué et ne saurait se satisfaire d'une expression trop simpliste. C'est pourquoi un passage par les éléments finis sous Flux2D a été envisagé pour la détermination des ordres de grandeurs de ces inductances. Deux cas principaux sont considérés :

- Un premier cas avec rotor sorti de l'alésage, il est vrai inutile pour le fonctionnement de l'alternateur, mais néanmoins important pour comparer les résultats aux mesures effectuées avec l'analyseur d'impédance. Pour ces simulations, l'intérieur de l'alésage est rempli avec de l'air;
- Un deuxième cas avec présence du rotor qui permet de déterminer l'importance de l'impédance inductive vis-à-vis de l'impédance totale des spires lors d'un fonctionnement normal de l'alternateur.

Les différentes valeurs des inductances obtenues à l'aide du logiciel Flux2D sur un modèle représentatif du LSA 423 VS2 sont rapatriées dans le Tableau 3. 5. Les simulations ont été réalisées avec un matériau magnétique saturable dont la caractéristique B(H) est représentative de la courbe réelle du matériau. Cette caractéristique n'est néanmoins pas fondamentale étant donné que les valeurs des inductances sont obtenues par application d'un courant de 1A dans la bobine en question, loin du niveau requis pour saturer les matériaux magnétiques de l'alternateur.

Tableau 3. 5. Estimation des valeurs des inductances d'un alternateur LSA 423 VS2 par simulations en éléments finis sous Flux2D.

Enroulement		1	2	3	
Sans rotor	Inductance de fuite d'une spire	821.4nH	860.7nH	886.9nH	
	Inductance de fuite de l'enroulement (16 spires)	181.4μH	191.7μH	198.2μH	
	Inductance totale bobine (48 spires)	812.6μH			
Avec rotor	Inductances propres d'une spire	Axe polaire	10.72μH	13.25μH	14.23μH
		Axe inter-polaire	3.84μH	8.05μH	12.33μH
	Inductance propre bobine totale (48 spires)	Axe polaire	25.77mH		
		Axe inter-polaire	12.81mH		

En ce qui concerne le cas sans rotor, seules les inductances de fuites de l'alternateur sont mesurées, d'où leurs valeurs relativement faibles. Il est intéressant de noter que la valeur de l'inductance de la bobine complète (quarante-huit spires) n'est pas calculable aussi facilement que la résistance totale par ajout des trois inductances de chaque enroulement de seize spires. En effet, ces enroulements sont magnétiquement couplés et il est par conséquent nécessaire de faire intervenir les inductances mutuelles, comme évoqué section 3.2 pour le calcul de l'inductance de court-circuit. Le flux total capté par la bobine peut être écrit :

$$\varphi_{bob} = L_1 I_1 + M_{12} I_2 + M_{13} I_3 + M_{12} I_1 + L_2 I_2 + M_{23} I_3 + M_{13} I_1 + M_{23} I_2 + L_3 I_3$$

Étant donné que les trois enroulements sont en série, ils sont parcourus par un unique courant ( $I_1 = I_2 = I_3$ ) et l'inductance globale est alors égale à :

$$L_{bob} = L_1 + L_2 + L_3 + 2M_{12} + 2M_{13} + 2M_{23} = 0.81mH$$

Avec  $M_{12} = 42.2\mu H$ ,  $M_{13} = 28.2\mu H$  et  $M_{23} = 50.3\mu H$  également identifiées sous Flux2D. La valeur obtenue est dans ce cas cohérente avec l'inductance totale d'une bobine obtenue avec le logiciel Flux2D (812.6μH).

Cette estimation de l'impédance inductive des bobinages stator sans présence du rotor peut également être confrontée aux mesures effectuées à l'aide de l'analyseur d'impédance PSM17. En linéarisant entre les deux points de mesures au plus proche de la valeur à 50Hz, il vient :

$$\begin{aligned} |Z_{bobm}|_{50Hz} &= 0.229\Omega \\ \arg(Z_{bobm})_{50Hz} &= 55.49^\circ \end{aligned}$$

De ces mesures peuvent être déduites la résistance et l'impédance inductive de fuites du bobinage à 50Hz :

$$\begin{aligned} R_{50Hz} &= |Z_{bobm}|_{50Hz} \cos(\arg(Z_{bobm})_{50Hz}) = 0.1297\Omega \\ X_{Lf_{50Hz}} &= |Z_{bobm}|_{50Hz} \sin(\arg(Z_{bobm})_{50Hz}) = 0.1887\Omega \end{aligned}$$

D'où l'expression de l'inductance de fuites à 50Hz :

$$L_{f_{50Hz}} = \frac{X_{Lf_{50Hz}}}{\omega} = 0.6mH$$

Attention, cette valeur étant obtenue par la mesure de deux bobines en parallèle, elle doit également être doublée pour obtenir l'inductance de fuites réelle de la bobine.

$$L_{fbob_{50Hz}} = 1.2mH$$

**En conclusion, les ordres de grandeurs entre les valeurs théoriques issues de simulations en éléments finis sous Flux2D (0.81mH) et mesurées expérimentalement avec l'analyseur de spectre (1.2mH) des inductances de fuites d'une bobine sont de nouveau bien respectés. L'écart observé peut être expliqué par l'omission des inductances des têtes de bobines dans le modèle 2D de l'alternateur, dont l'ordre de grandeur pour un alternateur de cette gamme est de 0.5mH (valeurs déterminées par le constructeur Nidec Leroy-Somer).**

En second lieu, les estimations des valeurs d'inductances avec rotor réalisées sous Flux2D permettent d'étudier leur impact sur les courants de court-circuit. A 50Hz, pour une unique spire de l'enroulement 1, la plus faible contribution que son inductance puisse apporter à la valeur totale de l'impédance de la spire s'écrit en utilisant l'inductance de l'axe inter-polaire, telle que :

$$L_{sp} = 3.84\mu H$$

D'où

$$X_{L_{sp}} = 3.84 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50 = 1.2m\Omega$$

Cette impédance inductive est donc égale à quasiment un tiers de la valeur de la résistance déterminée pour une spire et influe donc fortement sur le courant de court-circuit résultant. De façon analogue, la plus forte contribution possible s'écrit en utilisant l'inductance de l'axe polaire :

$$L_{sp} = 10.72\mu H$$

D'où

$$X_{L_{sp}} = 10.72 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50 = 3.4m\Omega$$

La valeur est cette fois-ci du même ordre de grandeur que la résistance d'une spire ! En réalité, la contribution de l'impédance inductive se situe certainement entre les deux cas précédemment évoqués puisque l'inductance varie en fonction de la position angulaire du rotor.

L'impédance inductive d'une spire est difficile à appréhender tant ses variations en fonction de la position angulaire du rotor et de la topologie mécanique de la spire considérée sont importantes. Les calculs précédents se chargent néanmoins de dissuader quiconque serait tenté de négliger ces impédances lors de l'analyse du courant de court-circuit. En effet, même la plus faible impédance inductive envisageable, dans l'axe-inter-polaire et pour une seule spire, tient la dragée haute à la résistance de cette même spire.

### 4.2.3. Mesures expérimentales des résistances à froid

Après avoir estimé les résistances à froid d'une bobine complète, il est intéressant de confronter les valeurs de résistances issues du modèle théorique de la section 4.2.1, Figure 3. 14 aux relevés expérimentaux effectués pour chaque prise de piquage. Le Tableau 3. 6 expose les valeurs à froid des résistances mesurées sur l'alternateur.

Tableau 3. 6. Mesures expérimentales à froid (20.4°C) et valeurs modélisées des résistances de la bobine 3-2-1 en fonction du nombre de spires.

Branchement	Nombre de spires	Résistances expérimentales à froid ( $\Omega$ )	Résistances théoriques à froid ( $\Omega$ )
T9-11	1	0.01078	0.0039
11-33	2	0.01180	0.0078
T9-33	3	0.01857	0.0116
33-77	4	0.02406	0.0153
11-77	6	0.03139	0.0224
T9-77	7	0.03746	0.0259
77-1616	9	0.03530	0.0325
33-1616	13	0.05270	0.0448
11-1616	15	0.05896	0.0505
T9-1616	16	0.06392	0.0532
T12-2929	19	0.09050	0.0641
77-2929	22	0.08429	0.0726
33-2929	26	0.09614	0.0827
11-2929	28	0.10026	0.0872
T9-2929	29	0.10295	0.0893
T12-1616	32	0.11911	0.0949
T12-77	41	0.12697	0.1078
T12-33	45	0.12943	0.1102
T12-11	47	0.13083	0.1107
T9-T12	48	0.12803	0.1108

La Figure 3. 18 présente le tracé graphique de ces résultats (rouge), mis en comparaison avec les valeurs théoriques des résistances estimées en section 4.2.2.1 (bleu).

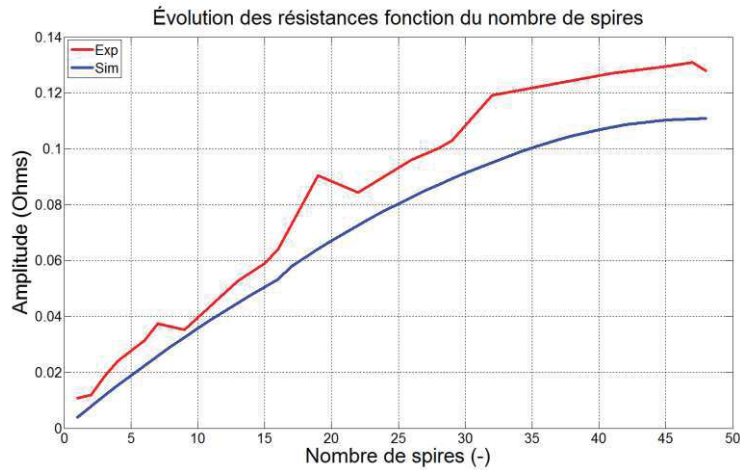


Figure 3. 18. Tracé des valeurs expérimentales des résistances à froid de la bobine 3-2-1 en fonction du nombre de spires (rouge) et comparaison aux valeurs théoriques (bleu).

La caractéristique frappante de la courbe expérimentale réside dans son absence de monotonie. Certains cas de mesure possédant plus de spires que d'autres font néanmoins état d'une résistance plus faible. Cette singularité peut s'expliquer par les différents sens de branchements permettant de satisfaire le nombre de spires désiré qui induisent des répartitions différentes dans les nombres de spires respectifs aux trois enroulements de la bobine, et, par conséquent, des résistances de valeurs non homogènes. En réalité, les mesures expérimentales effectuées ne correspondent pas à une valeur mesurée évoluant de façon monotone en partant de la première spire et en ajoutant au fur et à mesure les spires suivantes de la bobine, jusqu'à la dernière. Les topologies des enroulements utilisés changent et, par conséquent, leurs résistances changent aussi. Par exemple, la mesure de quarante-et-une spires ne correspond pas à une mesure entre le début du bobinage (prise T9) et la spire 41, mais entre la fin du bobinage (prise T12) et la spire 7 (prise 77). Ainsi, les seize spires du plus « grand » des trois types d'enroulements sont utilisées et la résistance produite s'en trouve augmentée par rapport au cas théorique, utilisant lui les seize spires du plus « petit » des trois enroulements (Figure 3. 19).

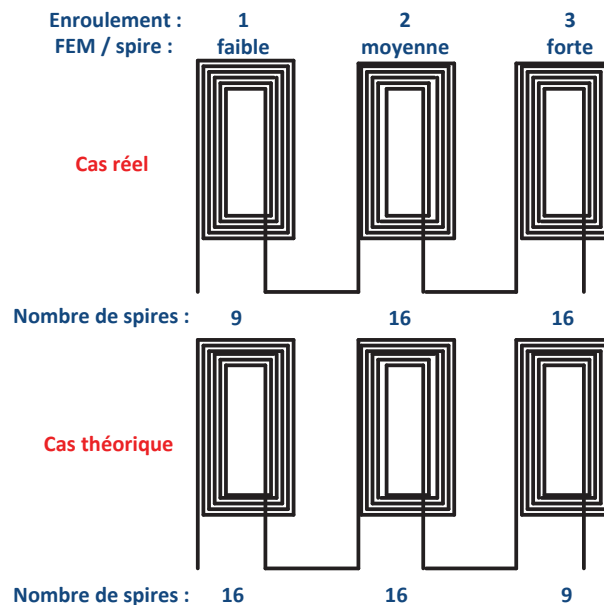


Figure 3. 19. Exemple de différence de topologie des bobines pour quarante-et-une spires en court-circuit entre les cas théoriques et expérimentaux.

Par ailleurs, un biais relativement constant est présent entre le modèle et les valeurs expérimentales. Ce biais semble correspondre à une résistance parasite créée par les câbles de renvoi des piquages à la boîte à bornes, par

les différentes connexions à l'intérieur ou à l'extérieur de la machine (câbles, contacteur, ...), ou encore par les soudures effectuées au niveau des piquages intermédiaires. En moyennant les valeurs des écarts entre données expérimentales et simulées sur le nombre de données  $n_{mes}$ , la résistance parasite équivalente est égale à :

$$R_{parasite} = \frac{\sum |R_{exp} - R_{sim}|}{n_{mes}} = 11m\Omega$$

Un nouveau tracé de la Figure 3. 18 avec prise en compte de la résistance parasite ainsi que de la topologie exacte des spires mesurées expérimentalement est donné en Figure 3. 20.

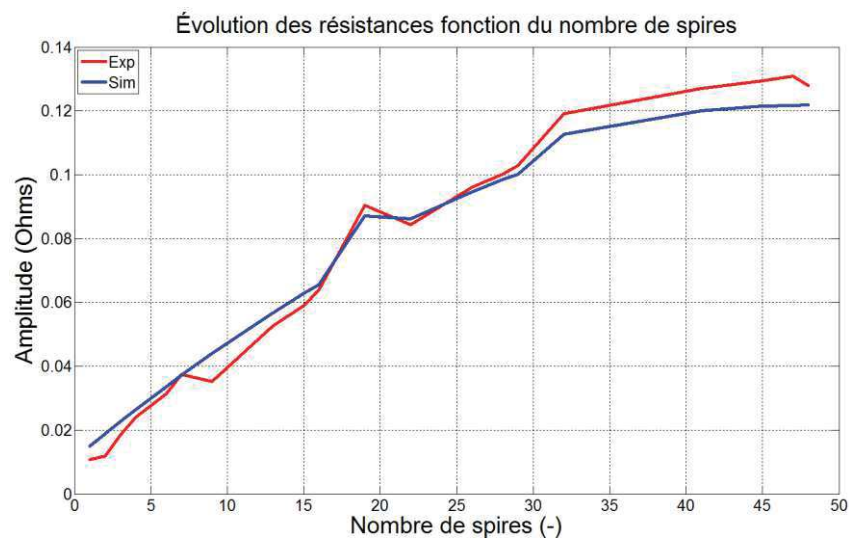


Figure 3. 20. Tracé des valeurs expérimentales des résistances à froid de la bobine 3-2-1 en fonction du nombre de spires (rouge) et comparaison aux valeurs théoriques (bleu) avec prise en compte d'une résistance parasite constante de 11mΩ et de la topologie exacte des spires considérées.

**Une nette amélioration de la cohérence entre valeurs expérimentales et théoriques peut être observée grâce à la prise en compte de deux phénomènes non négligeables : la présence d'une résistance parasite d'une part et la forte dépendance des valeurs de résistances à la topologie mécanique exacte des spires mesurées d'autre part. Les écarts résiduels sont susceptibles de provenir d'erreurs liées à la mesure des résistances sur site, aux approximations de calculs réalisées lors de la détermination des résistances par spire pour les trois types d'enroulements (longueurs des spires, résistivité des matériaux, température) ainsi qu'aux possibles divergences dans les résistances des soudures, des câbles de retour à la boîte à bornes et des connexions pour chaque piquage intermédiaire. Ces caractéristiques sont néanmoins essentielles pour une bonne compréhension des mesures expérimentales avec présence de court-circuit inter-spires stator.**

#### 4.2.4. Mesures expérimentales des forces électromotrices

Dans l'optique d'une analyse des résultats la plus exhaustive possible, la modélisation des forces électromotrices aux bornes de chaque combinaison de spires est un point important. Ces dernières sont mesurées en relevant les tensions aux bornes des prises intermédiaires dans tous les cas de branchement réalisables. Lors de ces mesures, l'alternateur fonctionne à vide, sans charge électrique connectée à sa sortie, et une excitation constante de 0.4A est appliquée en entrée de l'excitatrice.

Par extension de la loi de Lenz-Faraday, il est communément admis que la force électromotrice présente aux bornes d'une bobine dépend du nombre de spires qui la compose. Néanmoins, la Figure 3. 21 montre qu'une simple extrapolation de la valeur mesurée aux bornes d'une spire de la bobine en fonction du nombre de spires

ne suffit pas pour représenter fidèlement l'évolution réelle des forces électromotrices dans le type d'alternateur étudié.

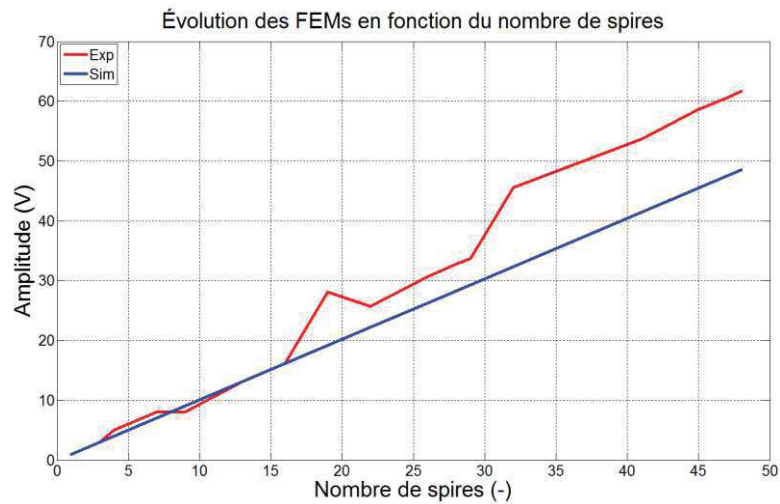


Figure 3. 21. Comparaison des forces électromotrices (FEMs) mesurées expérimentalement (rouge) et modélisées par extrapolation linéaire au nombre de spires de la valeur mesurée aux bornes d'une spire (bleu) (fonctionnement à vide, excitation de 0.4A).

L'écart observé peut cette fois encore être expliqué par les diverses topologies géométriques des enroulements au sein même d'une bobine, comme évoqué en section 4.2.2 pour le calcul des impédances. Les régions surfaciques délimitées par les trois types d'enroulements ne possèdent en effet pas les mêmes dimensions et captent par conséquent plus ou moins de flux. Cependant, un simple facteur fonction de l'aire captée par la bobine ne suffit pas. Le champ magnétique n'étant pas uniforme dans l'entrefer, une surface deux fois plus importante ne permet pas à la bobine de capter deux fois plus de flux. Pour se faire une idée des rapports entre les flux captés par les trois enroulements, il est possible de simplifier le problème en considérant une répartition de flux dans l'entrefer parfaitement sinusoïdale et les enroulements de la bobine bien alignés avec un pôle du champ magnétique. La Figure 3. 22 expose les données du calcul.

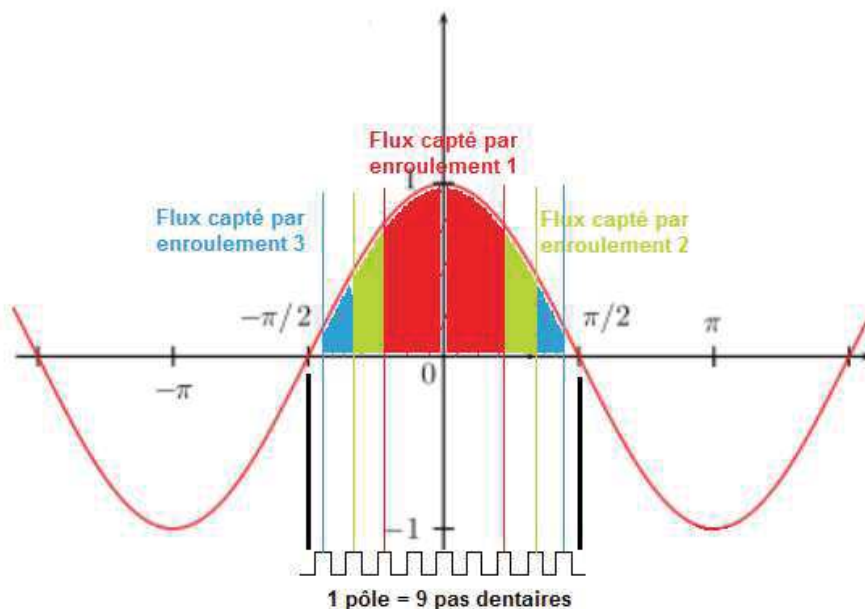


Figure 3. 22. Estimation des ratios entre les flux captés par les trois topologies d'enroulement en considérant un flux d'entrefer parfaitement sinusoïdal.



La force électromotrice qui se développe aux bornes des spires est proportionnelle à l'intégrale du flux qu'elle capte, c'est-à-dire, pour l'enroulement 1, à une intégration sur quatre pas dentaires répartis, pour des raisons de simplicité, de façon symétrique par rapport au maximum de la sinusoïde.

$$FEM_1 \sim \int_{-\frac{2\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{9}} \cos\theta d\theta = [\sin\theta]_{-\frac{2\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{9}} = 1.2885 V$$

De façon équivalente, pour les deux autres types d'enroulements, l'intégration du flux magnétique est effectuée sur six et huit pas dentaires :

$$FEM_2 \sim \int_{-\frac{3\pi}{9}}^{\frac{3\pi}{9}} \cos\theta d\theta = [\sin\theta]_{-\frac{3\pi}{9}}^{\frac{3\pi}{9}} = 1.7321 V$$

$$FEM_3 \sim \int_{-\frac{4\pi}{9}}^{\frac{4\pi}{9}} \cos\theta d\theta = [\sin\theta]_{-\frac{4\pi}{9}}^{\frac{4\pi}{9}} = 1.9696 V$$

Aucune importance n'est ici accordée aux amplitudes. Seuls les ratios entre les flux captés par les trois enroulements sont déterminants. En effet, la question posée est « de quelle quantité la force électromotrice développée aux bornes d'une spire de l'enroulement 2 ou 3 sera supérieure à celle de l'enroulement 1 ». En considérant le premier flux capté comme référence, les rapports entre les différentes valeurs des forces électromotrices créées sont consignés dans le Tableau 3. 7.

Tableau 3. 7. Ratios entre les amplitudes des forces électromotrices induites aux bornes des enroulements 1, 2 et 3 d'une bobine stator.

Enroulement	Facteur (sans unité)
1	1
2	1.3446
3	1.5286

Une fois n'est pas coutume, il est nécessaire de tenir compte, comme pour les impédances, de la topologie exacte des spires utilisées afin de considérer adéquatement les valeurs de flux captés en fonction des enroulements dans lesquels se trouvent les spires. La Figure 3. 23 présente l'évolution des forces électromotrices en tenant compte de la taille des différents enroulements par le biais des facteurs du Tableau 3. 7 ainsi que de la topologie exacte des spires considérées.

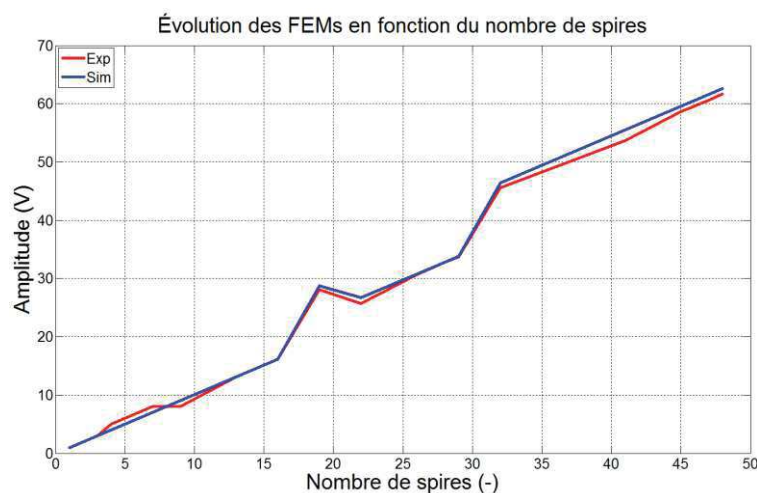


Figure 3. 23. Comparaison des valeurs expérimentales des forces électromotrices relevées aux bornes des prises intermédiaires disponibles (rouge) aux résultats du modèle avec prise en compte des trois enroulements et de la topologie exacte des spires (bleu) (fonctionnement à vide, excitation de 0.4A).

Les résultats obtenus sont visiblement très satisfaisants étant donné les hypothèses simplificatrices et les approximations introduites dans les calculs. La force électromotrice présente aux bornes des spires est donc, tout comme les impédances, elle-aussi fortement impactée par la topologie mécanique des spires de la bobine. La cohérence des résultats expérimentaux et simulés confirme la validité de l'approche ainsi que la compréhension des phénomènes mesurés, dont les causes ne sont pas évidentes au premier abord.

#### 4.2.5. Essais expérimentaux de défauts de court-circuit inter-spires stator

L'ensemble des études menées depuis le début de la section 4 n'ont eu pour autre objectif qu'une compréhension initiale vis-à-vis du comportement des piquages intermédiaires en statique et en fonctionnement sain de l'alternateur. Fort de ce savoir, il est à présent judicieux de se tourner vers la réalisation et l'étude de la mise en court-circuit de spires dans les enroulements stator.

##### 4.2.5.1. Évolution du courant de court-circuit en fonction du niveau d'excitation

Les essais de court-circuit détaillés dans cette section ont été réalisés avec l'alternateur LSA 423 VS2 spécial avec piquages intermédiaires dans la bobine 3-2-1 du stator. L'objectif avoué de cette section se trouve dans la caractérisation des niveaux de courant de court-circuit en fonction, d'une part, du nombre de spires mises en jeu dans le défaut et, d'autre part, de l'amplitude du courant d'excitation circulant dans l'inducteur de l'excitatrice. Étant donné la méconnaissance de l'amplitude des courants mis en jeu dans ce type de phénomène, il a été décidé, par mesure de prudence, de réaliser cette caractérisation à vide. Le niveau d'excitation dans ce cas de fonctionnement est en effet moindre et la rapidité des mesures n'est pas entravée par le réglage du point de fonctionnement de l'alternateur. Ces conditions conviennent donc parfaitement à un travail prospectif permettant d'engranger un maximum d'informations sur les défauts de court-circuit sans risquer d'endommager le matériel. La Figure 3. 24 présente de manière synthétique les résultats obtenus avec les tracés de l'évolution du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires mis en jeu, et ce pour différents niveaux de courant d'excitation circulant dans l'inducteur de l'excitatrice. Par mesure de précaution, une limite du courant de court-circuit à 120A (soit trois fois le courant nominal) a été fixée même si, il est vrai, cette limite n'a pas été totalement respectée dans le cas d'une excitation à 0.5A.

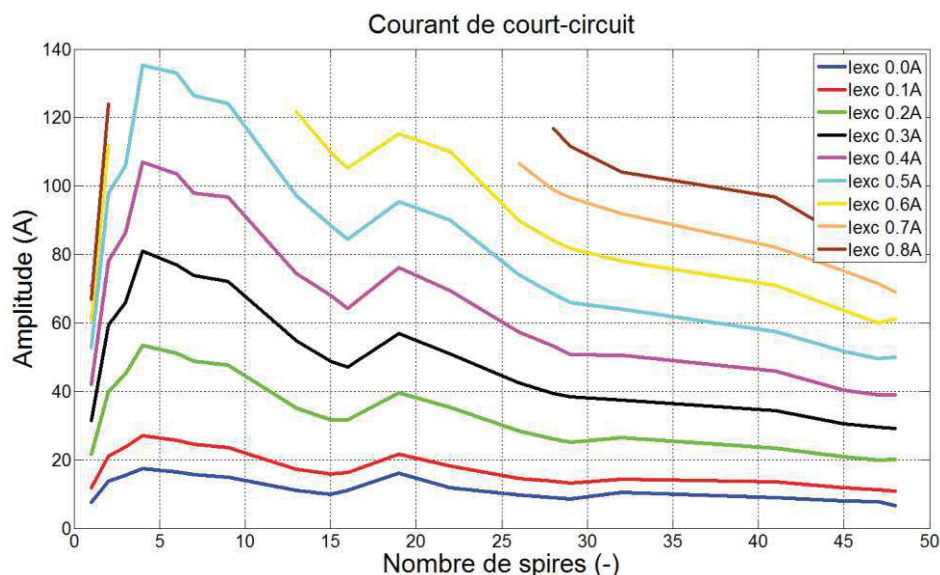


Figure 3. 24. Évolution de l'amplitude du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires du défaut pour différents niveaux d'excitation de l'alternateur (fonctionnement à vide).

La linéarité de l'amplitude du courant de court-circuit en fonction du niveau d'excitation est bien visible sur la Figure 3. 24, ce qui laisse supposer une absence de saturation magnétique dans les cas testés. De plus, une augmentation progressive de l'amplitude du courant de court-circuit peut être observée au

**fur et à mesure que le nombre de spires mises en jeu diminue, et ce jusqu'à un certain point à partir duquel le courant décroît fortement.** Ce phénomène est explicable comme suit :

- Pour des nombres de spires mises en jeu important (supérieurs à dix spires), l'impédance de court-circuit introduite par les spires est relativement grande devant la résistance parasite et tend à faire diminuer le courant au fur et à mesure que le nombre de spires augmente. En effet, en considérant une simple loi d'Ohm, le courant de court-circuit peut s'écrire :

$$I_{cc} = \frac{FEM}{Z_{cc}}$$

Sans rentrer dans la topologie exacte des spires et en négligeant la résistance parasite, il peut être considéré que la force électromotrice et la résistance de court-circuit sont proportionnelles au nombre de spires et que l'inductance de court-circuit est proportionnelle au carré du nombre de spires. Ainsi :

$$I_{cc} = \frac{N_{cc} \times FEM_{sp}}{\sqrt{(R_{sp} \times N_{cc})^2 + (X_{Lsp} \times N_{cc})^2}} = \frac{N_{cc} \times FEM_{sp}}{N_{cc} \times \sqrt{(R_{sp})^2 + (X_{Lsp} \times N_{cc})^2}} = \frac{FEM_{sp}}{\sqrt{(R_{sp})^2 + (X_{Lsp} \times N_{cc})^2}}$$

avec  $FEM_{sp}$ ,  $R_{sp}$  et  $X_{Lsp}$  respectivement la force électromotrice, la résistance et l'impédance inductive par spire.

L'augmentation du nombre de spires joue donc un rôle dans la diminution du courant de court-circuit. Cette évolution est de plus quadratique en fonction du nombre de spires, d'où la décroissance exponentielle observée (de dix à quarante-huit spires) ;

- Au fur et à mesure que le nombre de spires diminue, l'impédance de court-circuit diminue également et se rapproche petit à petit de la valeur de la résistance parasite introduite par les câbles de branchement, les connexions et les soudures. La croissance exponentielle du courant tend alors à s'affaïsser et présente une sorte de plateau entre cinq et dix spires ;
- Enfin, pour les faibles nombres de spires (moins de cinq spires), le courant chute considérablement. Ce phénomène s'explique par le fait que la résistance parasite, globalement constante quelle que soit la topologie du court-circuit mis en place, devient prépondérante par rapport à l'impédance de court-circuit propre aux spires mises en jeu. La diminution de la force électromotrice aux bornes des spires court-circuitées n'est donc plus compensée par la diminution simultanée de l'impédance de court-circuit et se répercute directement sur l'amplitude du courant circulant dans les spires considérées.

Afin de mieux appréhender ces phénomènes et de juger l'impact de la résistance parasite sur l'amplitude du courant de court-circuit, une modélisation simple par loi d'Ohm puis une vérification de la réponse du modèle Flux2D/Matlab face aux défauts de court-circuit sont détaillées dans les deux sections suivantes.

#### **4.2.5.2. Modélisation de l'évolution du courant de court-circuit par la loi d'Ohm**

Pour se convaincre de l'impact de la résistance parasite sur le courant de court-circuit et confirmer les résultats expérimentaux obtenus, un modèle simple de calcul du courant de court-circuit uniquement basé sur la loi d'Ohm a été créé. Afin d'estimer le courant dans les spires en défaut, les valeurs des forces électromotrices aux bornes des spires et de l'impédance de court-circuit sont nécessaires. En guise d'exemple, la méthode de modélisation mise en œuvre pour un courant d'excitation de 0.4A est présentée dans cette section.

L'amplitude de la force électromotrice est déterminée selon la méthode présentée section 4.2.4. Seule la connaissance de la force électromotrice aux bornes d'une spire (1.01V pour une excitation de 0.4A) est nécessaire pour extrapoler les résultats à tous les cas de nombres de spires réalisables sur l'alternateur réel. Les résultats obtenus peuvent être observés section 4.2.4, Figure 3. 23.

Au sujet de la résistance de court-circuit, les valeurs théoriques de résistances calculées en section 4.2.2.1 sont utilisées. Elles tiennent compte de la topologie géométrique exacte des enroulements utilisés lors de la mise en court-circuit des spires, c'est-à-dire des nombres de spires respectivement mises en jeu par chacun des trois types d'enroulements présents dans la bobine 3-2-1. Pour rappel, les trois résistances par spires envisageables en fonction des enroulements sont égales à :

- 3.99mΩ pour l'enroulement n°1 ;
- 4.62mΩ pour l'enroulement n°2 ;
- 5.24mΩ pour l'enroulement n°3.

Enfin, l'impédance inductive est plus délicate à calculer. En effet, l'inductance mise en jeu évolue en fonction de la position angulaire du rotor (section 4.2.2.2, Tableau 3. 5). Il s'agit ici de trouver une valeur moyenne représentative de cette inductance permettant d'approcher de façon satisfaisante les valeurs de courant de court-circuit. Pour comprendre la philosophie de calcul utilisée, un exemple d'estimation de l'inductance d'une spire est présenté à partir des mesures expérimentales effectuées à vingt-six spires en court-circuit, au beau milieu du bobinage. Dans ce cas, les valeurs relevées expérimentalement font état de :

$$\begin{aligned} V_{cc26} &= 30.70V \\ I_{cc26} &= 52.90A \end{aligned}$$

A partir de ces données expérimentales, il est possible de déterminer l'inductance moyenne d'une spire selon la méthode suivante. L'impédance régissant le défaut de court-circuit impliquant vingt-six spires peut être écrite :

$$Z_{cc26} = \frac{V_{cc26}}{I_{cc26}} = 580.3m\Omega$$

La valeur de la résistance à vingt-six spires, estimée en section 4.2.3, est égale à :

$$R_{cc26} = 122.9m\Omega$$

De ces deux valeurs peut être déduite l'impédance inductive pour vingt-six spires :

$$X_{L_{cc26}} = \sqrt{Z_{cc26}^2 - R_{cc26}^2} = 567.1m\Omega$$

Partant de cette valeur, l'inductance à 50Hz pour vingt-six spires est égale à :

$$L_{cc26} = \frac{X_{L_{cc26}}}{2\pi f} = 1.81mH$$

Enfin, en divisant par le carré du nombre de spires considéré, il est possible de déterminer l'inductance par spire :

$$L_{sp26} = \frac{L_{cc26}}{26^2} = 2.7\mu H$$

Bien entendu, la valeur obtenue n'est qu'une image moyenne de l'inductance d'une spire dans le cas de court-circuit correspondant. Cette valeur est en réalité alternative puisqu'il s'agit d'un alternateur à pôles saillants, et s'avère en outre dotée de multiples composantes harmoniques étant donné la forme d'onde non sinusoïdale du courant de court-circuit (section 4.2.5.3). Afin d'obtenir une vision plus globale de l'inductance par spire, le même processus est réitéré pour toutes les données expérimentales centrales, entre 16 et 32 spires, permettant de s'affranchir des effets délétères introduits par la résistance parasite pour les faibles nombres de spires ainsi que d'obtenir une impédance relativement correcte pour l'ensemble de la plage d'étude. Les résultats sont ensuite moyennés pour obtenir :

$$L_{sp} = 3.2\mu H$$

Il est intéressant de remarquer que cette valeur est inférieure à l'inductance d'axe inter-polaire de l'enroulement 1 calculée sous Flux2D en section 4.2.2.2 (3.84μH). Ce résultat peut traduire la présence de fuites plus importantes dans la machine réelle que celle prises en compte dans le modèle Flux2D, notamment au niveau des têtes de bobines. Il est également envisageable qu'une saturation des matériaux magnétiques, même faible, vienne apporter sa contribution dans l'écart observé.

Toutes les données du problème étant rassemblées, il est alors possible, à l'aide d'un simple tableur, de tracer l'évolution du courant de court-circuit pour chaque cas de nombre de spires  $x$  grâce à la loi d'Ohm :

$$I_{ccx} = \frac{V_{ccx}}{Z_{ccx}}$$

En considérant la tension de court-circuit  $V_{ccx}$  comme la force électromotrice présente aux bornes des spires avant fermeture du court-circuit,  $R_{ccx}$  la résistance pour un nombre de spires  $x$  et  $L_{ccx}$  leur inductance calculée sur la base de l'inductance par spire déterminée précédemment (3.2μH). Le résultat pour un courant d'excitation de 0.4A, mis en vis-à-vis des mesures expérimentales à ce même courant d'excitation, est donné Figure 3. 25. Les données sont extrapolées linéairement entre les points de mesure.

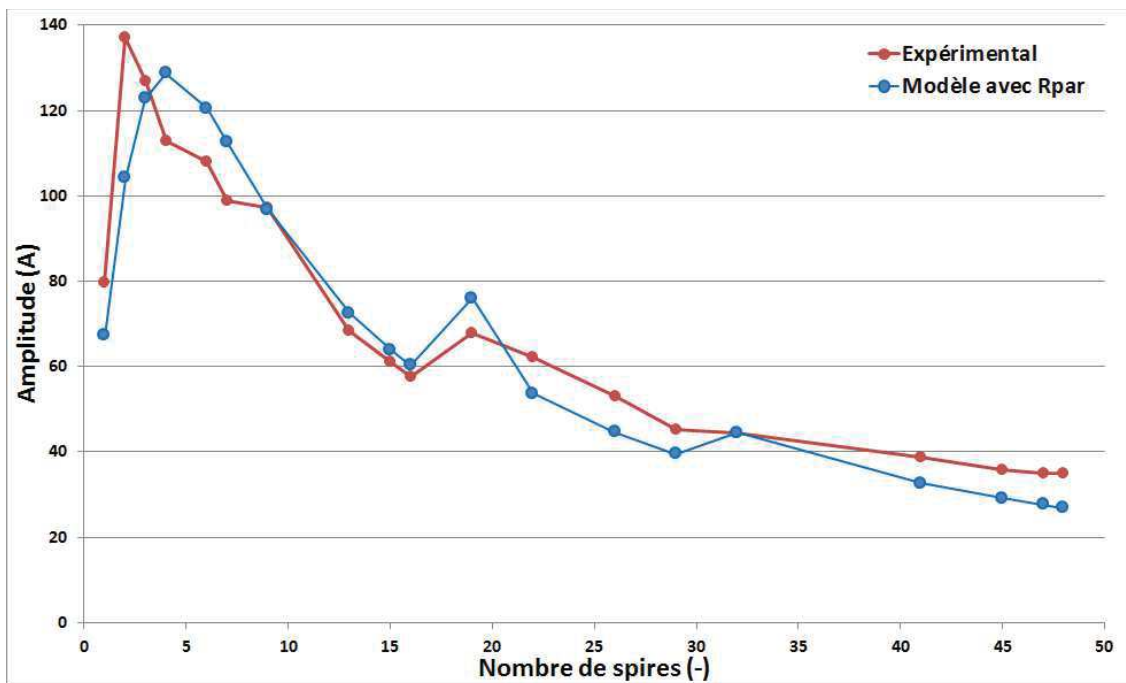


Figure 3. 25. Évolution du courant de court-circuit expérimental (rouge) et modélisé par la loi d'Ohm avec résistance parasite de 11mΩ (bleu) (fonctionnement à vide, excitation constante de 0.4A).

La grande cohérence des résultats permet de conclure que les défauts de court-circuit inter-spires, une fois stabilisés, semblent être régis par des lois relativement simples. Néanmoins, les mesures expérimentales et le modèle présenté Figure 3. 25 ne représentent pas réellement le courant de court-circuit susceptible de circuler dans les spires mises en jeu lorsque leur nombre est faible.

En effet, la résistance parasite, estimée à 11mΩ, « pollue » les mesures. Malheureusement, malgré de nombreux efforts entrepris lors de la réalisation des piquages intermédiaires et des mesures expérimentales pour diminuer la valeur de cette résistance, un résidu difficile à supprimer demeure et engendre des modifications drastiques de l'amplitude du courant de court-circuit dans le cas de faibles nombres de spires en défaut. Le modèle nouvellement créé permet de se faire une idée approchée du courant réel qui circulerait dans le cas de la mise en

place d'un court-circuit à faible nombre de spires, sans câbles ni connexions intermédiaires. La Figure 3. 36 présente en effet l'évolution du courant modélisé par loi d'Ohm en supprimant la résistance parasite de  $11\text{m}\Omega$ , et compare ces valeurs aux résultats expérimentaux et de simulation avec la résistance parasite.

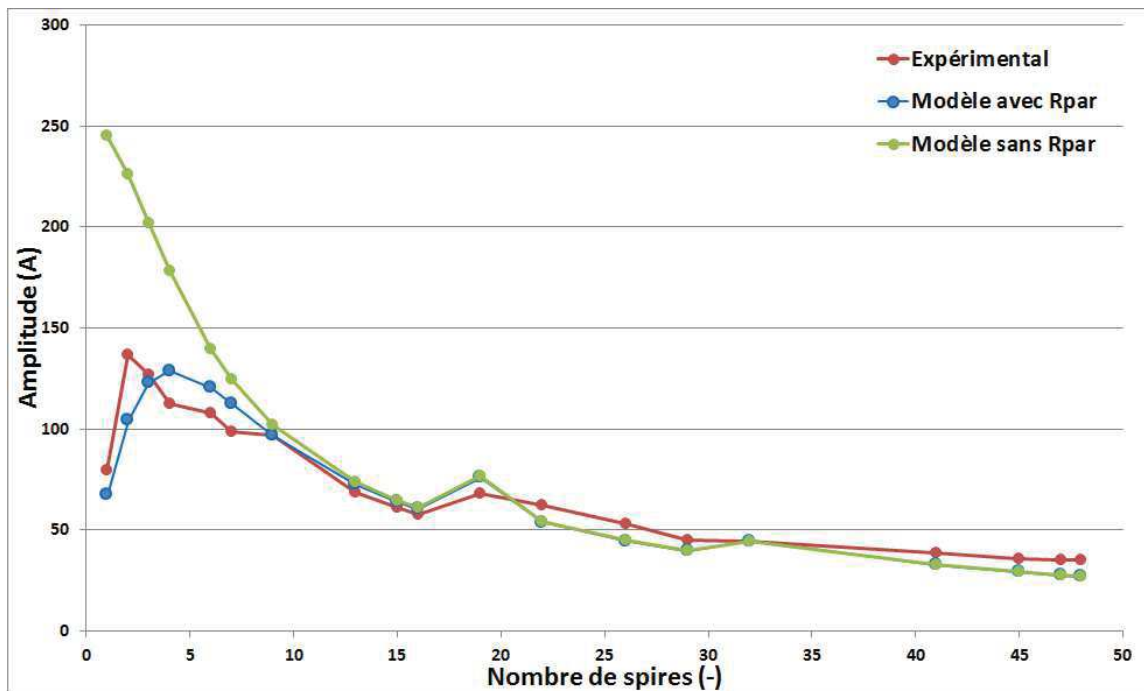


Figure 3. 26. Évolution de l'amplitude du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires dans les cas expérimentaux (rouge) et modélisés par la loi d'Ohm avec (bleu) et sans (vert) résistance parasite de  $11\text{m}\Omega$  (fonctionnement à vide, excitation constante de  $0.4\text{A}$ ).

L'évolution de l'amplitude sous la barre des dix spires est donc toute autre lorsque la résistance parasite de  $11\text{m}\Omega$  est supprimée et laisse entrevoir l'apparition de courants dépassant les  $200\text{A}$ . Cette estimation dénote la sévérité de tels défauts qui, s'ils surviennent, sont susceptibles de détruire les isolants par surchauffe en quelques secondes. En guise de comparaison, les conducteurs stator sont dimensionnés pour survivre à un courant égal à trois fois le courant nominal (soit  $120\text{A}$  pour cet alternateur) pendant dix secondes.

#### 4.2.5.3. Résultats issus du modèle Flux2D/Matlab défaillant

Le modèle précédemment développé, aussi élégant soit-il, ne permet pas une représentation fine des grandeurs électriques et se contente d'approcher, avec plus ou moins de réussite, les amplitudes du courant de court-circuit que nous sommes en droit d'attendre en fonction du nombre de spires, car il repose sur une hypothèse de flux sinusoïdal dans l'entrefer. Il a donc été considéré jusqu'à présent des grandeurs en valeurs efficaces qui ne sont véritablement exactes qu'en régime sinusoïdal. Or, le courant de court-circuit se développant dans les spires contient de nombreux harmoniques, notamment impaires. Pour preuve, la Figure 3. 27 expose un relevé du courant de court-circuit, accompagné de son spectre d'amplitude, se développant dans une spire en fonctionnement à vide et à un niveau d'excitation de  $0.4\text{A}$ .



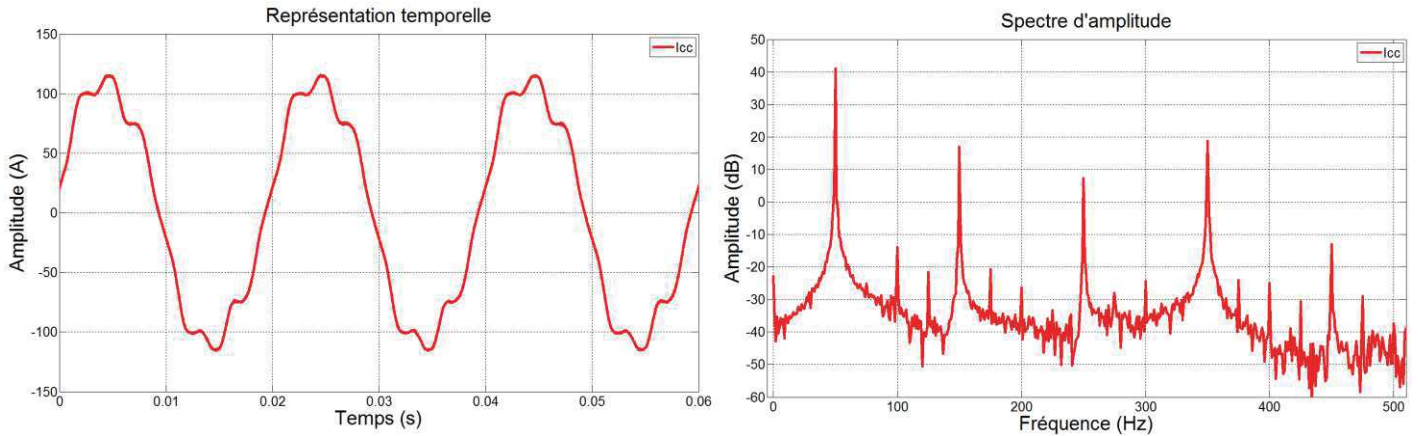


Figure 3. 27. Relevés expérimentaux temporel et fréquentiel du courant de court-circuit dans une spire en fonctionnement à vide et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Par conséquent, il serait nécessaire de décomposer les inductances conformément aux composantes harmoniques repérées dans le courant expérimental afin de tenir compte de leurs pulsations électriques respectives. L'impédance inductive serait alors égale à la somme des différentes contributions aux fréquences correspondantes, en prenant également soin de tenir compte de leurs déphasages respectifs :

$$X_{L_{cc}} = N_{CC}^2 \times (L_{1sp} \cos(\omega t) \omega + L_{3sp} \cos(3(\omega t + \varphi_3)) 3\omega + L_{5sp} \cos(5(\omega t + \varphi_5)) 5\omega + \dots)$$

avec  $L_{1sp}$ ,  $L_{3sp}$  et  $L_{5sp}$  les amplitudes respectives des inductances par spire aux rangs harmoniques 1, 3 et 5,  $\varphi_3$  et  $\varphi_5$  les déphasages des composantes harmoniques 3 et 5 par rapport au fondamental et  $N_{CC}$  le nombre de spires en court-circuit considéré.

Cette représentation plus précise est difficile à mettre en place car elle impose une connaissance exacte des différents apports harmoniques des inductances, chacune pouvant contribuer positivement ou négativement à l'amplitude globale en fonction de son déphasage par rapport au fondamental. Il est nécessaire, pour tenir compte de tous ces paramètres, de sortir du modèle en valeurs moyennes issu de la loi d'Ohm, modèle uniquement développé pour obtenir une première validation des résultats expérimentaux.

En revanche, la complexité harmonique non présente dans le modèle lié à la loi d'Ohm devrait se retrouver dans les résultats du modèle Flux2D/Matlab. En effet, ce dernier a été précisément élaboré en prenant soin de tenir compte des formes d'ondes exactes des inductances propres et mutuelles de l'alternateur. Par voie de conséquence, les harmoniques présents dans les inductances devraient venir enrichir les formes d'ondes des signaux électriques de façon à obtenir des résultats en adéquation avec les mesures expérimentales. Pour s'en convaincre, les Figure 3. 28 à Figure 3. 33 présentent respectivement les formes d'ondes et les spectres d'amplitude des principales grandeurs électriques présentes dans le système pour un court-circuit de vingt-six spires, c'est-à-dire les grandeurs courant d'excitation, courant de roue polaire, tension composée de sortie, force électromotrice du bobinage auxiliaire H1 et courant de court-circuit, chacune d'elle mise en vis-à-vis de leurs pendants expérimentaux. Pour des raisons de lisibilité, les spectres sont décalés de 4Hz et les déphasages de tous les tracés temporels ont été globalement fixés de façon à ce que les tensions composées de sortie U12 simulée et expérimentale soient en phase.

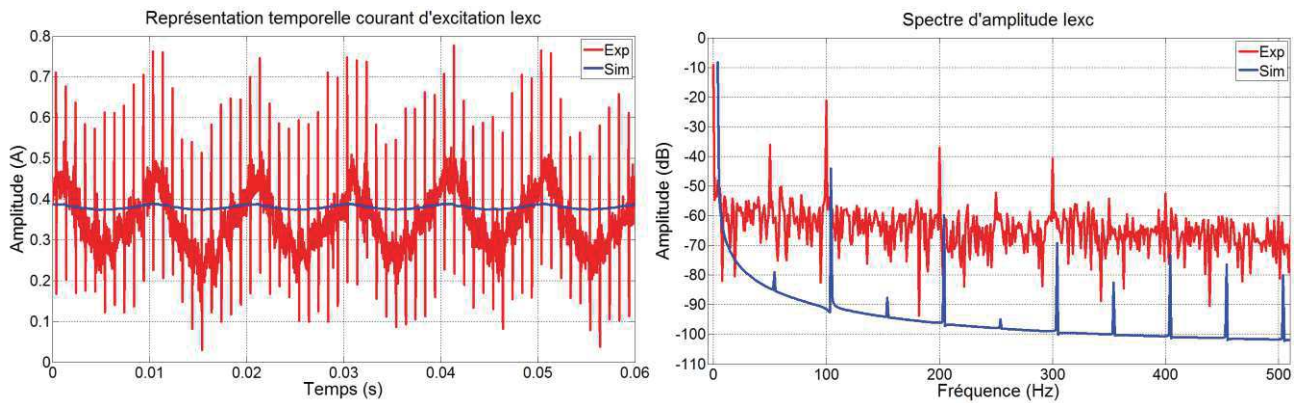


Figure 3. 28. Représentations temporelle et fréquentielle du courant d'excitation expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Les courants d'excitations simulé et expérimental de la Figure 3. 28 possèdent des valeurs efficaces très proches. Le bruit de mesure n'est évidemment pas présent dans la simulation, qui pêche également par un manque d'amplitude sur ses principaux harmoniques. Ces derniers sont néanmoins qualitativement bien représentés dans le spectre.

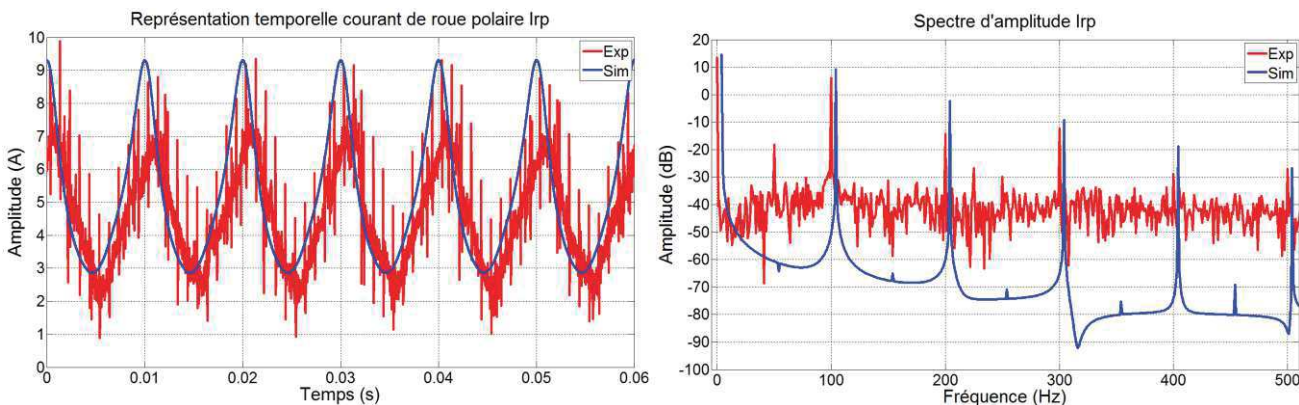


Figure 3. 29. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de roue polaire expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Les représentations temporelles de la Figure 3. 29 montrent une belle similarité des courants de roue polaire simulé et expérimental. Comme pour le courant d'excitation, l'amplitude simulée des principaux harmoniques est plus faible qu'en conditions expérimentales mais leur présence dans le spectre est rassurante vis-à-vis d'une utilisation pour le diagnostic de l'alternateur.

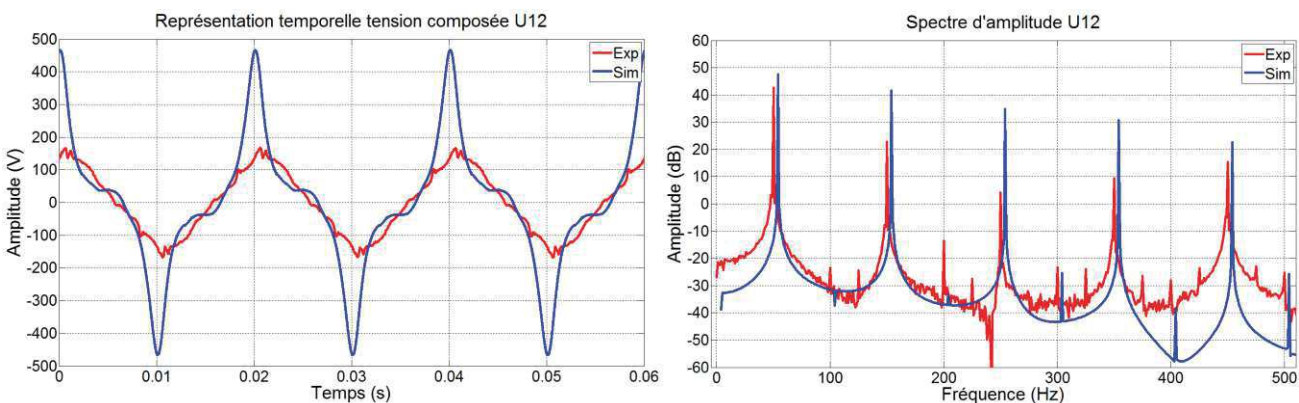


Figure 3. 30. Représentations temporelle et fréquentielle de la tension composée de sortie U12 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).



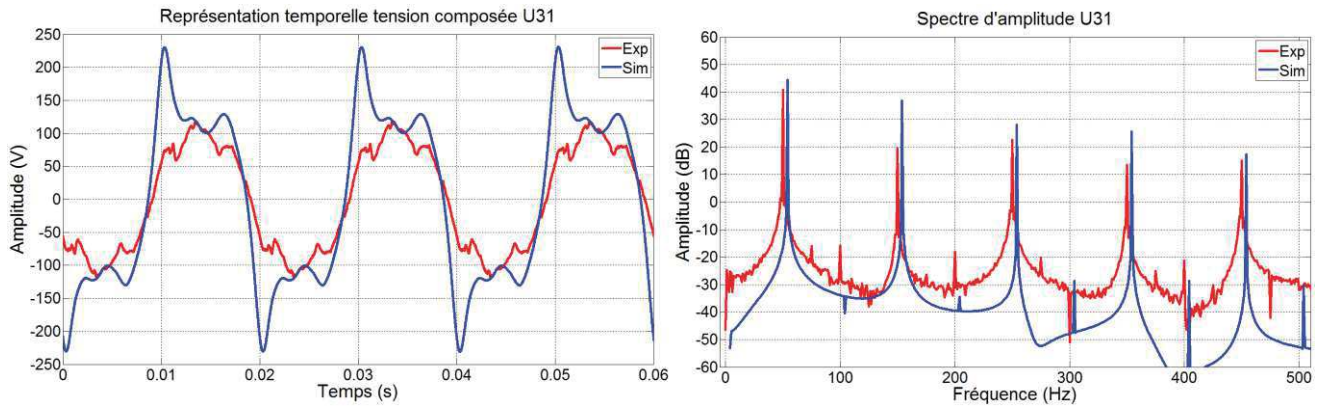


Figure 3. 31. Représentations temporelle et fréquentielle de la tension composée de sortie U31 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

La qualité du spectre simulé de la tension composée U12 de la Figure 3. 30 est indéniable vis-à-vis du spectre expérimental. La représentation temporelle pointe cependant une trop forte contribution harmonique qui engendre, en les combinant, des pics de tensions périodiques. Cette remarque est également valable, à un niveau moindre, pour la tension U31 (Figure 3. 31) qui intègre la phase 3 où a lieu le défaut de court-circuit.

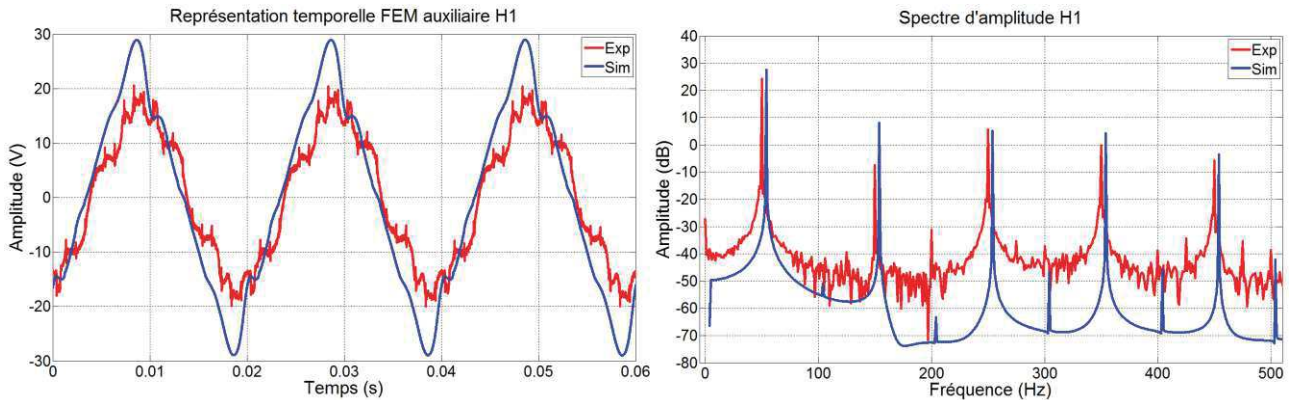


Figure 3. 32. Représentations temporelle et fréquentielle de la force électromotrice auxiliaire H1 expérimentale (rouge) et simulée avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Seule une contribution trop importante de l'harmonique à 150Hz de la force électromotrice auxiliaire H1 est à déplorer sur cette Figure 3. 32 qui présente par ailleurs une excellente cohérence des simulations avec les mesures expérimentales.

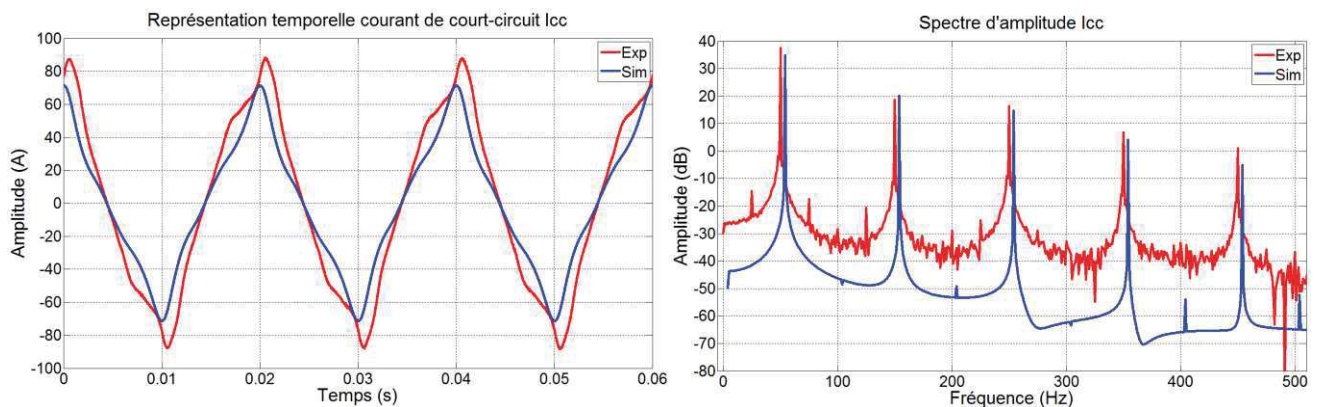


Figure 3. 33. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de court-circuit expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec vingt-six spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Enfin, la similarité des résultats est également très satisfaisante du côté du courant de court-circuit (Figure 3.33) qui offre un spectre simulé très proche de celui relevé lors de la campagne de validation expérimentale.

**Malgré l'hypothèse de linéarité introduite lors de la mise en œuvre du modèle, les résultats obtenus sont globalement très cohérents en formes d'ondes et en amplitude. Cela peut s'expliquer par le fonctionnement quasi-linéaire de l'alternateur à un niveau d'excitation aussi faible. De plus, les contenus harmoniques des grandeurs simulées sont très intéressants car ils reproduisent fidèlement les harmoniques présents dans les relevés expérimentaux. Cette caractéristique laisse entrevoir la possibilité de prévoir les évolutions harmoniques des différentes grandeurs en cas de défauts de court-circuit stator et ainsi de mettre en place une méthode de diagnostic fiable et efficace à partir des données simulées. Un léger bémol est à noter sur les tensions composées de sortie qui possèdent des niveaux d'harmonique impaires relativement élevés en simulation par rapport aux mesures expérimentales.**

Cet apport harmonique est également dépendant du type d'enroulement dans lequel se produit le court-circuit. En effet, la bobine est composée de trois enroulements de seize spires insérés dans des encoches séparés par quatre, six et huit pas dentaires. Cette disposition n'est pas anodine puisque qu'elle modifie le contenu spectral des courants induits dans les spires court-circuitées. Par exemple, les spires de l'enroulement à six pas dentaires étant en bobinage à pas 2/3, elles captent moins d'harmonique 3 que ses deux voisins. Ces caractéristiques sont présentées par la Figure 3.34. Cette dernière expose les résultats de trois simulations effectuées alternateur à vide et excité à 0.4A en considérant trois défauts de court-circuit de une spire chacun, mais appartenant respectivement au premier, au deuxième et au troisième type d'enroulement. Les trois spectres d'amplitude des courants de court-circuit sont également affichés pour comparer les contenus harmoniques.

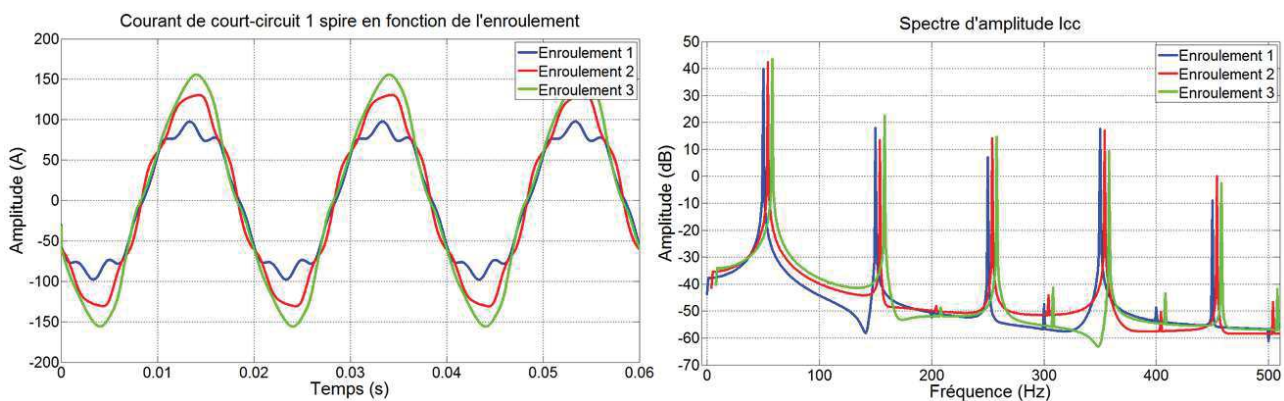


Figure 3.34. Résultats de simulations vis-à-vis de l'impact du type d'enroulement sur les formes d'ondes temporelles et les contenus spectraux des courants de court-circuit (cas d'une spire en court-circuit, alternateur à vide et excité à 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

**Comme attendu, un court-circuit d'une spire situé dans l'enroulement 3 engendre un courant fortement supérieur à un court-circuit du même type situé dans l'enroulement 1 (facteur 1.53) du fait de la plus grande quantité de flux qu'il est à même de capter. Bien qu'intervenant sur des composantes d'amplitudes plus faibles, la différence harmonique est tout de même notable pour l'harmonique 3 avec un apport plus faible dans le courant de l'enroulement 2 par rapport à l'enroulement 1 (facteur 2) et l'enroulement 3 (facteur 3).**

Par ailleurs, les résultats de simulation obtenus avec le modèle Flux2D/Matlab rendent également possible la caractérisation de l'évolution du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires, déjà touchée du doigt à l'aide du modèle basé sur la loi d'Ohm. Deux salves de simulations ont été lancées pour obtenir les valeurs de courant avec et sans présence de la résistance parasite de 11mΩ. Il est important de noter que les essais expérimentaux, tout comme les simulations, ont été effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement :

- Alternateur à vide (circuit ouvert en expérimental, résistance de 10kΩ en simulation) ;

- Niveau d'excitation de 0.4A en entrée de l'excitatrice ;
- Respect des topologies des spires en court-circuit.

La Figure 3. 35 expose les résultats obtenus.

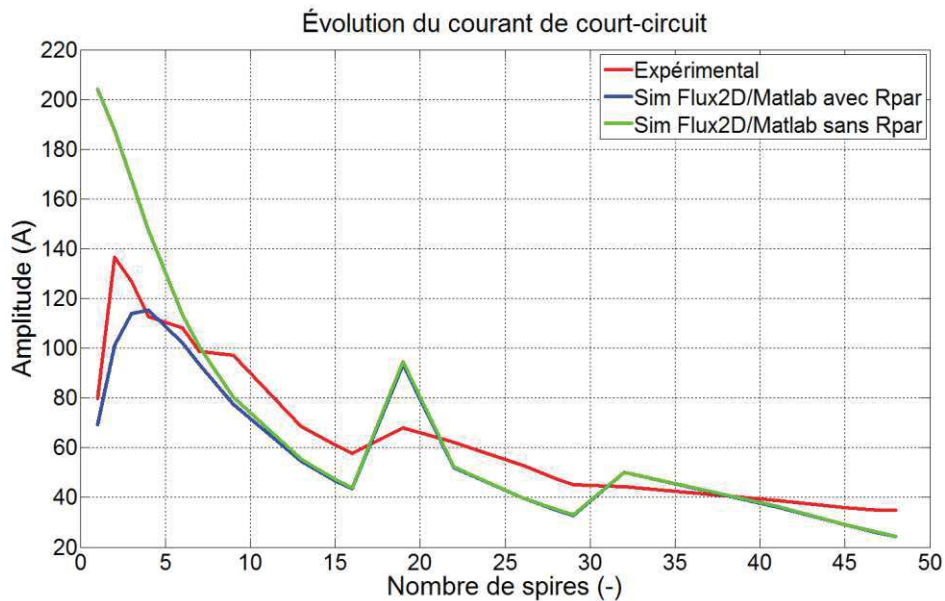


Figure 3. 35. Évolution du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires pour un alternateur à vide excité à 0.4A en expérimental (rouge) et en simulation avec (bleu) et sans (vert) intégration de la résistance parasite de 11mΩ.

La correspondance entre mesures expérimentales et simulation avec résistance parasite est frappante, notamment pour les faibles nombres de spires. En revanche, la surreprésentation des harmoniques impaires dans le courant de court-circuit se fait sentir dès que les spires de l'enroulement 3 sont utilisées (notamment sur le cas à dix-neuf spires en court-circuit). La Figure 3. 36 expose les courants de court-circuit à dix-neuf spires et met en lumière cette présence trop abondante d'harmoniques impaires, éventuellement due à une plus grande sensibilité de ces harmoniques aux effets de la saturation.

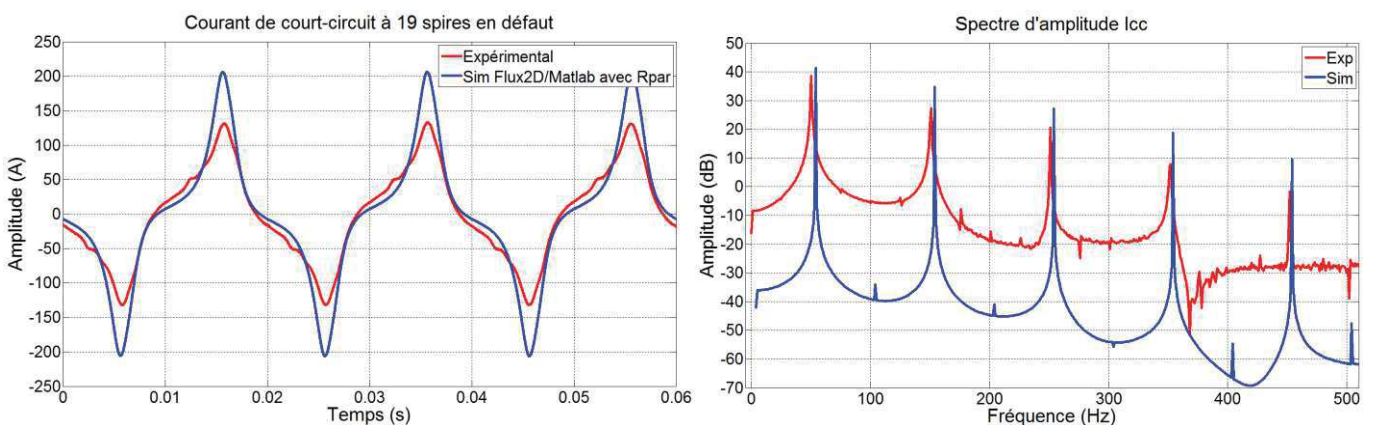


Figure 3. 36. Représentations temporelle et fréquentielle du courant de court-circuit expérimental (rouge) et simulé avec le modèle Flux2D/Matlab (bleu) pour un fonctionnement à vide avec dix-neuf spires en court-circuit et à un niveau d'excitation de 0.4A ( $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

En outre, la tendance présumée à l'aide du modèle simple basé sur la loi d'Ohm (section 4.2.5.2, Figure 3. 26) se confirme également avec le modèle plus précis Flux2D/Matlab. La résistance parasite joue



**un rôle prépondérant au niveau des faibles nombres de spires en court-circuit et tend à faire s’effondrer le courant de défaut. La suppression de cette résistance entraîne un courant de court-circuit nettement supérieur et dangereux pour l’alternateur. Les ordres de grandeurs pour une spire en court-circuit obtenus avec le modèle basé sur la loi d’Ohm (245A) et le modèle Flux2D/Matlab (206A) sont similaires et confirment la réponse supposée de l’alternateur à un court-circuit réel impliquant peu de spires. Ces considérations sont importantes dans l’optique du diagnostic.**

En résumé, le comportement global du courant de court-circuit peut être modélisé de façon satisfaisante en considérant uniquement l’impédance de court-circuit mise en jeu au travers d’une simple loi d’Ohm. Cette modélisation n’apporte néanmoins qu’un ordre de grandeur et une modélisation plus fine est nécessaire pour tenir compte des « vicissitudes » harmoniques apportées par les différents types d’enroulements dans la machine. Des recherches plus poussées seraient ici nécessaires si une amélioration des amplitudes des harmoniques en simulation est souhaitée et, par là même, une amélioration des représentations temporelles. Néanmoins, l’objectif premier de ce modèle, à savoir une représentation spectrale qualitativement cohérente des signaux électriques de l’alternateur, est rempli. Par ailleurs, la résistance parasite inhérente aux essais sur site joue également un rôle prépondérant et permet d’expliquer les résultats expérimentaux originaux et surprenants obtenus pour les faibles nombres de spires en court-circuit. En effet, dans ces cas de défaut, la valeur de la résistance parasite est sensiblement égale à celle de l’impédance des spires. L’effet de cette résistance devient négligeable lorsque le nombre de spires est assez grand et que, par conséquent, la résistance introduite par les spires mises en jeu est grande devant la résistance parasite. Fort de ces considérations et de la validation du modèle Flux2D/Matlab défaillant, il est possible d’envisager sereinement la recherche d’un diagnostic fiable vis-à-vis des défauts de court-circuit inter-spires stator.

## **5. Mise en place d’une méthode de diagnostic des défauts de court-circuit inter-spires stator**

Cette cinquième section s’attache à rendre compte du travail prospectif mené sur le volet diagnostic de la présente thèse. Il a permis de commencer à mettre en lumière différents indicateurs dans les signaux électriques de l’alternateur traduisant de la survenue d’un défaut de type court-circuit inter-spires stator. Ces indicateurs ont été caractérisés en fonction de différents facteurs d’influence (courant d’excitation, présence ou absence de charge électrique de sortie, nombre de spires) dont les résultats sont présentés et analysés, dans le but d’ étoffer les connaissances jusqu’ici maigres pour les alternateurs à diodes tournantes.

### **5.1. Recherche d’indicateurs de défaut**

La première étape propre à la mise en place d’un diagnostic consiste à définir des indicateurs représentatifs de la défaillance étudiée. Comme présenté au chapitre I, les indicateurs de défauts peuvent prendre des formes diverses et variées (composantes harmoniques, caractéristiques électriques, paramètres de modèle). Face aux efforts déployés pour obtenir une modélisation satisfaisante de l’alternateur, le côté diagnostic de ce travail de thèse n’a pu être mené aussi loin que souhaité et s’est limité à l’identification de composantes harmoniques sensibles à l’apparition des défauts de court-circuit. Une amélioration du diagnostic par fusion d’indicateurs est néanmoins envisagée lors de recherches ultérieures, qui constituent une part des perspectives de ce travail.

Trois grandeurs électriques issues de l’alternateur ont été étudiées avec attention en vue de la caractérisation des indicateurs : le courant d’excitation de l’excitatrice, les tensions composées de sortie et la force électromotrice H1 de l’enroulement auxiliaire AREP. Ce choix offre plusieurs avantages non négligeables en vue d’une future implantation industrielle :

- Ces grandeurs électriques sont directement accessibles et mesurables puisque circulant dans des bobinages fixes au stator de l’excitatrice ou de l’alternateur ;



- Le courant d'excitation et les tensions de sortie sont des grandeurs déjà mesurées, qui sont utilisées pour la régulation de tension de la sortie de l'alternateur, nul besoin donc, de capteurs supplémentaires ;
- Les tensions composées de sortie, contrairement aux courants de lignes, sont susceptibles de donner un indice sur l'état de santé de la machine dans tous les cas de fonctionnement, y compris à vide, qui est un cas potentiellement fréquent lors du démarrage de l'installation le matin par exemple ;
- La définition puis l'utilisation de plusieurs indicateurs est un atout non négligeable pour une meilleure discrimination des défauts, en vue d'une mise en place d'un diagnostic global de l'alternateur.

Les Figure 3. 37 à Figure 3. 40 présentent les spectres d'amplitude de ces grandeurs en fonction du nombre de spires introduites dans le court-circuit. De façon analogue aux mesures expérimentales, l'ensemble des simulations a été effectué à courant d'excitation constant égal à 0.4A, avec un alternateur à vide et en présence d'une résistance parasite supplémentaire de 11mΩ dans la boucle de court-circuit, relative à l'insertion des piquages intermédiaires dans la bobine stator. Le choix du courant d'excitation est lié à la disponibilité des relevés expérimentaux sur toute la plage des nombres de spires envisageable, ainsi qu'à la meilleure qualité de ces relevés comparée à ceux obtenus pour un courant d'excitation de 0.5A. En effet, ces mesures, bien qu'également disponibles sur toute la plage de nombres de spires, ont été écourtées à leur strict minimum à cause des courants très importants se développant dans certains cas à faibles nombres de spires. Le régime transitoire de l'installation du courant de court-circuit a ainsi pu impacter quelque peu la précision des mesures effectuées à ce niveau d'excitation.

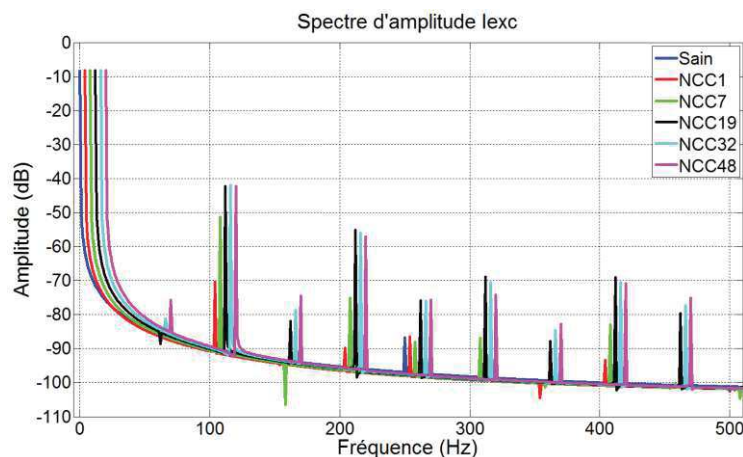


Figure 3. 37. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab du courant d'excitation en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{cch} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

La Figure 3. 37 met en lumière une augmentation de l'amplitude des harmoniques multiples du 100Hz avec la progression de la gravité du défaut. Néanmoins, certaines raies passent par un maximum avant de stagner (100Hz) voire même de diminuer (200Hz, 300Hz, 400Hz) lorsque le nombre de spires en court-circuit devient trop important. Ce phénomène peut éventuellement être causé par le conflit entre nombre de spires engagées et amplitude du courant de court-circuit, conflit représenté par les Ampères-tours mis en jeu dans le défaut (Figure 3. 45).

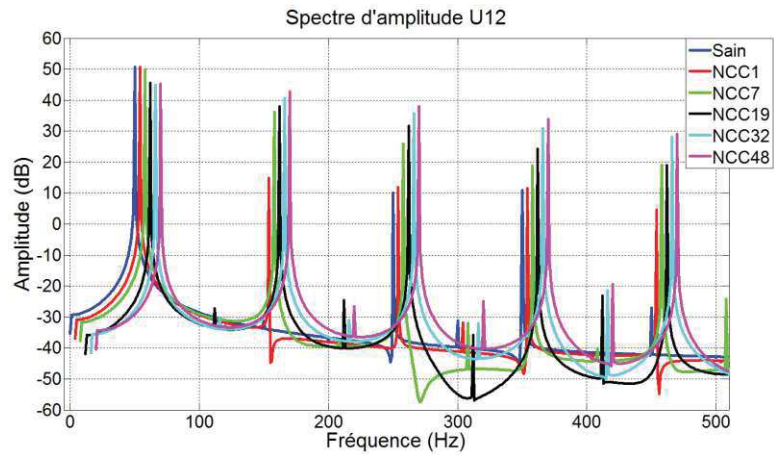


Figure 3. 38. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2 en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

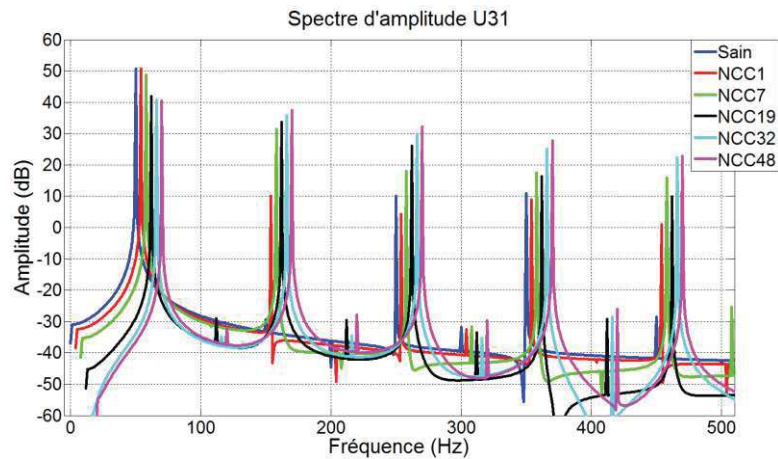


Figure 3. 39. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la tension composée de sortie entre les phases 3 et 1 en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

Les évolutions des spectres des Figure 3. 38 et Figure 3. 39 sont globalement similaires avec une augmentation commune des amplitudes des harmoniques en fonction de la gravité du défaut. Certaines raies non présentes en régime sain apparaissent avec l'occurrence de la défaillance (150Hz, 450Hz).

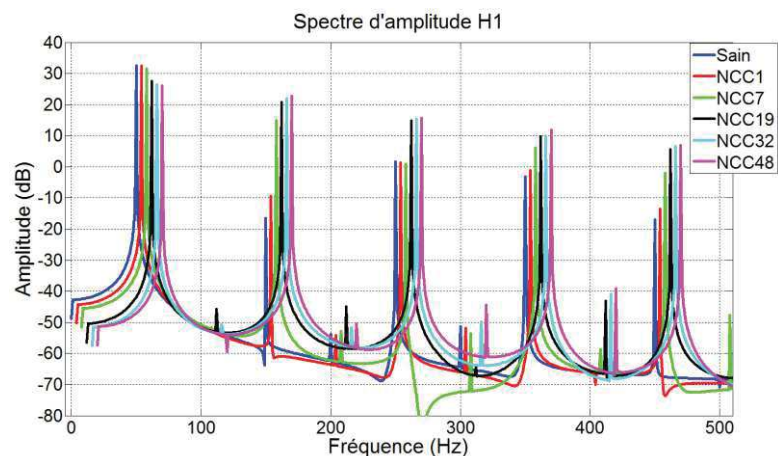


Figure 3. 40. Spectre d'amplitude simulé à l'aide du modèle Flux2D/Matlab de la force électromotrice H1 en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

La force électromotrice H1 est impactée de manière analogue aux tensions composées lors de l'apparition d'un court-circuit stator (Figure 3. 40). Les harmoniques impaires voient leur amplitude croître avec le nombre de spires impliquées, croissance atténuée lorsque ce nombre devient trop important.

Il ressort de ces figures la possibilité de dégager plusieurs indicateurs sensibles aux défauts de court-circuit. En effet, de nombreuses composantes harmoniques évoluent à la hausse en fonction de la gravité du défaut introduit dans la bobine stator. Cette hausse est accompagnée, hormis pour le courant d'excitation fixé, d'une baisse généralisée des amplitudes des raies aux fréquences fondamentales des signaux électriques. Les indicateurs ont été choisis de manière à être le plus en adéquation possible avec les trois critères suivants :

- Écart le plus important possible entre les amplitudes de l'indicateur en fonctionnement sain et en fonctionnement défaillant dans le pire cas (une unique spire en court-circuit);
- Indicateurs représentés par des harmoniques de rangs les plus faibles possibles permettant de traiter des grandeurs d'amplitudes relativement importantes, garantes d'une détection convenable y compris avec des moyens de mesures moins perfectionnés que le Nicolet Vision, dans le cas de capteurs à bande passante plus faible par exemple ;
- Indicateurs avec une bonne sensibilité au nombre de spires impliquées dans le défaut, c'est-à-dire susceptibles de renseigner sur la gravité de l'anomalie.

De l'observation des spectres d'amplitude des Figure 3. 37 à Figure 3. 40, il ressort la possibilité de détecter les défauts de court-circuit inter-spores stator par les indicateurs suivants :

- **La composante harmonique à 100Hz du courant d'excitation (Figure 3. 37), absente dans le cas sain et augmentant nettement avec l'apparition d'un court-circuit. Il est néanmoins utile de noter que les amplitudes considérées sont très faibles et pourraient entraîner des difficultés de mesures avec des appareils industriels (voir Tableau 3. 9) ;**
- **L'harmonique à 150Hz des tensions composées de sortie (Figure 3. 38 et Figure 3. 39) réagit de façon très intéressante. Sa très faible amplitude en sain est immédiatement exacerbée dès l'apparition d'un court-circuit. Les amplitudes sont ici plus importantes et laissent entrevoir un espoir quant à une détection efficace du défaut ;**
- **Enfin, la composante également à 150Hz de la force électromotrice auxiliaire H1 (Figure 3. 40) évolue de manière notable avec l'occurrence d'un court-circuit. Cependant, l'augmentation de son amplitude est moins franche que celle observée dans les tensions composées pour un court-circuit d'une seule spire.**

Fort heureusement, les remarques émises vis-à-vis des résultats de simulation se retrouvent dans les relevés expérimentaux obtenus sur l'alternateur réel dans des conditions de fonctionnement équivalentes (alternateur à vide et excitation de 0.4A). En guise de comparaison, les Figure 3. 41 à Figure 3. 44 présentent les mêmes grandeurs électriques et les mêmes cas de défaut que les simulations des Figure 3. 37 à Figure 3. 40.

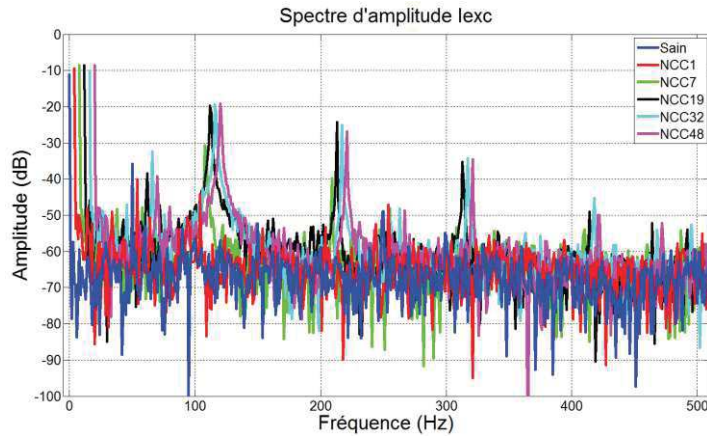


Figure 3. 41. Spectre d'amplitude expérimental du courant d'excitation en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

Le spectre expérimental du courant d'excitation (Figure 3. 41) fait ressortir les mêmes composantes harmoniques que celles observées lors des simulations (Figure 3. 37), à savoir les raies paires multiples du 100Hz. Malgré le niveau de bruit élevé et la faiblesse du courant d'excitation (0.4A), les quatre premières composantes deviennent nettement visibles lorsque le défaut est suffisamment important (7 spires). La stagnation et la décroissance des amplitudes lorsque le nombre de spires engagées devient trop important peuvent également être observées sur cette Figure 3. 41.

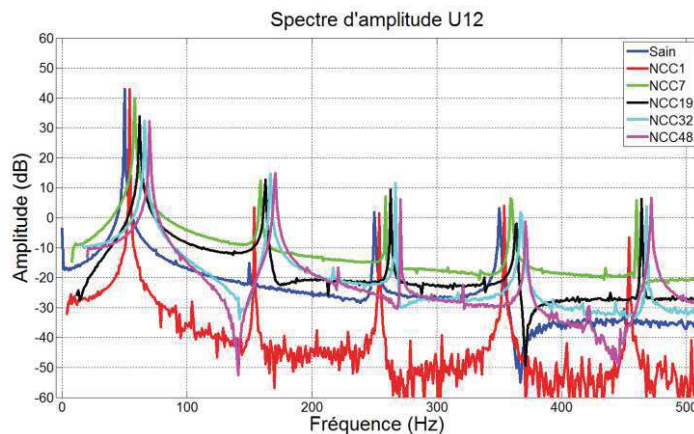


Figure 3. 42. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2 en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).

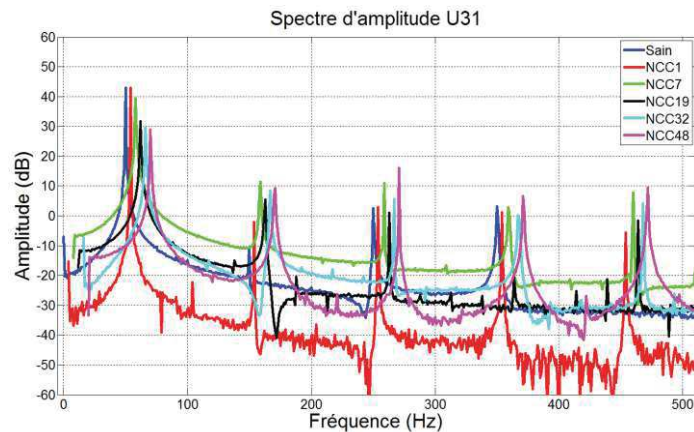


Figure 3. 43. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie entre les phases 3 et 1 en fonction du nombre de spires en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectres décalés artificiellement).



Les Figure 3. 42 et Figure 3. 43 exposent le fort potentiel des tensions composées vis-à-vis du diagnostic des défauts de court-circuit. En effet, leur faible niveau de bruit accolé à l'apparition de nouvelles composantes harmoniques lors de l'apparition des défauts (150Hz et 450Hz) en font de sérieuses candidates pour la mise en place d'une détection efficace. Les tendances d'évolution des amplitudes suivent, en moyenne, celles observées en simulation (Figure 3. 38 et Figure 3. 39).

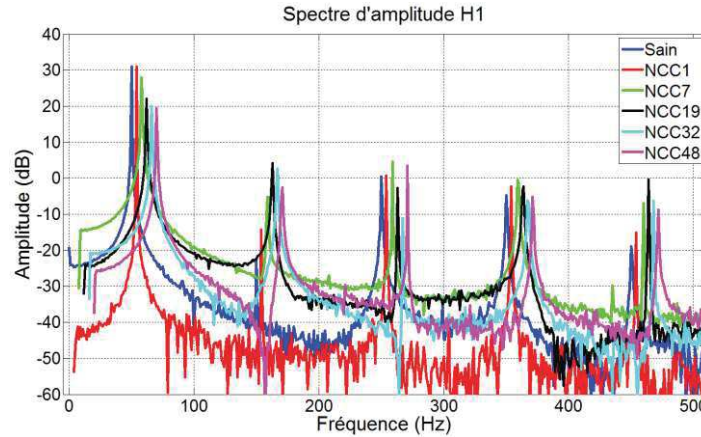


Figure 3. 44. Spectre d'amplitude expérimental de la force électromotrice H1 en fonction du nombre de spires court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Enfin, la tendance notée en simulation (Figure 3. 40) se retrouve également dans le spectre expérimental de la force électromotrice auxiliaire H1 (Figure 3. 44). Même l'évolution perturbée de la raie à 250Hz est pressentie par le modèle avec une stagnation des amplitudes pour les premiers cas de défauts. Cependant, le faible niveau d'excitation n'est pas avantageux pour la détection et les faibles amplitudes des harmoniques se retrouvent d'avantage en proie aux perturbations, ce qui peut en partie expliquer leur évolution parfois chaotique.

Il est donc clair que les tendances observées en simulation se retrouvent, aux aléas expérimentaux près, dans les mesures réalisées sur l'alternateur réel. Il est en outre intéressant de noter la meilleure sensibilité de l'indicateur à 150Hz issu des tensions composées lorsque ce dernier est mesuré sur la tension entre les deux phases non touchées par le défaut (phase 1 et 2 en l'occurrence). Cette caractéristique en fait un atout supplémentaire pour la détection du défaut puisqu'il pourrait permettre de renseigner sur la phase dans laquelle il s'est immiscé.

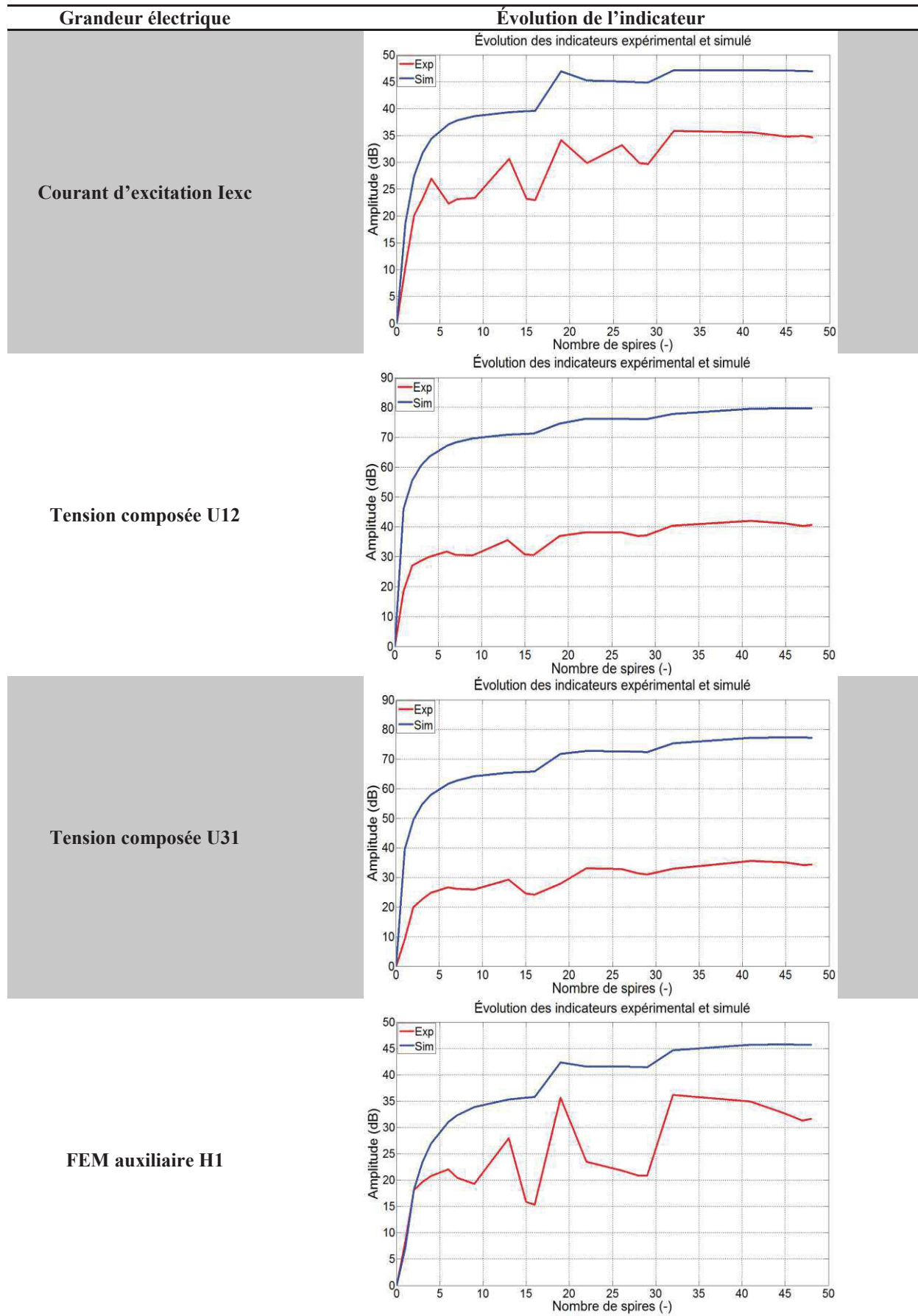
En tenant compte des évolutions simultanées des harmoniques de défaut et des raies fondamentales des différents signaux électriques, il a été décidé la mise en place d'indicateurs normalisés permettant d'évaluer et de comparer les évolutions réelles et simulées des harmoniques repérés comme intéressants pour le diagnostic en fonction du nombre de spires impliquées dans le court-circuit. L'expression générale de l'indicateur est donnée dans la formule (3.6).

$$i = \left| \left( x_{f_{fondamentale}} \right)_{dB} - \left( x_{f_{défaut}} \right)_{dB} \right| \quad (3.6)$$

avec  $x_{f_{fondamentale}}$  et  $x_{f_{défaut}}$  les amplitudes des raies à la fréquence fondamentale et à la fréquence du défaut du signal considéré.

Il est alors possible de tracer l'évolution des indicateurs respectifs à chaque signal électrique en fonction du nombre de spires, et ce avec les signaux issus du modèle Flux2D/Matlab défaillant et des relevés expérimentaux. Le Tableau 3. 8 regroupe les valeurs chiffrées des fréquences utilisées pour le calcul des indicateurs pour chaque signal et expose les graphiques relatifs à leur évolution en fonction du nombre de spires du court-circuit. Les références utilisées pour les calculs de l'indicateur sont la composante continue du courant d'excitation et les composantes fondamentales à 50Hz pour les tensions composées de sortie et la force électromotrice H1.

Tableau 3. 8. Évolution des indicateurs de court-circuit inter-spires stator.





La correspondance entre résultats de simulation et essais expérimentaux est satisfaisante, validant de nouveau la réponse qualitative du modèle Flux2D/Matlab aux défauts de court-circuit inter-spires stator. A un décalage près, les tendances sont les mêmes, les écarts entre les régimes sains et défaillants sont significatifs. Ces résultats démontrent la capacité du modèle à prévoir les tendances d'évolution des différentes composantes harmoniques des signaux électriques de l'alternateur, but initialement recherché lors de la mise en œuvre du processus de modélisation.

Aussi bien au niveau des simulations que des relevés expérimentaux, l'évolution de l'amplitude des raies spectrales en fonction du nombre de spires semble contrarier l'évolution de l'amplitude du courant de court-circuit. En effet, plus le nombre de spires mises en jeu est important, plus le courant est faible, mais plus les indicateurs sont grands. L'effet inverse peut être observé lorsque le nombre de spires diminue. Ce phénomène est explicable par l'augmentation des Ampères-Tours mis en jeu dans le défaut avec l'augmentation du nombre de spires. Une multiplication par dix du nombre de spires n'introduit effectivement pas une division par dix du courant de court-circuit. Il s'en suit qu'un plus grand nombre d'Ampères-Tours est impliqué lors de court-circuit à grands nombres de spires et, par là même, un plus grand déséquilibre présent dans le champ magnétique d'entrefer qui se répercute sur les grandeurs électriques du système. Pour s'en convaincre, la Figure 3. 45 expose l'évolution des Ampères-Tours mis en jeu dans le court-circuit pour un courant d'excitation de 0.4A et un alternateur à vide.

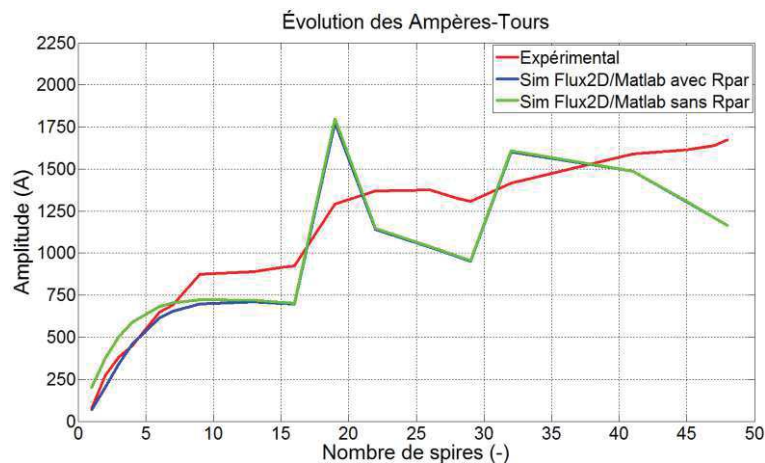


Figure 3. 45. Évolution des Ampères-Tours mis en jeu dans le court-circuit en fonction du nombre de spires.

L'évolution des Ampères-Tours observée Figure 3. 45 se révèle proche de l'évolution de l'amplitude des indicateurs du Tableau 3. 8. Une forte augmentation des Ampères-Tours pour des nombres de spires inférieurs à dix correspond à la forte augmentation des indicateurs pour ces mêmes cas de défaut. La croissance moins prononcée qui suit pour les nombres de spires supérieurs à dix fait également référence à l'aplatissement des courbes des indicateurs. Qui plus est, la faible différence au niveau des Ampères-Tours observée sur la Figure 3. 45 entre les cas avec et sans résistance parasite ne laissent pas augurer une forte augmentation de l'amplitude des indicateurs pour les faibles nombres de spires.

La Figure 3. 46 expose les formes d'ondes des trois tensions composées de sortie relatives aux cas à une et quarante-huit spires en court-circuit dans des conditions de fonctionnement de l'alternateur équivalentes (à vide, excitation 0.4A). Elle met ainsi en lumière l'impact du nombre d'Ampères-Tours du défaut dans le déséquilibre engendré au niveau des tensions de phase, impact d'autant plus important que le nombre d'Ampères-Tours en jeu est grand.

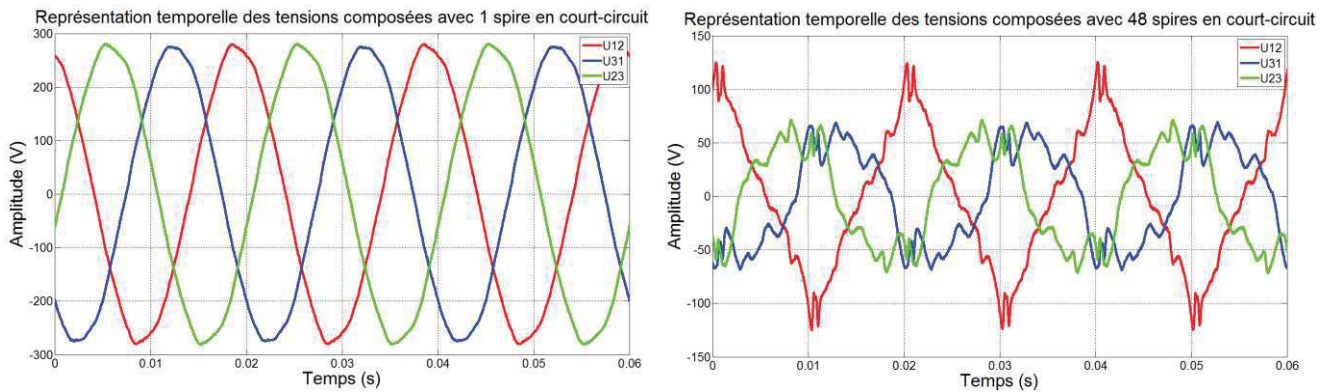


Figure 3. 46. Modification des formes d'ondes des tensions composées de sortie de l'alternateur en fonction du nombre de spires impliquées dans le court-circuit (mesures expérimentales avec alternateur à vide et excitation 0.4A).

L'échelle logarithmique est un formidable moyen d'afficher les spectres grâce à sa propension à diminuer les écarts d'amplitudes parfois très forts entre les composantes fondamentale et harmoniques. Son avantage se révèle néanmoins trompeur lorsqu'il s'agit de raies de faibles amplitudes en échelle linéaire, qui se retrouvent dilatées en échelle logarithmique. Il est nécessaire, pour ces composantes de faibles amplitudes, de déterminer la résolution requise pour détecter le différentiel entre la raie en cas sain et en cas défaillant. Cette étude permet de déterminer la faisabilité du diagnostic en fonction de la précision des capteurs ou des chaînes d'acquisition numériques. Si les raies fondamentales sont moins soumises à ce problème du fait de leurs grandes amplitudes, ce n'est pas le cas des harmoniques dont l'évolution est régie par le défaut. Ainsi, la Figure 3. 47 présente l'évolution linéaire de la composante harmonique à 150Hz de la tension composée entre les phases 1 et 2 en fonction du nombre de spires impliquées dans le court-circuit (fonctionnement de l'alternateur à vide et à excitation 0.4A).

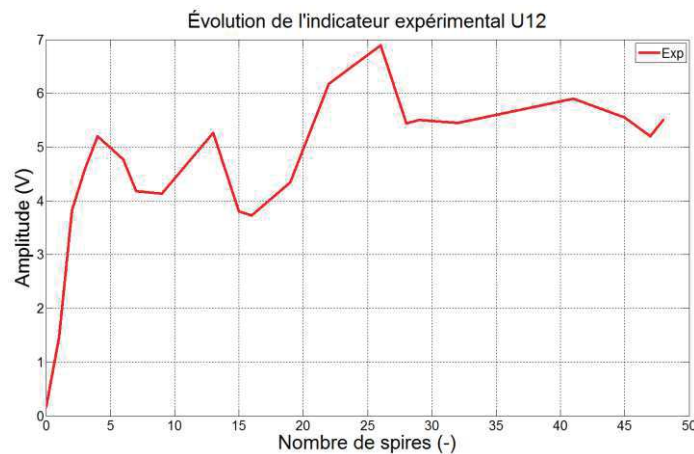


Figure 3. 47. Évolution en échelle linéaire de la composante harmonique à 150Hz de la tension composée entre les phases 1 et 2 de l'alternateur (fonctionnement à vide, excitation 0.4A,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

Une évolution maximale de l'ordre de 6 Volts peut être observée pour des nombres de spires importants, supérieurs à vingt. Le pire cas de détection se situe pour une seule spire en court-circuit qui, n'introduisant qu'un déséquilibre faible dans l'alternateur, n'a également que peu d'impact sur le contenu harmonique des signaux électriques. Le Tableau 3. 9 présente l'amplitude des composantes harmoniques expérimentales et simulées relatives à la détection des défauts pour chaque signal électrique, entre un cas sain et un cas avec une seule spire défaillante.

Tableau 3. 9. Différence d'amplitude des harmoniques de détection expérimentaux et simulés entre les cas sain et avec une spire en court-circuit (alternateur à vide, excitation 0.4A).

Grandeur électrique	Origine	Indicateur	Amplitude sain	Amplitude défaut 1 spire
<b>Courant d'excitation I<sub>exc</sub></b>	Expérimental	100Hz	1.5mA	6.2mA
	Simulation	100Hz	34μA	299μA
<b>Tension composée U12</b>	Expérimental	150Hz	0.175V	1.467V
	Simulation	150Hz	0.027V	5.717V
<b>Tension composée U31</b>	Expérimental	150Hz	0.279V	0.783V
	Simulation	150Hz	0.034V	3.176V
<b>FEM auxiliaire H1</b>	Expérimental	150Hz	74mV	193mV
	Simulation	150Hz	149mV	293mV

Une première étude sur la dispersion des mesures peut être trouvée en Annexe A.2.

Ces résultats montrent la nécessité de disposer d'un matériel de mesure relativement performant pour détecter les faibles amplitudes et les faibles évolutions des indicateurs lors de l'apparition d'un défaut qui n'engendre pas un fort déséquilibre dans l'alternateur, tel que pour une spire en court-circuit. **Néanmoins, l'indicateur issu de la tension composée excluant la phase en défaut laisse entrevoir la possibilité de détecter le plus petit défaut de façon relativement simple puisqu'une différence de plus de 1V est mesurée entre le cas sain et défaillant. En guise d'exemple, un convertisseur analogique-numérique de douze bits serait suffisant pour atteindre la résolution nécessaire à la détection.** En effet, en considérant un codage sur une plage de deux fois 530V (alternances positives et négatives), la résolution correspondante est égale à :

$$\Delta V = \frac{2 \times 530}{2^{12}} = 259mV$$

Les évolutions des composantes harmoniques simulées suivent de façon qualitative l'augmentation d'amplitude de chacun des indicateurs expérimentaux. Néanmoins, étant donné les écarts quantitatifs qu'elles possèdent avec les mesures expérimentales, les valeurs simulées ne permettent pas de raisonner sur le niveau de résolution nécessaire à la détection.

## 5.2. Détection de défauts de court-circuit naissants

Les courants importants se développant dans les spires en court-circuit laissent à penser qu'une détection plus amont serait nécessaire en vue de protéger la machine d'une destruction rapide. Dans cette optique, un processus permettant de simuler le développement de défauts naissants a été mis en place expérimentalement. Il s'agit de l'utilisation d'un ancien stator ouvert (sans rotor) avec présence de piquages intermédiaires. L'utilisation des différents nombres de spires à disposition permet de reproduire diverses valeurs de résistances à la fois faibles et suffisamment robustes pour supporter les forts courants de court-circuit. De plus, le rotor n'étant pas présent dans l'alésage, les inductances se limitent aux inductances de fuites et peuvent par conséquent être négligées, d'après l'étude exposée en section 4.2.2. Les résistances disponibles grâce aux piquages intermédiaires sont décrites dans le Tableau 3. 10.

Tableau 3. 10. Valeurs des résistances obtenues avec un stator ouvert de LSA 423 VS2 en fonction du nombre de spires utilisé.

Nombre de spires	Résistance
<b>Phase complète (2x2 bobines de 48 spires en parallèle)</b>	519.6 mΩ
<b>Demi-phase (2x2 bobines de 48 spires en parallèle)</b>	261.9 mΩ
47	138.1 mΩ
7	43.88 mΩ
4	30.64 mΩ
1	21.20 mΩ

Ces résistances ont permis d'évaluer la réponse des indicateurs à des défauts de court-circuit considérés comme naissants en fonction du nombre de spires, c'est-à-dire à des défauts pour lesquels l'isolant n'est pas encore totalement dégradé et ne laisse passer qu'une fraction du courant de court-circuit total. Étant donné la diminution des courants de court-circuit lors de l'introduction de résistances, il a été décidé de mener ces essais toujours en fonctionnement à vide mais à un niveau d'excitation supérieur, correspondant au courant nominal d'excitation à vide (0.8A). L'évolution des courants de court-circuit en fonction de la résistance introduite et de la topologie du court-circuit est présentée Figure 3. 48.

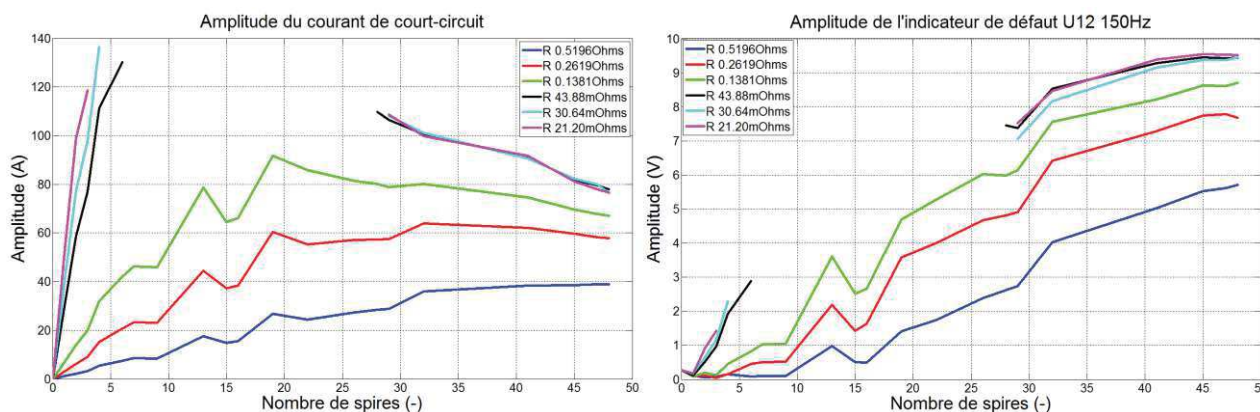


Figure 3. 48. Évolutions expérimentales des amplitudes de la composante à 150Hz de la tension composée U12 et du courant de court-circuit en fonction du nombre de spires impliquées dans le défaut et des valeurs des résistances insérées dans la boucle de court-circuit (alternateur à vide, niveau d'excitation de 0.8A).

La Figure 3. 48 permet de visualiser deux phénomènes complémentaires. Premièrement, une diminution de la résistance de court-circuit introduite dans la boucle engendre une augmentation du courant de court-circuit. En effet, plus la résistance est faible, plus les courbes se déplacent vers des amplitudes de courant fortes avec l'apparition d'un pic de courant lorsque l'impédance de court-circuit et résistance parasite sont du même ordre de grandeur. En parallèle, plus la résistance introduite est forte, plus l'espoir de détecter un court-circuit de faible nombre de spires s'effrite. En effet, la diminution du courant de court-circuit repousse l'augmentation du déséquilibre dans la machine vers les forts nombres de spires et diminue la possibilité de détecter un changement de fonctionnement dans les signaux électriques. Pour preuve de ces hypothèses, le Tableau 3. 11 expose, pour chaque valeur de résistance de court-circuit, le nombre de spires à partir duquel le défaut serait détectable à l'aide de la composante à 150Hz de la tension composée de sortie U12. La valeur maximale mesurée de l'indicateur de défaut en régime sain pour une excitation de 0.8A est de 270mV. Cette valeur étant supérieure à la résolution du convertisseur de 12 bits envisagé (259mV, valeur calculée section 5.1), deux niveaux vont être utilisés pour coder les valeurs saines (pour les plages 0- 259mV et 259-518mV). Toute valeur supérieure à 518mV peut alors être considérée comme indice d'une défaillance dans la machine. Le Tableau 3. 11 expose donc le nombre de spires à partir duquel l'indicateur dépasse cette valeur seuil de 518mV en fonction de la résistance de court-circuit introduite.

Tableau 3. 11. Nombre de spires minimal permettant la détection d'un défaut de court-circuit stator à l'aide de la raie à 150Hz de la tension composée U12 en fonction de la résistance de court-circuit introduite (seuil de détection égal à 518mV).

Résistance	21.20mΩ	30.64mΩ	43.88mΩ	138.1mΩ	261.9mΩ	519.6mΩ
Nombre de spires	2	2	3	6	9	19

Il est ici clair que la détection des défauts naissants est un cas compliqué. Les faibles nombres de spires sont en effet très rapidement touchés par la diminution de courant engendrée par l'ajout de résistance. Leurs Ampères-Tours dépendant essentiellement du courant qui traverse les quelques spires mises en jeu, la moindre baisse de courant impacte désavantageusement, d'un point de vue diagnostic, le déséquilibre créé au sein la machine et donc le contenu harmonique des signaux électriques. En revanche, les défauts

de court-circuit induisant un nombre de spires important restent détectables même lorsqu'une baisse notable du courant intervient, et ce puisque leurs Ampères-Tours demeurent toujours conséquents.

### 5.3. Influence de la charge électrique de sortie

Afin d'envisager la mise en place d'un diagnostic en ligne, il semble bon d'étudier l'influence de la connexion d'une charge électrique en sortie de l'alternateur. Pour cela, une charge résistive constante de  $32\Omega$  a été introduite sur chaque phase, faisant délivrer à l'alternateur une puissance de 4.2kW à 0.8A d'excitation. Dans ce cas de fonctionnement, un court-circuit de quarante-huit spires a été caractérisé pour différents niveaux du courant d'excitation. Les résultats obtenus sont consignés dans le Tableau 3. 12.

Tableau 3. 12. Évolution du courant de court-circuit pour quarante-huit spires en défaut en fonction du courant d'excitation et de la connexion d'une charge résistive de  $32\Omega$ .

Excitation	0.1A	0.2A	0.3A	0.4A	0.5A	0.6A	0.7A	0.8A
<b>Courant de court-circuit à vide</b>	9.5A	17.8A	26.6A	36.8A	46.9A	58.2A	68.7A	80.4A
<b>Courant de court-circuit en charge</b>	7.8A	16.1A	25.1A	34.3A	45.4A	56.7A	66.7A	78A

Il ressort de ces valeurs un très faible impact de la charge vis-à-vis du courant de court-circuit circulant dans les spires concernées. La charge électrique impose à l'alternateur une fourniture d'énergie électrique issue de son énergie magnétique interne et semble avoir tendance à ponctionner l'énergie magnétique qui était consommée par les spires du court-circuit en fonctionnement à vide. En conséquence, ces dernières voient se former, à courant d'excitation équivalent, un courant légèrement plus faible que dans le cas à vide.

Le fonctionnement de l'alternateur sans charge électrique semble par conséquent être le plus propice au diagnostic puisque permettant le développement des courants de court-circuit les plus importants. Paradoxalement, il représente également le cas le plus dangereux pour la machine car ces courants élevés sont néfastes pour les conducteurs et risquent de détériorer rapidement les isolants si une détection et une action de protection ne sont pas réalisées de façon opportune. Dans cette balance entre possibilité de détection et mise en danger de l'alternateur réside toute la problématique de la détection des défauts de court-circuit.

## 6. Modélisation de défauts supplémentaires

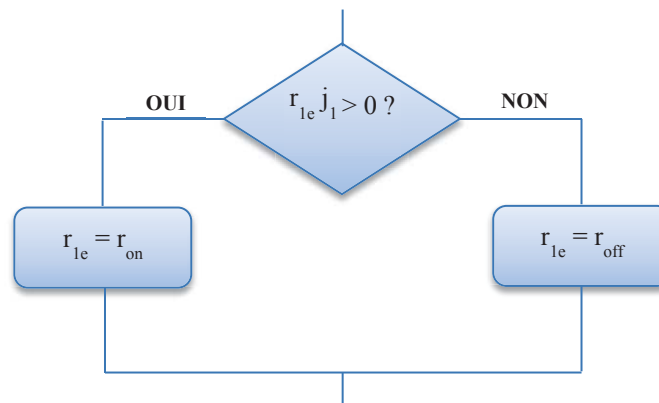
Le modèle Flux2D/Matlab développé au cours de ces travaux de thèse a cela d'avantageux qu'il est adaptable à de nombreux cas de défaillances des alternateurs à diodes tournantes, aussi bien électriques que mécaniques. Ainsi, il a été envisagé plusieurs pistes de modélisations de défauts qui, faute de temps, n'ont pas été menées jusqu'aux validations expérimentales. Cette section se propose néanmoins de relater les possibilités offertes par cette méthode de modélisation.

### 6.1. Défauts de diodes

Le défaut le plus simple à prendre en compte est relatif aux diodes du pont redresseur triphasé, qu'il soit de type court-circuit ou circuit ouvert. Les diodes sont modélisées dans le programme Matlab comme de simples résistances. Il est donc possible de jouer sur les valeurs de ces résistances, pour une ou plusieurs diodes du pont, afin de reproduire l'apparition d'un défaut sur la ou les diodes en question. En fonctionnement sain, une diode



passante se voit attribuer une résistance de  $50\text{m}\Omega$  ( $r_{\text{on}}$ ) et une diode bloquée  $500\Omega$  ( $r_{\text{off}}$ ) suivant qu'elle est à l'état passant ou non. Par exemple, pour la diode 1 :



Il est alors possible de rajouter une ligne supplémentaire sous cette séquence d'instructions permettant de forcer la résistance dans un état de circuit ouvert (valeur de résistance importante  $10\text{k}\Omega$ ) ou de court-circuit (valeur de résistance faible  $1\text{m}\Omega$ ).

La Figure 3. 49 présente, en guise d'exemple, l'impact de l'ouverture d'une diode sur le courant d'excitation de l'alternateur à tension d'excitation constante. Une forte ondulation à la fréquence propre de l'excitatrice ( $125\text{Hz}$ ) peut être notée de même qu'une augmentation de la valeur moyenne du courant, probablement due à une modification de la réaction d'induit dans l'excitatrice avec l'apparition du défaut.

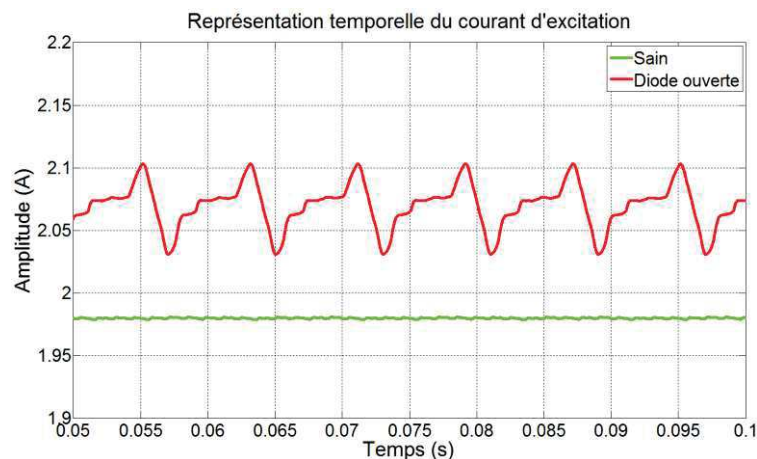


Figure 3. 49. Simulation de l'impact de la mise en circuit ouvert d'une diode du pont redresseur tournant sur le courant d'excitation pour un fonctionnement au point de fonctionnement nominal ( $27\text{kVA}$ ,  $400\text{V}$  en sortie et  $\cos\phi$  **0.8**).

## 6.2. Court-circuit inter-spores rotor

A la manière des défauts de court-circuit inter-spores stator, il est possible d'effectuer une démarche analogue de façon à court-circuiter des spires d'un pôle rotor. Le modèle Flux2D/Matlab étant basé sur deux entités essentielles, à savoir une identification fine des inductances par éléments finis et une résolution numérique des équations différentielles, deux modifications sont nécessaires pour prendre en compte ces défauts rotor. En guise d'exemple, le principe de la démarche est ici présenté pour un court-circuit d'un pôle rotor complet.

Sous Flux2D, les quatre pôles rotor sont séparés en quatre bobines différentes branchées en série et identifiées une à une. L'impact de chacune d'entre elle sur le flux magnétique global est alors retranscrit par son inductance propre et ses inductances mutuelles avec les autres bobinages de l'alternateur. Le processus d'identification est le même que celui présenté au chapitre II section 2 en prenant garde de prévoir l'évacuation



du courant circulant dans les bobines de l'inducteur lors de leurs identifications respectives. Le schéma électrique de la Figure 3. 50 présente le câblage électrique effectué pour l'identification des inductances du premier pôle de l'inducteur.

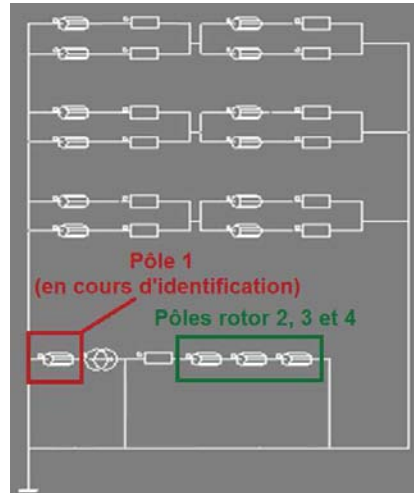


Figure 3. 50. Schéma électrique Flux2D relatif à l'identification des inductances du premier des quatre pôles de la roue polaire.

Au niveau du programme Matlab, de nouvelles équations sont à prendre en compte à cause de l'insertion du court-circuit au niveau d'un pôle rotor. Par mesure de simplification et de façon similaire aux différents enroulements de la bobine stator touchée par les défauts de court-circuit, il est possible de regrouper entre eux les trois pôles sains de l'inducteur en prenant soin de considérer toutes les inductances propres et mutuelles représentatives des trois pôles. La Figure 3. 51 montre le schéma électrique équivalent avec présence d'un court-circuit au niveau du premier pôle de l'inducteur.

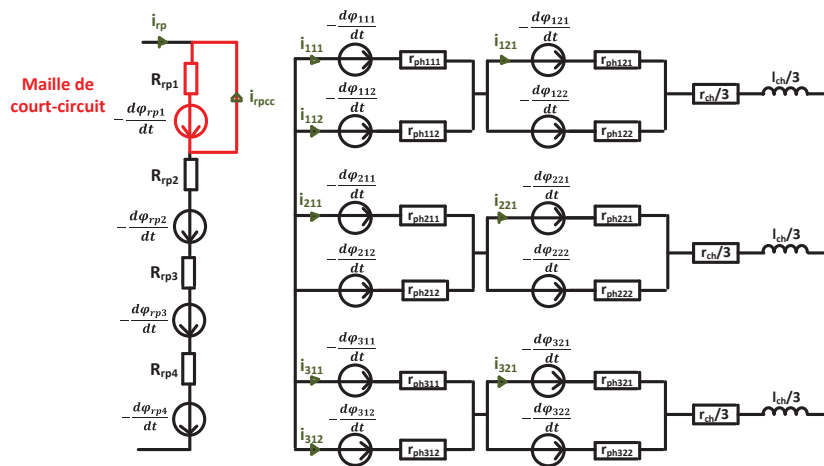


Figure 3. 51. Schéma électrique équivalent de l'alternateur avec un pôle rotor en court-circuit.

L'équation différentielle et la variable d'état  $i_{rpc}$  supplémentaires introduites dans le jeu d'équations représentant le système sont liées par la formule (3.7).

$$\frac{d\varphi_{r1}}{dt} = -R_{rp1} \cdot (i_{rp} + i_{rpc}) \quad (3.7)$$

Enfin, des jeux de coefficients sont également envisageables au niveau des inductances pour modifier leur amplitude en fonction du nombre de spires incluses dans le court-circuit.

La Figure 3. 52 présente de nouveau l'impact du défaut sur le courant d'excitation en conservant un niveau d'excitation constant. Une forte ondulation à 300Hz apparait. L'explication concernant l'apparition de cette dernière peut être trouvée dans le chapitre 4, section 3.3 de ce manuscrit. Les valeurs moyennes du courant d'excitation diffèrent de celles précédemment observées à cause de l'utilisation d'un alternateur de même topologie mais de puissance différente lors de la mise en œuvre de ce modèle avec court-circuit rotor.

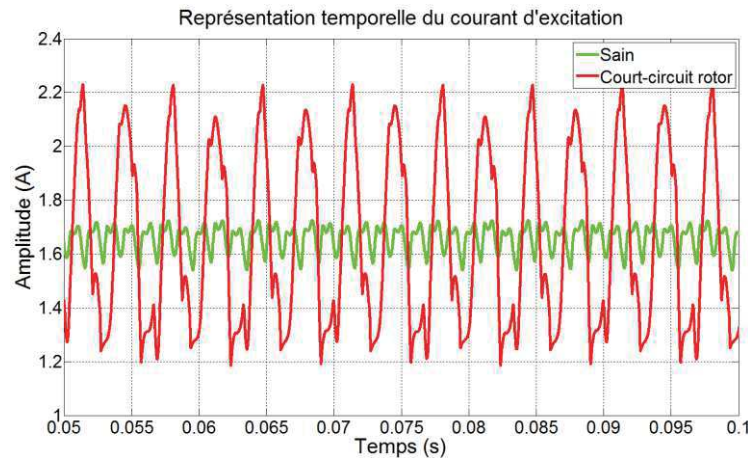


Figure 3. 52. Simulation de l'impact de la mise en court-circuit d'un pôle de la roue polaire sur le courant d'excitation pour un fonctionnement au point de fonctionnement nominal (27kVA, 400V en sortie et  $\cos\phi$  0.8).

### 6.3. Défauts mécaniques

En dernier lieu, la phase d'identification des inductances sous Flux2D offre la possibilité d'introduire des défauts mécaniques. En effet, la géométrie du modèle Flux2D peut être modifiée de façon à engendrer des rotations imparfaites du rotor à l'intérieur de l'alésage, et ainsi reproduire les effets de défauts d'excentricités, de désalignements ou de balourds sur le champ magnétique présent dans l'entrefer. Un renvoi à la thèse [1] paraît ici intéressant devant la qualité du travail réalisé par son auteur.

La méthode d'identification mise en place est de plus tout à fait adaptée à une bonne considération de ces défauts puisque les inductances sont toujours caractérisées sur une rotation mécanique complète du rotor, empêchant ainsi la perte d'information envers des phénomènes locaux. L'identification une à une des bobinages permet alors de prendre en compte l'effet des uns envers les autres en présence d'un mouvement anormal du rotor dans l'alésage, et par là même d'un entrefer non constant.

En outre, le programme Matlab n'a aucunement besoin d'être modifié puisque l'apparition de défauts mécaniques n'introduit pas de nouvelles variables d'états au sein du système. Toute l'information du défaut est contenue dans les inductances identifiées sous Flux2D. Le modèle sain développé au chapitre II convient donc parfaitement, et seul un remplacement des inductances saines par les nouvelles inductances incluant le défaut mécanique étudié est à effectuer.

L'étude de ces défaillances n'a malheureusement pas pu être poussée jusqu'à son aboutissement. Cependant, une telle modification du modèle est sereinement envisageable et permet de compléter la liste des défauts que la méthode de modélisation mise en place permet de prendre en compte de façon fine. Ces pistes font très clairement partie des perspectives de cette thèse.

## 7. Conclusion

Ce chapitre a eu pour objet la présentation de la mise en place d'une méthodologie de diagnostic des défauts électriques dans les alternateurs de puissance à diodes tournantes. Le modèle original basé sur la co-simulation Flux2D/Matlab présenté au chapitre II dans le cas d'une machine saine a été adapté en vue de simuler des défauts de court-circuit inter-spores stator, en offrant un maximum de souplesse sur les topologies de court-circuit envisageables ainsi que sur les conditions de fonctionnement de la machine. A cet effet, l'identification des inductances par éléments finis sous Flux2D, processus coûteux en temps, a été pensée de manière à n'être réalisée qu'une seule et unique fois en cas sain puis défaillant. Les inductances récoltées sont ensuite totalement adaptables aux besoins de l'utilisateur à l'intérieur du programme Matlab, également modifié pour la résolution de l'équation différentielle de la boucle de court-circuit et permettant ainsi une détermination fine du courant s'y développant.

De plus, grâce à la collaboration étroite de l'entreprise Nidec Leroy-Somer, des campagnes d'essais sur site ont pu être entreprises. La mise à disposition d'un stator spécialement adapté pour la création artificielle de défauts de court-circuit inter-spores a été précieuse pour la vérification des hypothèses théoriques émises sur les bases des résultats de simulation. En outre, les essais expérimentaux ont été réalisés sur un alternateur de puissance non négligeable permettant d'envisager une transposition des résultats sur des alternateurs de plus forte puissance. Le travail novateur présenté dans ce chapitre illustre toute la difficulté de détecter des phénomènes relativement discrets dans les signaux électriques mais terriblement destructeurs pour la machine. Il a également permis de mettre en lumière quelques phénomènes insoupçonnés qui, s'il ne sont pas approchés avec attention, peuvent, au mieux, générer de l'incompréhension lors des mesures expérimentales et, au pire, guider vers de mauvaises stratégies de diagnostic. Plusieurs pistes intéressantes en vue de la détection des défauts de court-circuit ont été étudiées. Elles font ressortir un bon espoir de déceler ces défauts lorsqu'ils sont définitivement installés. Elles mettent également en avant la nécessité d'études plus poussées sur leurs dynamiques d'apparition, qui restent largement méconnues, afin de vérifier si les indicateurs mis en place ont la possibilité de réagir convenablement.

En dernier lieu, l'exploration d'autres pistes de défauts électriques n'a pas été laissée pour compte puisque le modèle Flux2D/Matlab a été pensé pour introduire des dysfonctionnements de type court-circuit inter-spores rotor et court-circuit ou circuit ouvert d'une ou plusieurs diodes du pont redresseur tournant. Ainsi, des indicateurs sensibles à ces défauts peuvent d'ores et déjà être envisagés théoriquement, mais restent à valider expérimentalement dans l'optique de la mise en place d'un diagnostic global.

Le diagnostic des alternateurs a encore du chemin à parcourir avant qu'une détection fiable, robuste et suffisamment réactive des défauts de court-circuit puisse être obtenue. Dans cette optique, une étroite collaboration des spécialistes du diagnostic avec les chercheurs étudiant les phénomènes de dégradation des matériaux et les dynamiques de mise en place des défauts de court-circuit dans les isolants est d'une absolue nécessité. La détection de défauts dans les signaux électriques a néanmoins cet avantage de ne nécessiter que peu de matériel supplémentaire par rapport à celui déjà embarqué sur les alternateurs. Les phénomènes modifiant les signaux électriques peuvent en outre être étudiés théoriquement, et c'est avec une telle étude que ce manuscrit de thèse se propose de terminer.

## 8. Références

- [1] "Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones. Application à la surveillance des roulements à billes." B. Trajin, 2009 [Online]. Available: <http://www.theses.fr/145746348>. [Accessed: 28-Jun-2017].

# Chapitre IV : De l'étude théorique du contenu harmonique des signaux électriques dans un alternateur à diodes tournantes

---

## 1. Introduction

Les chapitres 2 et 3 ont présenté une méthode de modélisation la plus fine possible vis-à-vis du comportement d'un alternateur à diodes tournantes dans des cas de fonctionnement sain et défaillant. Basée sur la comparaison à des mesures expérimentales, la validité des résultats de simulations a pu être montrée et offre l'opportunité de mettre en place des stratégies de diagnostic idoines antérieurement à la réalisation d'essais expérimentaux plus compliqués à réaliser. Une première approche du diagnostic a par ailleurs été évoquée en fin de chapitre 3.

Néanmoins, toute personne un tant soit peu curieuse ne saurait se satisfaire d'une simple comparaison entre deux résultats comme preuve de leur validité. C'est pourquoi le présent chapitre vise à poser quelques bases théoriques permettant de déterminer les contenus spectraux des principales grandeurs électriques d'un alternateur à diodes tournantes. L'objectif est d'obtenir une compréhension claire des phénomènes à l'origine des composantes harmoniques essentielles des signaux électriques en fonctionnement sain dans un premier temps, puis en considérant différents dysfonctionnements. La teneur spectrale de ces signaux est néanmoins très complexe puisqu'elle met en jeu des phénomènes d'interactions, auxquels viennent s'ajouter des bruits et des parasites difficilement qualifiables. Par conséquent, cette étude originale n'a pas pour prétention de définir avec une totale précision l'ensemble des composantes harmoniques des signaux présents dans la machine. Elle se limite aux principaux phénomènes physiques qui engendrent les composantes spectrales essentielles du système.

L'objectif ultime de cette étude réside dans la possibilité de prévoir les raies harmoniques qui sont impactées par telle ou telle défaillance via la modélisation fine, mais aussi d'améliorer les connaissances sur les phénomènes physiques se produisant à l'intérieur des alternateurs. A ces fins, une analyse la plus précise possible de l'alternateur sain semble indispensable, permettant d'obtenir une représentation fidèle du contenu spectral de la machine et donnant une base de réflexion solide pour la prise en compte des défauts. L'analyse détaillée de l'alternateur sain constitue la deuxième grande partie de ce dernier chapitre. Une fois l'état harmonique sain établi, la troisième section entend déterminer quels impacts engendrent chaque défaut d'un point de vue local, puis de propager cette modification à l'ensemble du système pour obtenir une image des contenus spectraux des principaux signaux de l'alternateur pour chaque type de dysfonctionnement. Trois défauts sont étudiés en section 3 : des défauts de court-circuit au rotor et au stator ainsi que des dysfonctionnements au niveau des diodes du pont redresseur. Pour cette étude, quatre grandeurs principales sont considérées : le courant inducteur de l'excitatrice, la tension entre phases d'induit de l'excitatrice, le courant de roue polaire (inducteur de l'alternateur) et les tensions entre phases en sortie du système (induit de l'alternateur).

L'ensemble de ce chapitre a été écrit en se basant sur un alternateur à deux paires de pôles associé à une excitatrice à cinq paires de pôles. Les vérifications par simulation et mesures expérimentales ont été faites en ce sens. Certaines remarques sont également introduites pour le cas d'un alternateur à deux et d'une excitatrice à quatre paires de pôles.

## 2. Étude harmonique du système sain

Afin d'étudier avec précision l'impact des défauts au niveau des contenus spectraux des différentes grandeurs électriques de l'alternateur, il est essentiel de posséder une base de comparaison fiable et solide. Cette référence est matérialisée par l'image spectrale saine de l'alternateur, à partir de laquelle il est possible de déterminer les causes de la formation des principales raies harmoniques. Cette section se propose donc d'étudier chaque source de perturbation harmonique et de déterminer quelles sont leurs influences sur les quatre signaux électriques pris en compte (courant d'excitation, tension d'induit, courant de roue polaire et tension composée de sortie). Elle s'appuie sur les documents [1] et [2].

Lors d'un fonctionnement sain, plusieurs générateurs d'harmoniques sont potentiellement présents. Ils sont représentés schématiquement dans la Figure 4. 1. En premier lieu, deux sources d'harmoniques sont imputables aux topologies mécaniques respectives des rotors et stators de l'excitatrice et de l'alternateur. Une machine électrique n'est en effet jamais parfaite et les approximations mécaniques introduites lors de la fabrication des différentes parties de l'alternateur viennent perturber les formes d'ondes électriques. En outre, le système d'excitation réglable de la machine fait appel à un hacheur qui introduit des perturbations fréquentielles liées à sa fréquence de découpage. A l'autre bout du système, la charge électrique connectée en sortie de l'alternateur est également susceptible d'apporter son lot d'harmoniques en imposant à l'alternateur une fourniture de courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés. En dernier lieu, le redressement triphasé à diodes rendant possible l'alimentation continue de la roue polaire introduit une contribution harmonique relative à la commutation des diodes.

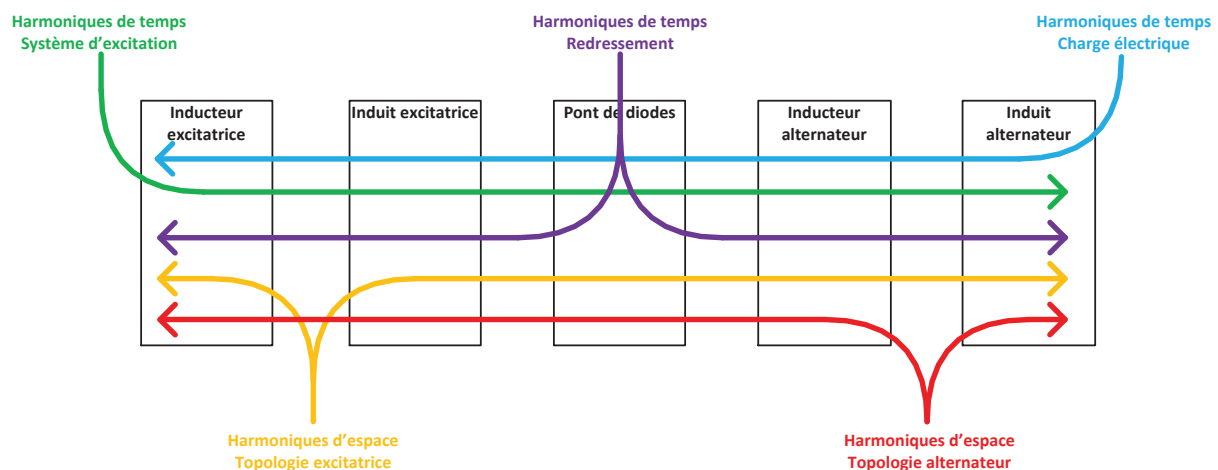


Figure 4. 1. Principales sources harmoniques dans les alternateurs à diodes tournantes.

Il est ici nécessaire de préciser qu'une perturbation harmonique introduite dans le système, peu importe son lieu d'entrée, va se propager et influencer avec une vigueur plus ou moins marquée l'ensemble des signaux électriques de l'alternateur. La variété des sources d'harmoniques et le nombre important d'interactions entre les différents phénomènes engendrent une complexité accrue vis-à-vis de la détermination exacte des contenus spectraux. Comme évoqué dans l'introduction, l'étude est limitée aux phénomènes physiques prépondérants qui suffisent à l'obtention d'une image harmonique fidèle et permettent de limiter ce chapitre déjà fortement calculatoire. L'analyse du système sain est scindée en trois grandes parties qui édifient pas à pas les spectres des signaux par les prises en compte successives des deux alternateurs (alternateur principal et excitatrice) et des effets transverses d'une machine sur l'autre.

Afin de ne pas alourdir l'étude et de rester dans des calculs de forces magnétomotrices relativement aisés, les perturbations d'entrefer supplémentaires (encoches stator, encoches des amortisseurs, excentricités du rotor) ne seront pas prises en compte dans la suite de ce document.

La formule (4.1) indique la relation liant force magnétomotrice et champ d'induction dans l'entrefer.

$$B = \frac{\mu_0 FMM}{\varepsilon} \quad (4.1)$$

avec  $\varepsilon$  la valeur de l'entrefer le long de l'alésage et  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ).

En conséquence, le raisonnement suivi dans ce chapitre considérera de manière commune les champs d'entrefer et les forces magnétomotrices puisque les impacts harmoniques de la rotation dans l'entrefer de ces champs ou forces magnétomotrices sur les grandeurs électriques sont équivalents.

## 2.1. Étude harmonique de l'alternateur

### 2.1.1. Harmoniques d'espace

De manière approchée, les forces magnétomotrices produites au stator peuvent s'écrire comme un système triphasé de formes d'ondes sinusoïdales, dont les amplitudes dépendent des valeurs instantanées des courants de phases traversant les trois bobinages fixes équirépartis le long de l'alésage. Cette représentation est décrite par les formules mathématiques du système (4.2).

$$\begin{cases} FMM_{stator1} = Ki_1 \cos(\theta) \\ FMM_{stator2} = Ki_2 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ FMM_{stator3} = Ki_3 \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.2)$$

avec :

- $i_1, i_2$  et  $i_3$  les courants instantanés parcourant les trois phases stator ;
- $K$  une constante notamment dépendante du nombre de spires des bobinages ;
- $\theta$  l'angle mécanique le long de la périphérie intérieure du stator par rapport au centre de la phase 1.

Les trois courants  $i_1, i_2$  et  $i_3$  de l'expression (4.2) sont dans un premier temps considérés comme parfaitement sinusoïdaux et peuvent être remplacés par leur formule mathématique (système d'équation (4.3)).

$$\begin{cases} i_1 = I_{max} \cos(\omega t) \\ i_2 = I_{max} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 = I_{max} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.3)$$

avec :

- $I_{max}$  l'amplitude maximale atteinte par les courants de phase ;
- $\omega = 2\pi f$  pulsation électrique des trois courants.

Par conséquent, en remplaçant les courants du système (4.3) dans les expressions des forces magnétomotrices (4.2), puis en sommant les trois résultats obtenus (hypothèse de linéarité), il vient l'expression (4.4) relative à la force magnétomotrice totale générée au niveau des bobinages stator.

$$\begin{aligned} FMM_{stator} &= K I_{max} \cos(p\theta) \cos(\omega t) \\ &+ K I_{max} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+ K I_{max} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

De plus, il est possible de développer l'expression précédente à l'aide de la formule trigonométrique (4.5) exposant la multiplication de deux fonctions cosinus.



$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} (\cos(a + b) + \cos(a - b)) \quad (4.5)$$

La force magnétomotrice stator s'écrit dès lors sous une nouvelle forme (4.6).

$$\begin{aligned} FMM_{stator} &= \frac{KI_{max}}{2} (\cos(p\theta + \omega t) + \cos(p\theta - \omega t)) \\ &+ \frac{KI_{max}}{2} \left( \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} - \omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &+ \frac{KI_{max}}{2} \left( \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3} + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3} - \omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

La simplification des termes à l'intérieur des cosinus permet d'aboutir à l'expression (4.7).

$$\begin{aligned} FMM_{stator} &= \frac{KI_{max}}{2} (\cos(p\theta + \omega t) + \cos(p\theta - \omega t)) \\ &+ \frac{KI_{max}}{2} \left( \cos\left(p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos(p\theta - \omega t) \right) \\ &+ \frac{KI_{max}}{2} \left( \cos\left(p\theta + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos(p\theta - \omega t) \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Or, d'après la définition d'un système sinusoïdal triphasé équilibré, la somme des contributions des trois phases est nulle (équation (4.8)).

$$\cos(p\theta + \omega t) + \cos\left(p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(p\theta + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (4.8)$$

En utilisant la formule (4.7) dans l'équation (4.6), il est possible d'obtenir la force magnétomotrice stator totale (expression (4.9)).

$$FMM_{stator} = \frac{3KI_{max}}{2} \cos(p\theta - \omega t) \quad (4.9)$$

La formule (4.9) correspond à l'équation d'une onde progressive. A tout instant  $t$ , cette onde possède une répartition spatiale sinusoïdale sur le pourtour de l'alésage (terme en  $\cos(p\theta)$ ). Son amplitude maximale est constante ( $\frac{3KI_{max}}{2}$ ) mais son déphasage spatial évolue en fonction du temps (terme en  $-\omega t$ ), ce qui a pour effet de déplacer l'ensemble de la répartition spatiale à vitesse angulaire constante (Figure 4. 2).

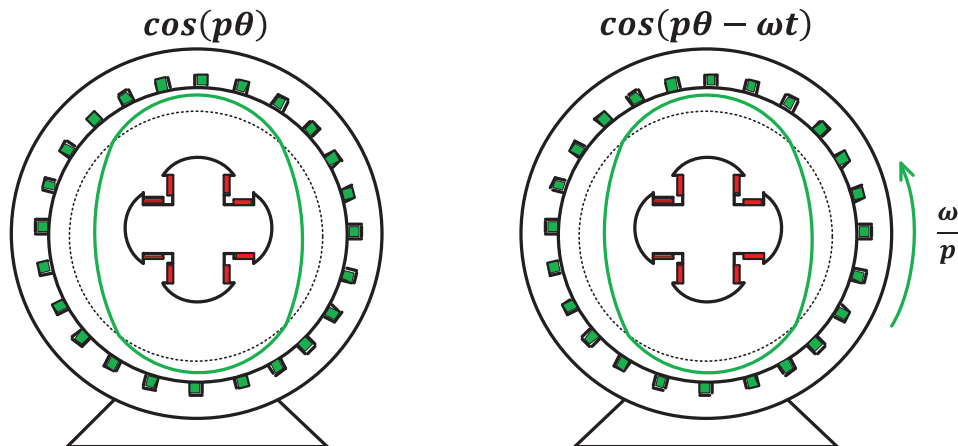


Figure 4. 2. Onde stationnaire (gauche) mise en rotation à la vitesse de rotation mécanique  $\frac{\omega}{p}$  par une alimentation sinusoïdale des bobinages du stator (droite).

Pour une machine à  $p$  paires de pôles, la vitesse de rotation mécanique du champ stator dépend de la pulsation électrique  $\omega$  des courants circulant dans les bobinages stator à l'origine de la mise en mouvement du champ, ainsi que du nombre de paires pôles offertes par le rotor. Elle s'écrit selon l'équation (4.10).

$$\omega_{mec} = \frac{\omega}{p} \quad (4.10)$$

Ainsi, dans des conditions de fonctionnement équilibrées et stabilisées, le champ créé au stator est stationnaire par rapport au champ rotor (les deux champs tournant à la pulsation mécanique  $\omega_{mec}$  dans un référentiel lié au stator). Ces champs sont déphasés entre eux d'un angle constant dépendant des conditions de fonctionnement. Dans le cas d'un fonctionnement en mode alternateur, le champ stator est généralement en retard sur le champ rotor qui est mis en rotation par une énergie mécanique externe.

L'expression 4.8, si elle donne une bonne représentation globale des mécanismes en jeu dans l'entrefer, n'est néanmoins pas satisfaisante d'un point de vue spectral puisqu'elle considère uniquement une répartition spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice. Or, il n'en est rien dans la réalité puisque les bobinages stator sont répartis de manière discrète dans les encoches le long de l'entrefer, affectant par là même le champ magnétique produit. Ces déformations des formes d'ondes sont principalement symétriques (en mode sain), si bien que le contenu harmonique de la répartition spatiale de la force magnétomotrice contient principalement des harmoniques de rangs impairs. Cette présence harmonique peut être traduite sous la forme d'une série de Fourier suivant le modèle de l'expression (4.11) qui représente la force magnétomotrice de la phase 1.

$$FMM_{stator1} = K_1 i_1 \cos(p\theta) + K_3 i_1 \cos(3p\theta) + K_5 i_1 \cos(5p\theta) + \dots + K_{2n+1} i_1 \cos((2n+1)p\theta) \quad (4.11)$$

En exécutant la même démarche que celle réalisée avec la répartition spatiale sinusoïdale, la formule d'un harmonique quelconque de la force magnétomotrice stator peut être exprimée selon l'équation (4.12).

$$\begin{aligned} FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1} (\cos((2n+1)p\theta + \omega t) + \cos((2n+1)p\theta - \omega t)) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Ou encore, en développant, puis en factorisant les termes de déphasage, selon l'expression (4.13).

$$\begin{aligned} FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1} (\cos((2n+1)p\theta + \omega t) + \cos((2n+1)p\theta - \omega t)) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + \omega t - (2n+2)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - \omega t - 2n\frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + \omega t - (2n+2)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - \omega t - 2n\frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

avec  $F_{2n+1}$  terme constant représentant l'amplitude de l'harmonique considéré.

Dès lors, les valeurs de  $n$  présentes dans l'équation 4.13 sont à discuter pour obtenir les expressions des forces magnétomotrices générées par les harmoniques d'espace. Trois cas sont envisageables :

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

Les déphasages de l'équation 4.13 liés à la valeur  $n$  peuvent être simplifiés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} (2n+2)\frac{2\pi}{3} &= (6k+2)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+2)\frac{4\pi}{3} &= (6k+2)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ 2n\frac{2\pi}{3} &= 6k\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ 2n\frac{4\pi}{3} &= 6k\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

En remplaçant les termes des déphasages ci-dessus dans l'expression (4.13) d'un harmonique de rang  $2n + 1$  de la force magnétomotrice stator, il vient la formule (4.14).

$$\begin{aligned}
FMM_{stator\_6k+1} &= F_{6k+1}(\cos((6k+1)p\theta + \omega t) + \cos((6k+1)p\theta - \omega t)) \\
&+ F_{6k+1} \left( \cos\left((6k+1)p\theta + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos((6k+1)p\theta - \omega t) \right) \\
&+ F_{6k+1} \left( \cos\left((6k+1)p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos((6k+1)p\theta - \omega t) \right)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Ou encore l'expression (4.15), après suppression du système triphasé équilibré.

$$FMM_{stator\_6k+1} = F_{6k+1}(\cos((6k+1)p\theta - \omega t)) \tag{4.15}$$

Dans ce cas, la formule (4.15) fait état de l'apparition d'un champ direct (terme en  $-\omega t$ ) possédant  $(6k+1)$  fois plus de paires de pôles que la machine (terme  $(6k+1)p$ ), donc tournant à une vitesse mécanique  $(6k+1)$  fois plus lente que la composante harmonique fondamentale du champ.

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

Les déphasages peuvent de nouveau être évalués, tels que :

$$\begin{aligned}
(2n+2)\frac{2\pi}{3} &= (6k+4)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+2)\frac{4\pi}{3} &= (6k+4)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
2n\frac{2\pi}{3} &= (6k+2)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
2n\frac{4\pi}{3} &= (6k+2)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Ainsi, en remplaçant  $n$  par  $3k+1$  dans l'équation (4.13), la force magnétomotrice s'écrit selon l'équation (4.16).

$$\begin{aligned}
FMM_{stator\_6k+3} &= F_{6k+3}(\cos((6k+3)p\theta + \omega t) + \cos((6k+3)p\theta - \omega t)) \\
&+ F_{6k+3} \left( \cos\left((6k+3)p\theta + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((6k+3)p\theta - \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&+ F_{6k+3} \left( \cos\left((6k+3)p\theta + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((6k+3)p\theta - \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Les champs directs et inverses respectent la définition d'un système triphasé équilibré. Par conséquent, les contributions apportées par chaque bobinage s'annulent ( $FMM_{stator\_6k+3} = 0$ ) et les harmoniques de la force magnétomotrice à ces rangs sont nuls.

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

Avec  $n = 3k - 1$ , les déphasages sont égaux à :

$$\begin{aligned}
(2n+2)\frac{2\pi}{3} &= 6k\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+2)\frac{4\pi}{3} &= 6k\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
2n\frac{2\pi}{3} &= (6k-2)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
2n\frac{4\pi}{3} &= (6k-2)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Ainsi, la force magnétomotrice peut s'exprimer selon l'expression (4.17).

$$\begin{aligned}
FMM_{stator\_6k-1} &= F_{6k-1}(\cos((6k-1)p\theta + \omega t) + \cos((6k-1)p\theta - \omega t)) \\
&+ F_{6k-1} \left( \cos((6k-1)p\theta + \omega t) + \cos\left((6k-1)p\theta - \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&+ F_{6k-1} \left( \cos((6k-1)p\theta + \omega t) + \cos\left((6k-1)p\theta - \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Ou encore selon l'expression (4.18) après suppression du système triphasé équilibré.

$$FMM_{stator_{6k-1}} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p\theta + \omega t) \quad (4.18)$$

La vitesse angulaire évoluant cette fois-ci en  $+\omega t$ , il s'agit d'un champ inverse à  $(6k-1)$  fois plus de paires de pôles, donc tournant mécaniquement  $(6k-1)$  fois plus lentement que le fondamental.

En conclusion, et sachant que  $\cos(-\theta) = \cos(\theta)$ , la sommation des trois contributions (4.15), (4.16) et (4.18) permet de déterminer l'expression (4.19) de la force électromotrice stator globale.

$$FMM_{stator} = \sum_k F_k \cos((1 \pm 6k)p\theta - \omega t) \quad (4.19)$$

avec  $k$ , nombre entier positif ou nul, de 0 à l'infini.

La formule (4.19) fait apparaître la contribution des harmoniques d'espace dans la forme d'onde de la force magnétomotrice créée par le stator. En fonction du rang considéré, des champs harmoniques de plus ou moins grands nombres de pôles viennent se superposer pour au final apporter au champ magnétique la richesse harmonique qu'on lui connaît. La Figure 4. 3 présente, en guise d'exemple, les trois premières contributions harmoniques pour  $k = 0$  et  $k = 1$ .

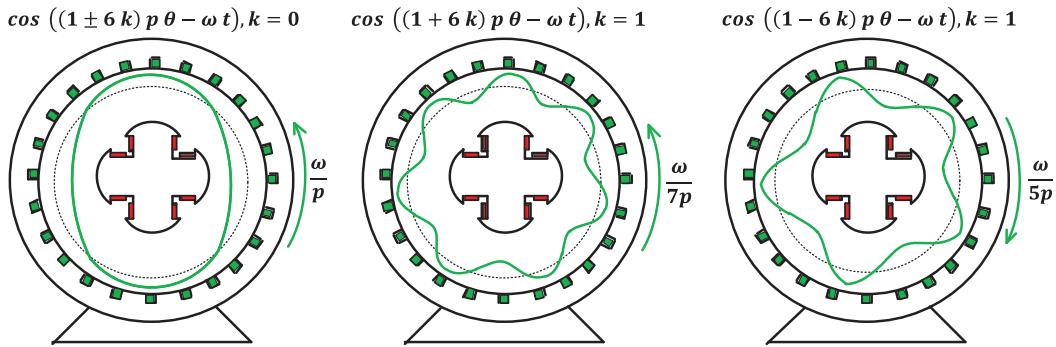


Figure 4. 3. Représentation schématique de la contribution des harmoniques d'espace du stator au champ magnétique de l'alternateur pour  $k = 0$  et  $k = 1$ .

En ce qui concerne le rotor, la force magnétomotrice produite résulte de la circulation d'un courant continu dans les bobines des différents pôles magnétiques. La forme d'onde de la force magnétomotrice produite, considérée dans un premier temps comme sinusoïdale, est assurée par les caractéristiques géométriques du rotor (saillance des pôles, épanouissements). Sa mise en mouvement le long de l'alésage ne dépend plus du courant traversant les bobinages comme cela était le cas pour le stator, mais directement de la rotation mécanique du rotor. Par ce raisonnement, il est possible de déduire, de manière directe, l'expression (4.20) de la force magnétomotrice rotor. Il s'agit simplement d'une onde progressive tournant à la pulsation mécanique  $\frac{\omega}{p}$  et d'amplitude dépendante du courant continu circulant dans la roue polaire.

$$FMM_{rotor} = KI_{rp} \cos(p\theta - \omega t) \quad (4.20)$$

De façon analogue au stator, la forme d'onde de la force magnétomotrice rotor n'est pas purement sinusoïdale puisque les propriétés géométriques du rotor, malgré la présence de pièces magnétiques « lissant » les formes d'ondes, ne le permettent pas. Les déformations restent néanmoins, comme pour le stator, majoritairement symétriques en mode sain. En conséquence, la force magnétomotrice rotor se pare de toute une ribambelle d'harmoniques d'espace de rangs impairs introduits par les imperfections de la machine. L'expression globale de la force magnétomotrice rotor est donnée en équation (4.21).

$$FMM_{rotor} = \sum_k F_k \cos((2k+1)(p\theta - \omega t)) \quad (4.21)$$

avec  $k$ , nombre entier positif ou nul, de 0 à l'infini.

La Figure 4. 4 expose les trois premiers harmoniques du champ rotor ( $k = 0, 1$  et  $2$ ) qui, contrairement au cas du stator, tournent tous à l'unisson dans le sens direct.

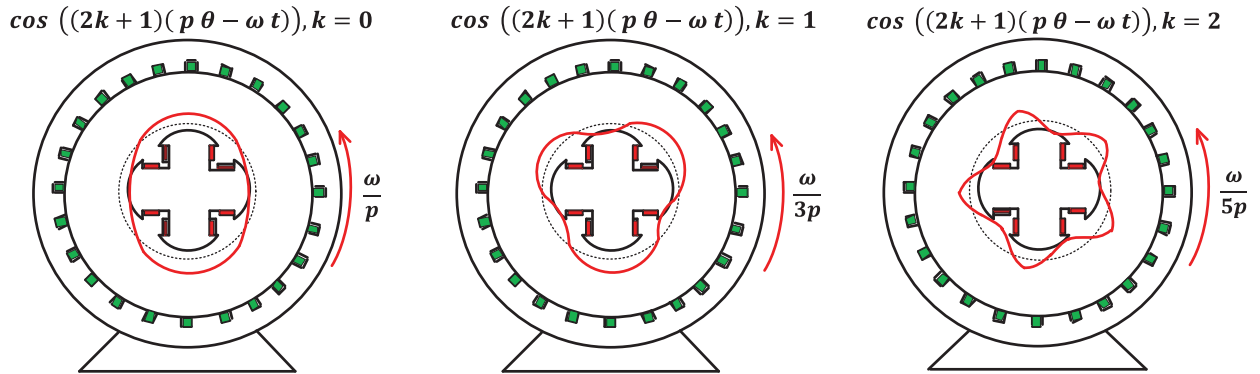


Figure 4. 4. Représentation schématique de la contribution des trois premiers harmoniques d'espace du rotor au champ magnétique de l'alternateur ( $k = 0, 1$  et  $2$ ).

Afin de comprendre les contributions harmoniques des différents champs, il est nécessaire de bien assimiler la notion de « composition des vitesses » ayant lieu dans un alternateur. Tout champ se baladant dans l'entrefer est l'œuvre d'une combinaison d'un champ produit par le courant circulant à l'inducteur et d'un champ côté stator généré par les courants induits dans les bobinages stator (appelé réaction d'induit). Chacun de ces deux champs va induire un effet dans le champ magnétique d'entrefer total et donc dans les grandeurs électriques propres aux bobinages stator et rotor. Cependant, l'impact en termes d'harmoniques n'est pas directement appréciable à cause des différences entre les fréquences électriques et mécaniques mises en jeu. Afin d'offrir un référentiel commun à toutes les grandeurs, la formule de composition des vitesses est écrite en pulsations mécaniques selon la formule (4.22).

$$\omega_{mec\_stator} = \omega_{mec} + \omega_{mec\_rotor} \quad (4.22)$$

Cette expression exprime littéralement qu'un champ rotor à la pulsation mécanique  $\omega_{mec\_rotor}$  va générer des harmoniques à la pulsation mécanique  $\omega_{mec} + \omega_{mec\_rotor}$  au stator. Cela paraît logique puisque, en régime de fonctionnement équilibré et stabilisé, les champs stator et rotor tournent à l'unisson à la pulsation  $\omega_{mec}$ . Ainsi, le champ produit au rotor par un courant continu ( $\omega_{mec\_rotor} = 0$ ) engendrera directement des harmoniques à  $\omega_{mec}$  dans les grandeurs stator. En changeant de repère afin de considérer des pulsations électriques, (4.22) devient l'expression (4.23).

$$\frac{\omega_{stator}}{p_{champ}} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rotor}}{p_{champ}} \quad (4.23)$$

avec  $p_{champ}$  le nombre de paires de pôles du champ considéré.

La Figure 4. 5 présente de façon synthétique les quatre cas pouvant intervenir dans les interactions entre champs rotor et stator. Pour chacun des deux champs, il est présenté l'étude de l'effet d'un champ direct ou inverse sur son homologue résidant de l'autre côté de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ stator est matérialisée par les flèches vertes, celle du champ rotor en rouge et la vitesse de rotation mécanique du rotor est représentée par une flèche noire.

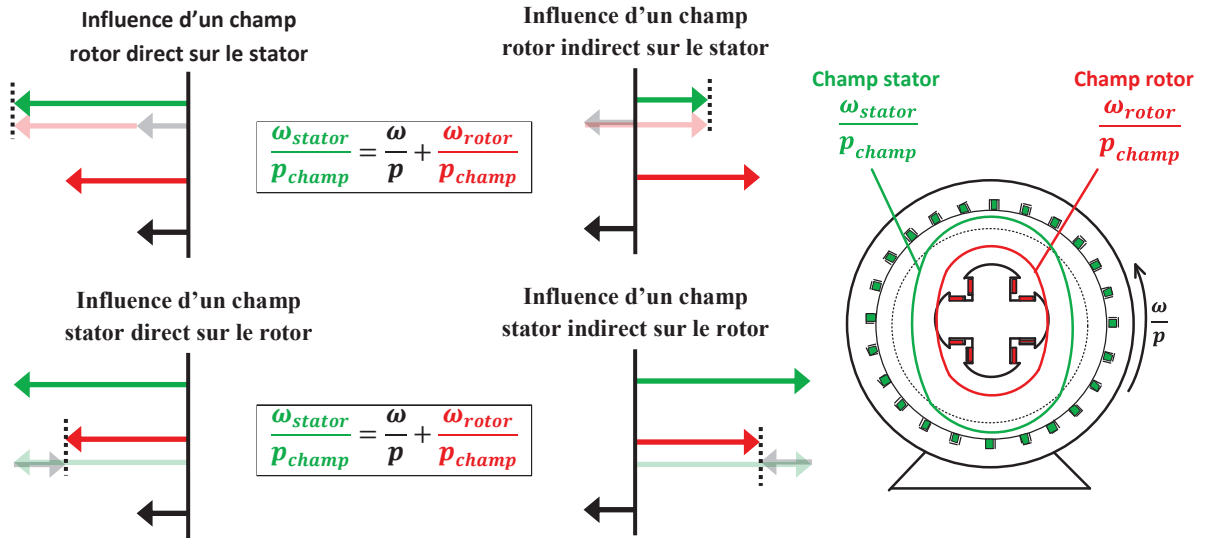


Figure 4. 5. Représentation schématique des différents cas pour l'application de la loi de composition des vitesses des champs rotor (rouge) et stator (vert).

En résumé, des expressions des forces magnétomotrices stator (4.19) et rotor (4.21) peuvent se laisser déduire les harmoniques d'espace suivants :

- Au stator (sortie de l'alternateur) :  
La composition des vitesses entre une force magnétomotrice rotor fondamentale parfaite ( $\omega_{rotor} = 0$ ) et le champ stator peut s'écrire selon la formule (4.24).

$$\frac{\omega_{stator}}{(1 \pm 6k)p} = \frac{\omega}{p} \quad (4.24)$$

Des harmoniques aux pulsations décrites par l'expression (4.25) seront par conséquent créés dans les grandeurs électriques du stator.

$$\omega_{stator} = (1 \pm 6k)\omega \quad (4.25)$$

De plus, les harmoniques du champ apportés par la topologie mécanique du rotor génèrent également des composantes spectrales dans les grandeurs rotor décrites par l'équation (4.26) ( $\omega_{rotor} = 0$ ).

$$\omega_{stator} = (2k + 1)\omega \quad (4.26)$$

- Au rotor (roue polaire) :  
En appliquant la formule de composition des vitesses, les harmoniques de la force magnétomotrice stator engendrent, au rotor, les pulsations décrites par le système (4.27).

$$\begin{cases} -\frac{\omega}{(6k-1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k-1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -6k\omega \\ \frac{\omega}{(6k+1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -6k\omega \end{cases} \quad (4.27)$$

En considérant les valeurs absolues des compositions des fréquences, les harmoniques engendrés au rotor s'écrivent selon la formule (4.28).

$$\omega_{rp} = 6k\omega \quad (4.28)$$

De même, en appliquant la loi de composition des vitesses avec les champs harmoniques créés par le rotor, il vient l'expression (4.29).



$$\frac{\omega}{(2k+1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(2k+1)p} \quad (4.29)$$

ou encore, après simplification, l'équation (4.30).

$$\omega_{rp} = 2k\omega \quad (4.30)$$

### 2.1.2. Harmoniques de temps

Dans l'éventualité de la présence d'harmoniques de temps dans les courants circulant dans les bobinages du stator, ces derniers peuvent être décomposés en séries de Fourier relatives aux harmoniques considérés. Il est alors habile d'exprimer séparément les forces magnétomotrices induites dans l'entrefer par chaque harmonique afin de déterminer si elles ont un impact sur les grandeurs rotor et, si oui, comment cet impact se manifeste au niveau de la roue polaire. Afin de ne pas trop surcharger l'étude, seuls les rangs harmoniques 3, 5, 7 et 11 seront évalués. Ils représentent en effet les premiers harmoniques susceptibles d'être présents dans les courants stator et permettent par conséquent de conclure sur les principaux effets spectraux des harmoniques de rangs impairs.

#### 2.1.2.1. Harmonique de temps de rang 3

En repartant de l'expression d'une composante quelconque de la force magnétomotrice du stator (équation 4.13) et en considérant des courants harmoniques à la pulsation  $3\omega$ , il vient l'équation (4.31).

$$\begin{aligned} FMM_{stator\_2n+1} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p\theta + 3\omega t) + \cos((2n+1)p\theta - 3\omega t)) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 3\omega t - (2n+4)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 3\omega t - (2n-2)\frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 3\omega t - (2n+4)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 3\omega t - (2n-2)\frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.31)$$

En fonction de la valeur de  $n$  trois cas peuvent être considérés.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

Les déphasages de l'équation 4.31 fonction de  $n$  s'écrivent :

$$\begin{aligned} (2n+4)\frac{2\pi}{3} &= (6k+4)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+4)\frac{4\pi}{3} &= (6k+4)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{2\pi}{3} &= (6k-2)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{4\pi}{3} &= (6k-2)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Les champs inverse et direct forment des systèmes triphasés équilibrés et s'annulent ( $FMM_{stator\_6k+1} = 0$ ).

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

En remplaçant  $n$  dans les expressions des déphasages de l'équation (4.31) :

$$\begin{aligned} (2n+4)\frac{2\pi}{3} &= (6k+6)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+4)\frac{4\pi}{3} &= (6k+6)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{2\pi}{3} &= (6k)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{4\pi}{3} &= (6k)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Ainsi, deux champs sont créés, un inverse et un direct, possédant  $(6k+3)$  fois plus de paires de pôles que le fondamental et dont l'expression est donnée par (4.32).

$$FMM_{stator_{6k+3}} = F_{6k+3} \left( \cos((6k+3)p\theta + 3\omega t) + \cos((6k+3)p\theta - 3\omega t) \right) \quad (4.32)$$

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

Enfin, les déphasages pour  $n = 3k + 1$  sont égaux à :

$$\begin{aligned} (2n+4)\frac{2\pi}{3} &= (6k+2)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+4)\frac{4\pi}{3} &= (6k+2)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{2\pi}{3} &= (6k-4)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-2)\frac{4\pi}{3} &= (6k-4)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

De même que pour le cas  $n = 3k$ , les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent et  $FMM_{stator_{6k-1}} = 0$ .

En conclusion, l'harmonique de temps de rang 3 est susceptible de créer deux champs, un direct et un inverse, de vitesse angulaire  $3\omega$  et possédant  $(6k+3)p$  paires de pôles. Par composition des vitesses, ces champs entraînent, au rotor, les pulsations décrites par le système (4.33).

$$\begin{cases} -\frac{3\omega}{(6k+3)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+3)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+6)\omega \\ \frac{3\omega}{(6k+3)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+3)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -6k\omega \end{cases} \quad (4.33)$$

En se limitant à la composante fondamentale des harmoniques d'espace présent dans les champs magnétiques du système (4.33) ( $k = 0$ ), l'apparition d'harmonique 3 dans les courants des bobinages stator se traduit par une composante harmonique à  $6\omega$  dans les grandeurs électriques de la roue polaire.

### 2.1.2.2. Harmonique de temps de rang 5

De façon analogue, en repartant de l'expression d'une composante spectrale impaire quelconque de la force magnétomotrice stator (équation (4.13)) et en considérant des harmoniques de temps à la pulsation  $5\omega$ , il vient l'expression (4.34).

$$\begin{aligned} FMM_{stator_{2n+1}} &= F_{2n+1} \left( \cos((2n+1)p\theta + 5\omega t) + \cos((2n+1)p\theta - 5\omega t) \right) \\ &+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 5\omega t - (2n+6)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 5\omega t - (2n-4)\frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 5\omega t - (2n+6)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 5\omega t - (2n-4)\frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.34)$$

L'évaluation des valeurs possibles de la variable  $n$  donne de nouveau trois cas et permet d'obtenir, après simplification des déphasages, les expressions respectives des champs magnétiques produits.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+6)\frac{2\pi}{3} &= (6k+6)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+6)\frac{4\pi}{3} &= (6k+6)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-4)\frac{2\pi}{3} &= (6k-4)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-4)\frac{4\pi}{3} &= (6k-4)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

De cette façon, un champ inverse dont l'expression est donnée par la formule (4.35) est créé.

$$FMM_{stator_{6k+1}} = F_{6k+1} \cos((6k+1)p\theta + 5\omega t) \quad (4.35)$$

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
(2n+6)\frac{2\pi}{3} &= (6k+8)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+6)\frac{4\pi}{3} &= (6k+8)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-4)\frac{2\pi}{3} &= (6k-2)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-4)\frac{4\pi}{3} &= (6k-2)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Ainsi, les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent et  $FMM_{\text{stator}_{6k+3}} = 0$ .

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
(2n+6)\frac{2\pi}{3} &= (6k+4)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+6)\frac{4\pi}{3} &= (6k+4)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-4)\frac{2\pi}{3} &= (6k-6)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-4)\frac{4\pi}{3} &= (6k-6)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Dans ce cas, un champ direct ou inverse est créé, en fonction du rang de l'harmonique d'espace. Sa description complète est donnée par l'équation (4.36).

$$FMM_{\text{stator}_{6k-1}} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p\theta - 5\omega t) \quad (4.36)$$

En appliquant la loi de composition des vitesses pour les deux forces magnétomotrices obtenues, les pulsations du système (4.37) peuvent être déduites.

$$\begin{cases} -\frac{5\omega}{(6k+1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+6)\omega \\ \frac{5\omega}{(6k-1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k-1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k-6)\omega \end{cases} \quad (4.37)$$

Conformément au cas considéré pour l'harmonique de rang 3 (harmonique d'espace fondamental uniquement soit  $k = 0$ ), l'impact de l'harmonique à  $5\omega$  sur la roue polaire se limite à une composante à  $6\omega$ .

### 2.1.2.3. Harmonique 7

A partir de l'équation (4.13) et en considérant des courants à la pulsation  $7\omega$ , l'équation (4.38) peut être déduite.

$$\begin{aligned}
FMM_{\text{stator}_{2n+1}} &= F_{2n+1} (\cos((2n+1)p\theta + 7\omega t) + \cos((2n+1)p\theta - 7\omega t)) \\
&+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 7\omega t - (2n+8)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 7\omega t - (2n-6)\frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 7\omega t - (2n+8)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 7\omega t - (2n-6)\frac{4\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned} \quad (4.38)$$

Les trois possibilités vis-à-vis des valeurs imputables à la variable  $n$  permettent d'évaluer les déphasages et les champs respectivement générés.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
(2n+8)\frac{2\pi}{3} &= (6k+8)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+8)\frac{4\pi}{3} &= (6k+8)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-6)\frac{2\pi}{3} &= (6k-6)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-6)\frac{4\pi}{3} &= (6k-6)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Il y a création d'un champ direct exprimable selon la formule (4.39).

$$FMM_{stator\_6k+1} = F_{6k+1} \cos((6k+1)p\theta - 7\omega t) \quad (4.39)$$

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+8)\frac{2\pi}{3} &= (6k+10)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+8)\frac{4\pi}{3} &= (6k+10)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-6)\frac{2\pi}{3} &= (6k-4)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-6)\frac{4\pi}{3} &= (6k-4)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Par conséquent, les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent et  $FMM_{stator\_6k+3} = 0$ .

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+8)\frac{2\pi}{3} &= (6k+6)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+8)\frac{4\pi}{3} &= (6k+6)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-6)\frac{2\pi}{3} &= (6k-8)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-6)\frac{4\pi}{3} &= (6k-8)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Un champ direct ou inverse est créé, selon l'ordre de l'harmonique d'espace considéré (équation (4.40)).

$$FMM_{stator\_6k-1} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p\theta + 7\omega t) \quad (4.40)$$

En appliquant la formule de composition des vitesses sur les deux forces magnétomotrices obtenues (équations (4.39) et (4.40)), l'harmonique 7 est susceptible de créer au rotor les pulsations du système (4.41).

$$\begin{cases} -\frac{7\omega}{(6k-1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k-1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+6)\omega \\ \frac{7\omega}{(6k+1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k-6)\omega \end{cases} \quad (4.41)$$

Ici encore, une contribution à  $6\omega$  dans le courant de roue polaire est observée dans le cas où seul le fondamental des harmoniques d'espace est pris en compte ( $k = 0$ ).

#### 2.1.2.4. Harmonique de temps de rang 11

En dernier lieu, l'harmonique considéré dans cette section est de rang 11. L'équation d'une composante quelconque de la force magnétomotrice stator (équation (4.13)) et la prise en compte de courants à la pulsation  $11\omega$  amènent à l'équation (4.42).

$$\begin{aligned} FMM_{stator\_2n+1} &= F_{2n+1} (\cos((2n+1)p\theta + 11\omega t) + \cos((2n+1)p\theta - 11\omega t)) \\ &+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 11\omega t - (2n+12)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 11\omega t - (2n-10)\frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &+ F_{2n+1} \left( \cos\left((2n+1)p\theta + 11\omega t - (2n+12)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 11\omega t - (2n-10)\frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Les trois cas habituels des valeurs de la variable  $n$  peuvent être évalués.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+12)\frac{2\pi}{3} &= (6k+12)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+12)\frac{4\pi}{3} &= (6k+12)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(2n-10)\frac{2\pi}{3} &= (6k-10)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-10)\frac{4\pi}{3} &= (6k-10)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

Il y a donc création d'un champ inverse à  $11\omega$  selon l'expression (4.43).

$$FMM_{\text{stator}_{6k+1}} = F_{6k+1} \cos((6k+1)p\theta + 11\omega t) \quad (4.43)$$

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}(2n+12)\frac{2\pi}{3} &= (6k+14)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+12)\frac{4\pi}{3} &= (6k+14)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-10)\frac{2\pi}{3} &= (6k-8)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-10)\frac{4\pi}{3} &= (6k-8)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

Ainsi, les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent et  $FMM_{\text{stator}_{6k+3}} = 0$ .

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}(2n+12)\frac{2\pi}{3} &= (6k+10)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+12)\frac{4\pi}{3} &= (6k+10)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-10)\frac{2\pi}{3} &= (6k-12)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-10)\frac{4\pi}{3} &= (6k-12)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

Un champ direct ou inverse à  $11\omega$  peut être créé, en fonction du rang de l'harmonique d'espace considéré (équation (4.44)).

$$FMM_{\text{stator}_{6k-1}} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p\theta - 11\omega t) \quad (4.44)$$

En appliquant la composition des vitesses sur les deux forces magnétomotrices des équations (4.43) et (4.44), il vient le système (4.45) décrivant les pulsations électriques induites dans la roue polaire.

$$\begin{cases} -\frac{11\omega}{(6k+1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+12)\omega \\ \frac{11\omega}{(6k-1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k-1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k-12)\omega \end{cases} \quad (4.45)$$

En se limitant au fondamental des harmoniques ( $k = 0$ ), l'harmonique 11 est susceptible de créer au rotor une composante à  $12\omega$ .

Les harmoniques de temps suivants ne sont pas étudiés puisqu'il est possible de dégager une tendance générale vis-à-vis de leur impact sur le courant de roue polaire. En résumant globalement le rôle des harmoniques de temps dans les courants stator, il est en effet possible d'émettre l'hypothèse qu'ils créeront, quels que soient leurs rangs, des harmoniques multiples du  $6\omega$  dans le courant de roue polaire (équation (4.46)).

$$\omega_{rp} = 6k\omega \quad (4.46)$$

### 2.1.3. Récapitulatif de l'étude de l'alternateur seul

Le Tableau 4. 1 résume les composantes harmoniques éventuellement observées dans les grandeurs électriques de la roue polaire et de l'induit de l'alternateur principal en fonction des conditions de

fonctionnement du système. Elles sont la conséquence de l'association d'harmoniques d'espaces relatifs à la topologie mécanique de l'alternateur et d'harmoniques de temps dont la présence dans les courants circulant dans les bobinages stator est fonction de la charge électrique branchée aux bornes de l'alternateur principal.

Tableau 4. 1. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de roue polaire et d'induit de l'alternateur principal dans un cas de fonctionnement sain.

Grandeurs	Causes	Pulsations (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
Roue polaire	Harmoniques d'espace induit alternateur	$6k\omega$	(4.28)	300, 600, 900, 1200 ...
	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$2k\omega$	(4.30)	100, 200, 300, 400, ...
	Harmoniques de temps induit alternateur	$6k\omega$	(4.46)	300, 600, 900, 1200 ...
Induit alternateur	Harmoniques d'espace induit alternateur	$(1 \pm 6k)\omega$	(4.25)	50, 250, 350, 550 ...
	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$(2k + 1)\omega$	(4.26)	150, 250, 350, 450, ...

#### 2.1.4. Vérification

Avant d'aller plus loin, il est essentiel de s'assurer de la cohérence entre les résultats calculés théoriquement et les grandeurs électriques issus des simulations et des essais expérimentaux. Dans cette optique, les Figure 4. 6 et Figure 4. 7 présentent les spectres d'amplitude du courant de roue polaire et de la tension composée entre les phases 1 et 2 de sortie de l'alternateur issus de simulations et de mesures expérimentales. Les simulations ont été réalisées avec le modèle Flux2D/Matlab sain dont le développement a été présenté au cours du chapitre II. Afin de tester l'équivalence entre les données présentées dans des modes de fonctionnement qui respectent l'hypothèse de linéarité, toutes les mesures, aussi bien expérimentales que simulées, ont été effectuées pour un alternateur sain en fonctionnement à vide et excité à un niveau de 0.4A. Les fréquences considérées s'étendent jusqu'à 1500Hz de façon à visualiser certaines composantes déduites lors des considérations théoriques. Les raies en question sont marquées à l'aide de flèches orange qui permettent une visualisation directe de l'impact des harmoniques d'espace et de temps sur les spectres de ces grandeurs électriques. Enfin, le spectre simulé est décalé artificiellement de 8Hz pour des raisons de lisibilité.

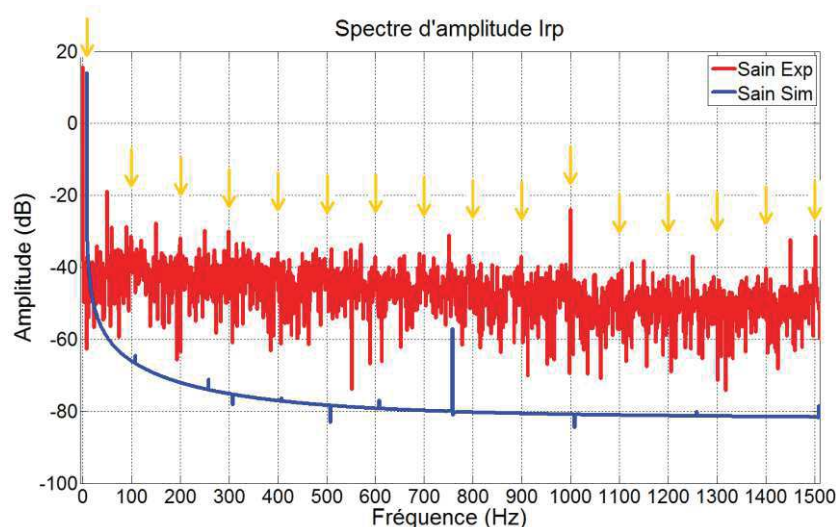


Figure 4. 6. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).



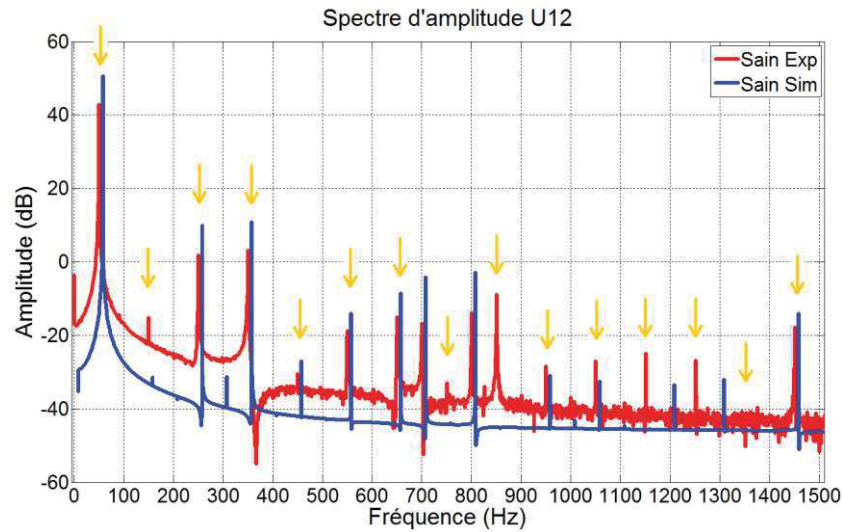


Figure 4. 7. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).

Il ressort des Figure 4. 6 et Figure 4. 7 une nette similarité entre les résultats des calculs théoriques et les mesures simulées et expérimentales. Les harmoniques d'espace de l'alternateur sont effectivement bien représentés aux rangs 5, 9, 11... et, certes de façon moins marquée, aux rangs 3, 5, 7... en conséquence de la roue polaire. Seuls les harmoniques à 850Hz, 1150Hz et 1250Hz ne sont pas représentés par la simulation. Ce phénomène peut s'expliquer par l'absence de prise en compte des harmoniques d'encoche dans le modèle Flux2D à cause du « filtrage » sur un pas dentaire effectué pour reproduire le vrillage des encoches. Ce vrillage n'a cependant pas une action aussi prononcée que le filtrage numérique appliqué, et certaines compositions des harmoniques d'encoches absents des spectres simulés se retrouvent quand même dans les spectres expérimentaux. La Figure 4. 8 présente de nouveau le spectre de la tension composée U12 en expérimental d'une part et en simulation d'autre part en ayant ôté le « filtrage » des inductances, laissant par là même ressortir les harmoniques évoqués.

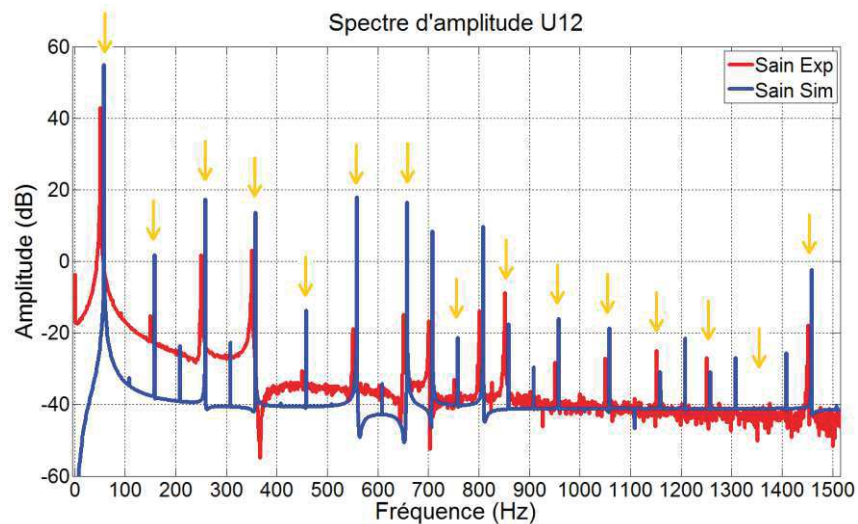


Figure 4. 8. Spectres d'amplitude expérimental et simulé (sans filtrage des inductances) de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches orange (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).

En revanche, il ressort également une difficulté notable à évaluer la pertinence des conclusions théoriques émises vis-à-vis du courant de roue polaire. En effet, le bruit expérimental rend le discernement des composantes harmoniques très hasardeux et le spectre simulé semble ne pas livrer les raies attendues. Cependant, la cause évoquée pour l'apparition des harmoniques dans le courant de roue polaire est en grande partie reliée aux harmoniques d'espaces engendrés par les bobinages côté stator. Cet impact ne peut avoir lieu que si les bobinages stator apportent une certaine contribution au champ magnétique d'entrefer et par conséquent, que si des courants circulent dans ces bobinages, ce qui n'est pas le cas dans le mode de fonctionnement utilisé pour la Figure 4. 6 (alternateur à vide et excitation réduite). La Figure 4. 9 compare de nouveau les spectres des courants de roue polaire expérimental et simulé en fonctionnement nominal (27kVA, 400V en sortie,  $\cos\varphi$  0.8) et permet de retrouver les harmoniques espérés.

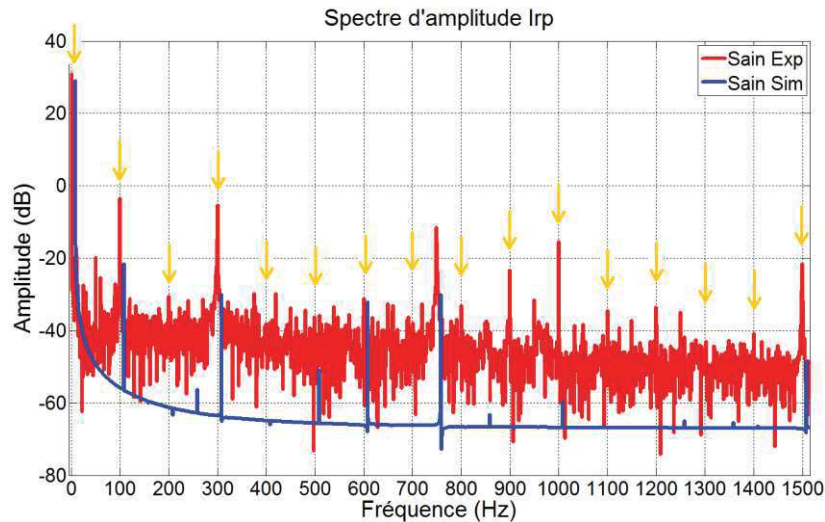


Figure 4. 9. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'alternateur marquées par des flèches oranges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8, 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.8A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz)

## 2.2. Étude de l'excitatrice

L'excitatrice associée à l'alternateur ne possède, de manière générale, pas le même nombre de paires de pôles que celui-ci. Cette caractéristique implique la création dans les signaux électriques de fréquences propres à l'excitatrice, ce qui représente au passage un avantage indéniable pour le diagnostic. Tout comme  $\omega$  représente la pulsation propre des grandeurs d'induit de l'alternateur,  $\omega_{exc}$  est définie comme la pulsation électrique côté induit de l'excitatrice. Cette pulsation peut être exprimée en fonction de  $\omega$ , tel que le montre la formule (4.47).

$$\omega_{exc} = \omega \frac{p_{exc}}{p} \quad (4.47)$$

avec  $p$  et  $p_{exc}$  les nombres de paires de pôles respectives de l'alternateur principal et de l'excitatrice.

La même étude que celle effectuée en section 2.1 est ici adaptée de façon abrégée pour l'excitatrice et permet de mettre en lumière les composantes harmoniques inhérentes à la présence de cette machine dans le système.

### 2.2.1. Harmoniques d'espace

En faisant l'hypothèse que l'étude des harmoniques d'espace liés à la géométrie de l'alternateur est également valable pour l'excitatrice, les mêmes harmoniques que ceux de l'alternateur principal seront créés à l'induit et à l'inducteur de l'excitatrice, mais en fonction de sa pulsation propre  $\omega_{exc}$ . Il est alors possible d'envisager la présence des composantes spectrales suivantes :

- A l'induit de l'excitatrice, les fréquences déterminées par le système d'équations (4.48).

$$\begin{cases} \omega_{induit} = (1 \pm 6k)\omega_{exc} \\ \omega_{induit} = (2k + 1)\omega_{exc} \end{cases} \quad (4.48)$$

- A l'inducteur de l'excitatrice, les fréquences déterminées par le système (4.49).

$$\begin{cases} \omega_{inducteur} = 6k\omega_{exc} \\ \omega_{inducteur} = 2k\omega_{exc} \end{cases} \quad (4.49)$$

### 2.2.2. Harmoniques générés par le redressement au niveau du pont de diodes

Étant donné la présence d'un redresseur de type pont de Graetz triphasé double alternance, les grandeurs fondamentales générées à l'induit de l'excitatrice, de pulsation  $\omega_{exc}$ , engendrent à leur tour dans le courant de roue polaire des harmoniques de fréquences déterminées par la formule (4.50).

$$\omega_{rp} = 6k\omega_{exc} \quad (4.50)$$

Ce redressement produit, en retour, des harmoniques dans les grandeurs d'induit de l'excitatrice. Ils correspondent aux rangs impairs de la pulsation  $\omega_{exc}$  ainsi qu'à la modulation de ces rangs impairs par le  $6k\omega_{exc}$  présent dans la roue polaire. En effet, selon l'équation trigonométrique (4.51) :

$$\cos(a) + \cos(b) = 2\cos\left(\frac{a+b}{2}\right)\cos\left(\frac{a-b}{2}\right) \quad (4.51)$$

il est possible d'émettre l'hypothèse que les harmoniques à  $6k\omega_{exc}$  de la roue polaire vont se combiner aux harmoniques impairs à  $(2k + 1)\omega_{exc}$  présents en amont du redresseur triphasé, dans l'induit de l'excitatrice.

L'équation (4.52) exprime de façon mathématique la combinaison de ces deux types d'harmoniques.

$$\omega_{induit} = (2j + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc} \quad (4.52)$$

avec  $j$  et  $k$  entiers positifs de 0 à l'infini.

**Remarque :** Le hacheur présent dans l'étage de puissance du régulateur de tension engendre également des harmoniques à la fréquence de découpage dans les grandeurs d'excitation, harmoniques susceptibles de se combiner à d'autres et se répercutant par la suite dans le reste du système. La régulation n'étant pas prise en compte dans le modèle Flux2D/Matlab du générateur, cette source harmonique ne sera pas étudiée ici.

### 2.2.3. Harmoniques de temps

L'analyse de l'effet des harmoniques de temps présents dans les courants d'induit précédemment réalisée pour l'alternateur peut également être reprise en adaptant les fréquences au nombre de paires de pôles de l'excitatrice. Contrairement à l'alternateur, pouvant fonctionner à vide, les harmoniques de temps impairs dus à la présence du pont redresseur connecté à la roue polaire sont inéluctablement présents à l'induit de l'excitatrice. Ils ont donc un effet permanent sur le contenu spectral des grandeurs d'excitation à l'inducteur de l'excitatrice. Pour ne pas répéter l'ensemble de l'étude effectuée sur l'alternateur, seul l'harmonique de rang 5 est traité ci-dessous en guise d'exemple.

En repartant de l'expression d'une composante harmonique quelconque de la force magnétomotrice à l'induit de l'excitatrice (équation (4.13)) et en considérant des courants à la pulsation  $5\omega_{exc}$ , il est possible d'exprimer la force magnétomotrice engendrée par ces courants (équation (4.53)).

$$\begin{aligned}
FMM_{induit_{2n+1}} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p_{exc}\theta + 5\omega_{exc}t) + \cos((2n+1)p_{exc}\theta - 5\omega_{exc}t)) \\
& + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + 5\omega_{exc}t - (2n+6)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - 5\omega_{exc}t - (2n-4)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
& + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + 5\omega_{exc}t - (2n+6)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - 5\omega_{exc}t - (2n-4)\frac{4\pi}{3}\right)\right)
\end{aligned} \quad (4.53)$$

En effectuant le même travail que pour l'alternateur, les expressions des forces magnétomotrices relatives aux trois séries de valeurs envisageables pour la variable  $n$  ( $3k$ ,  $3k+1$  et  $3k-1$ ) sont déduites (expressions (4.54) à (4.56)).

$$FMM_{induit_{6k+1}} = F_{6k+1} \cos((6k+1)p_{exc}\theta + 5\omega_{exc}t) \quad (4.54)$$

$$FMM_{induit_{6k+3}} = 0 \quad (4.55)$$

$$FMM_{induit_{6k-1}} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p_{exc}\theta - 5\omega_{exc}t) \quad (4.56)$$

Par composition des vitesses sur les deux forces magnétomotrices des équations (4.54) et (4.56), les pulsations électriques engendrées à l'inducteur de l'excitatrice sont déductibles selon le système (4.57).

$$\begin{cases} -\frac{5\omega_{exc}}{(6k+1)p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{(6k+1)p_{exc}} \Rightarrow \omega_{inducteur} = -(6k+6)\omega_{exc} \\ \frac{5\omega_{exc}}{(6k-1)p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{(6k-1)p_{exc}} \Rightarrow \omega_{inducteur} = -(6k-6)\omega_{exc} \end{cases} \quad (4.57)$$

En ne considérant que le fondamental des harmoniques d'espace ( $k=0$ ), l'harmonique de temps de rang 5 crée un champ inverse à la pulsation  $5\omega_{exc}$  se répercutant dans la roue polaire par un harmonique à  $6\omega_{exc}$ .

En généralisant l'étude aux autres harmoniques de temps, une conclusion similaire à celle émise pour l'alternateur peut être énoncée : les harmoniques de temps impairs présents dans les courants à l'induit de l'excitatrice créeront, quels que soit leurs rangs, des harmoniques à  $6k\omega_{exc}$  dans le courant d'excitation (formule (4.58)).

$$\omega_{inducteur} = 6k\omega_{exc} \quad (4.58)$$

Par ailleurs, il a été évoqué la présence d'harmoniques modulés aux pulsations  $(2j+1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$  dans les grandeurs d'induit de l'excitatrice. Ici est émise l'hypothèse que cette modulation peut être traitée comme la somme de deux types de champs distincts créés dans l'entrefer :

- Un premier type généré par les harmoniques à  $(2j+1)\omega_{exc}$  qui produisent, comme le montre l'équation (4.49), des composantes à  $6k\omega_{exc}$  côté inducteur de l'excitatrice ;
- Un second type provenant des harmoniques à  $\pm 6k\omega_{exc}$  qui modulent les précédents.

Il est alors nécessaire d'étudier de plus près l'effet de cet harmonique de rang 6 quant à la création de champ dans l'entrefer. En utilisant la méthode habituelle et en repartant de l'expression (4.13) d'une composante quelconque de la force magnétomotrice stator, il peut être écrit l'expression (4.59) décrivant les harmoniques créés par des courants à la pulsation  $6\omega_{exc}$  circulant dans l'induit de l'excitatrice.

$$\begin{aligned}
FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p_{exc}\theta + 6\omega_{exc}t) + \cos((2n+1)p_{exc}\theta - 6\omega_{exc}t)) \\
& + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + 6\omega_{exc}t - (2n+7)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - 6\omega_{exc}t - (2n-5)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
& + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + 6\omega_{exc}t - (2n+7)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - 6\omega_{exc}t - (2n-5)\frac{4\pi}{3}\right)\right)
\end{aligned} \quad (4.59)$$

En fonction de la valeur de  $n$ , les trois cas analogues aux études précédentes peuvent être considérés et les déphasages puis les champs magnétiques évalués.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$(2n+7)\frac{2\pi}{3} = (6k+7)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$\begin{aligned}
(2n+7)\frac{4\pi}{3} &= (6k+7)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{2\pi}{3} &= (6k-5)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{4\pi}{3} &= (6k-5)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Par conséquent, les champs inverse et direct forment des systèmes triphasés équilibrés et s'annulent ( $FMM_{stator\_6k+1} = 0$ ).

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
(2n+7)\frac{2\pi}{3} &= (6k+9)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+7)\frac{4\pi}{3} &= (6k+9)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{2\pi}{3} &= (6k-3)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{4\pi}{3} &= (6k-3)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Ainsi, deux champs sont créés à la fréquence  $6\omega_{exc}$ , un inverse et un direct, possédant  $(6k+3)$  fois plus de paires de pôles que le fondamental (équation (4.60)).

$$FMM_{stator\_6k+3} = F_{6k+3} (\cos((6k+3)p_{exc}\theta + 6\omega_{exc}t) + \cos((6k+3)p_{exc}\theta - 6\omega_{exc}t)) \quad (4.60)$$

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
(2n+7)\frac{2\pi}{3} &= (6k+5)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n+7)\frac{4\pi}{3} &= (6k+5)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{2\pi}{3} &= (6k-7)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-5)\frac{4\pi}{3} &= (6k-7)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

De même que pour le cas  $n = 3k$ , les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent ( $FMM_{stator\_6k-1} = 0$ ).

En conclusion, l'harmonique 6 est susceptible de créer deux champs, l'un direct et l'un inverse, de vitesse angulaire  $6\omega_{exc}$  et à  $(6k+3)$  fois plus de paires de pôles que le fondamental.

A présent, il est temps de recomposer la modulation  $(2j+1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$  au travers de l'association des champs générés par chacune des composantes. Dans un premier temps, un cas particulier constitué de l'harmonique 5, dont il a été montré qu'il produit un champ inverse à  $5\omega_{exc}$  (équations (4.54) et (4.56) avec  $k=0$ ), modulé par le fondamental du champ produit par les harmoniques à  $6k\omega_{exc}$  ( $k=0$ ), est considéré. Par application de la loi de composition des vitesses, l'équation (4.61) peut être écrite.

$$\frac{-5\omega_{exc}}{p_{exc}} \pm \frac{6k\omega_{exc}}{3p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{p_{exc}} \Rightarrow \omega_{inducteur} = -6\omega_{exc} \pm \frac{6\omega_{exc}}{3} \quad (4.61)$$

En généralisant aux autres harmoniques impairs présents dans l'induit, il est possible d'obtenir la formule (4.62).

$$\omega_{inducteur} = 6k\omega_{exc} \pm 2\omega_{exc} \quad (4.62)$$

## 2.2.4. Récapitulatif de l'étude de l'excitatrice seule

Le Tableau 4. 2 résume d'un seul coup d'œil l'ensemble des résultats de cette section 2.2. Les pulsations harmoniques de chaque signal électrique ainsi que leurs origines y sont répertoriées.



Tableau 4. 2. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'inducteur et de l'induit de l'excitatrice ainsi que dans la roue polaire (cas de fonctionnement sain).

Grandeurs	Causes	Pulsations (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$	(4.49)	750, 1500 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$2k\omega_{exc}$	(4.49)	250, 500, 750 ...
	Harmoniques de temps induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$ $6k\omega_{exc} \pm 2\omega_{exc}$	(4.58) (4.62)	750, 1500 ... 250, 500, 1000, 1250 ...
<b>Induit excitatrice</b>	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$(1 \pm 6k)\omega_{exc}$	(4.48)	125, 625, 875, 1125 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$(2k + 1)\omega_{exc}$	(4.48)	125, 375, 625 ...
<b>Roue polaire</b>	Redressement	$(2k + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$	(4.52)	125, 375, 625 ...
	Redressement	$6k\omega_{exc}$	(4.50)	750, 1500 ...

### 2.2.5. Vérification

Afin d'éviter une trop grande pollution harmonique issue de l'alternateur, les simulations utilisées pour vérifier les contenus spectraux de l'excitatrice seule ont été réalisées à vide (pas de courants de phase côté stator de l'alternateur) avec un courant d'excitation de 0.4A. La roue polaire reste néanmoins présente, si bien que l'excitatrice elle-même ne fonctionne pas à vide, et les harmoniques issus au redressement à diodes sont générés dans les tensions d'induit. De par la difficulté d'accès aux tensions d'induit de l'excitatrice, ces dernières n'ont pas été mesurées lors des essais expérimentaux. Seuls les spectres d'amplitude des résultats de simulations avec le modèle Flux2D/Matlab sont donc présentés pour cette grandeur. Les composantes harmoniques générées par l'alternateur sont, comme en section 2.1.4, marquées par des **flèches orange** sur la Figure 4. 12, et les nouvelles composantes déduites de l'action de l'excitatrice sont quant à elles ajoutées en **vert** sur les Figure 4. 10 à Figure 4. 12.

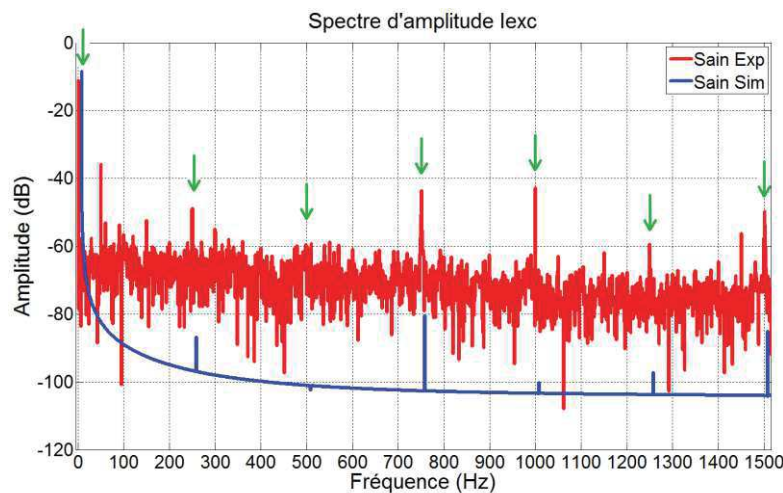


Figure 4. 10. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des **flèches vertes** (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).



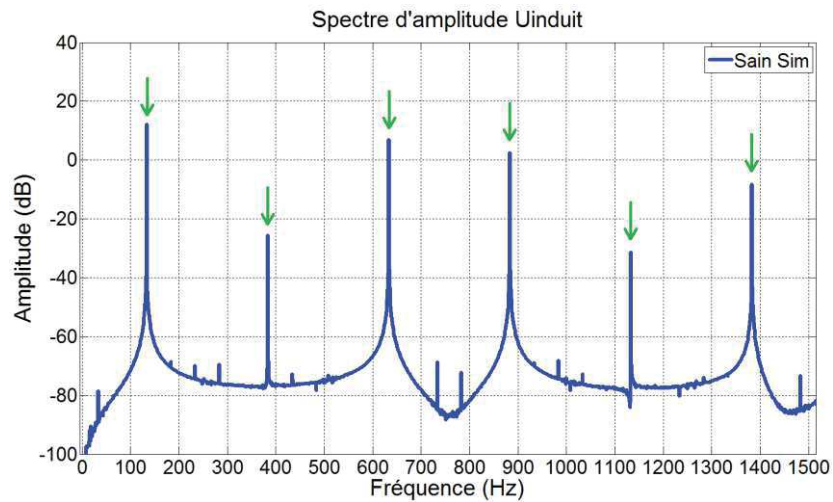


Figure 4. 11. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension d'induit entre phases de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des **flèches vertes** (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

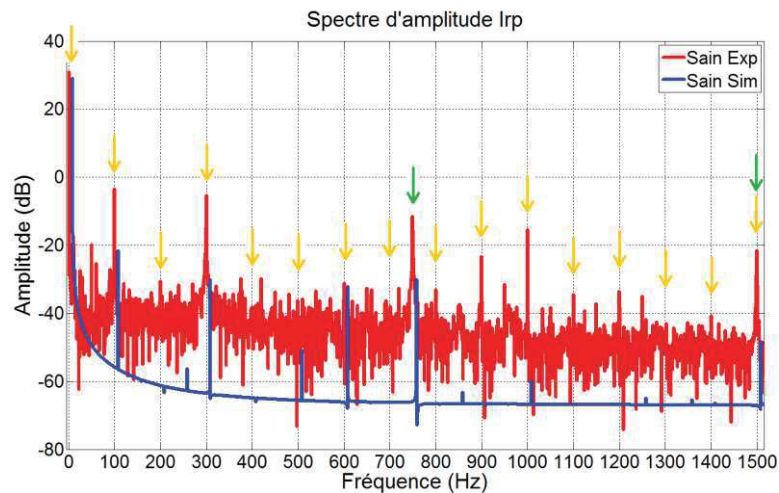


Figure 4. 12. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'excitatrice marquées par des **flèches vertes** (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).

Les Figure 4. 10 à Figure 4. 12 permettent de valider l'approche théorique de l'excitatrice. Elles rendent compte de la précision avec laquelle une étude des forces magnétomotrices respectives aux phénomènes électriques dans les bobinages ou aux phénomènes spatiaux permet de déterminer de façon très correcte les composantes spectrales principales inhérentes à chacun des signaux du système. Seules certaines composantes des courants sont difficiles à discerner, du fait de leur faible amplitude d'une part, et du bruit de mesure dans les données expérimentales d'autre part. Une remarque concernant la forte amplitude de la raie expérimentale à 1kHz dans les courants peut être émise. Elle découle du hacheur présent dans le système d'excitation et découpant la tension d'excitation à cette fréquence de 1kHz, qui se propage dans le système et se retrouve jusque dans le courant de roue polaire (Figure 4. 12). Ces raies ne sont pas présentes dans les spectres simulés puisque le système d'excitation n'est pas pris en compte dans le modèle Flux2D/Matlab, mais leur origine est aisément explicable.

### 2.3. Effets croisés

Après avoir étudié indépendamment les impacts de chacune des deux machines sur leurs proches banlieues, c'est-à-dire de l'alternateur côté sortie (stator) et côté roue polaire (rotor) (section 2.1), et de l'excitatrice côté excitation (stator) et côté induit (rotor jusqu'à la roue polaire) (section 2.2), il est intéressant de se pencher sur les

composantes harmoniques traversant l'ensemble du système pour influencer sur l'autre machine. Ainsi, deux cas sont étudiés dans cette section :

- les effets de l'alternateur sur l'excitatrice au travers des harmoniques qu'il génère dans la roue polaire et qui, à la manière des saumons dans un fleuve, remontent jusqu'à l'inducteur de l'excitatrice en traversant les obstacles présents au rotor ;
- les effets de l'excitatrice sur l'alternateur par les harmoniques qu'elle génère dans les grandeurs d'induit de l'excitatrice puis dans la roue polaire, après avoir traversé le pont de diodes.

### 2.3.1. Effets indirects de l'alternateur sur l'excitatrice

#### 2.3.1.1. Recherche des harmoniques induits

D'après les équations 4.28 et 4.46, l'alternateur engendre des harmoniques à  $6k\omega$  dans le courant de roue polaire. Conséquence du redresseur à diodes, ces harmoniques se retrouvent modulés dans l'induit de l'excitatrice à des fréquences égales à  $(2j + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega$  ( $j$  et  $k$  entiers naturels positifs).

De façon similaire à la modulation du  $6k\omega_{exc}$  aux fréquences  $(2j + 1)\omega_{exc}$  étudiée en section 2.2.3, une approche en deux étapes permet d'étudier l'impact de ces grandeurs modulées sur l'inducteur de l'excitatrice. Pour cela, les deux champs d'entrefer générés par les harmoniques « porteurs » et par les harmoniques « modulateurs » sont considérés séparément.

Dans un premier temps, l'étude des harmoniques « porteurs » aux pulsations  $(2j + 1)\omega_{exc}$  a déjà été effectuée dans la section 2.2.3. L'harmonique de rang 5 produit notamment un champ inverse à  $5\omega_{exc}$  qui sera utilisé comme base de calcul avant la généralisation des résultats.

De même, comme exposé dans la section 2.2.3, l'harmonique 6 est susceptible de créer deux champs, l'un direct et l'autre inverse, présentant  $(6k + 3)$  fois plus de paires de pôles que le champ fondamental. Attention cependant puisqu'il s'agit dans ce cas d'un champ généré par l'alternateur et par conséquent caractérisé par une pulsation égale à  $6\omega$ , et non  $6\omega_{exc}$ .

En guise d'exemple, il est possible d'appliquer la loi de composition des vitesses sur le champ inverse à  $5\omega_{exc}$  produit par les harmoniques 5 et les champs produits par le  $6\omega$  (pour lesquels seuls le fondamental est pris en compte ici). Il en résulte alors la formule (4.63).

$$\frac{-5\omega_{exc}}{p_{exc}} \pm \frac{6\omega}{p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{p_{exc}} \Rightarrow \omega_{inducteur} = -6\omega_{exc} \pm \frac{6\omega}{3} \quad (4.63)$$

Après généralisation de l'écriture précédente à tous les harmoniques impairs modulés par le  $6\omega$ , il apparaît l'équation (4.64).

$$\omega_{inducteur} = 6k\omega_{exc} \pm 2\omega \quad (4.64)$$

#### 2.3.1.2. Vérification

La Figure 4. 13 présente les spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant d'excitation de l'excitatrice pour un fonctionnement de l'alternateur au point nominal,  $\cos\varphi$  0.8 et 400V en sortie. Les **flèches vertes** représentent les composantes harmoniques issues de l'étude de l'excitatrice seule (retour harmonique des  $(2k + 1)\omega_{exc}$  et  $(2j + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$  dans le courant d'excitation). Les **flèches mauves** correspondent aux composantes spectrales déduites du raisonnement précédent (équation (4.64)).

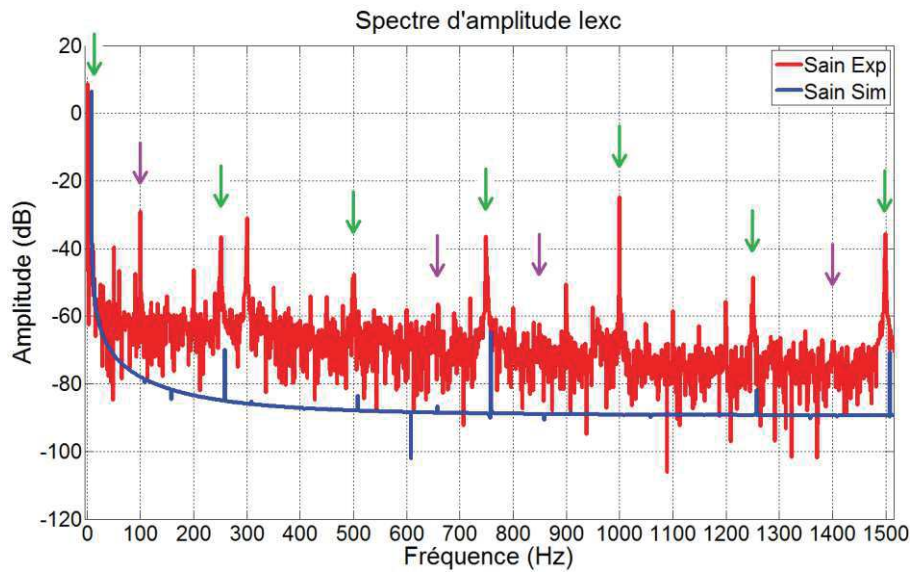


Figure 4. 13. Spectres d'amplitude expérimental et simulé du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet indirect de l'alternateur sur l'excitatrice marquées par des flèches mauves (fonctionnement sain à  $\cos\varphi 0.8$ , 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.8A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre simulé décalé de 8Hz).

Il peut être noté que certaines des raies spectrales prévues ne ressortent pas clairement du spectre d'amplitude. Ce phénomène peut être expliqué par la très faible amplitude des raies si l'on en croit le spectre simulé aux fréquences indiquées. De plus, seule la composante fondamentale des champs créés par le  $6k\omega$  a été prise en compte mais l'hypothèse d'une modulation s'effectuant également à des fréquences multiples du  $2\omega$  semble vraisemblable et pourrait expliquer les raies supplémentaires à 200Hz, 300Hz, ... La difficulté réside dans la détermination de l'impact réel de la force magnétomotrice produite sur l'amplitude de la raie saine.

## 2.3.2. Effets indirects de l'excitatrice sur l'alternateur

### 2.3.2.1. Recherche des harmoniques induits

D'après l'équation (4.50), l'excitatrice induit des harmoniques à  $\pm 6k\omega_{exc}$  dans les grandeurs électriques de la roue polaire, conséquences du redressement triphasé à diodes des grandeurs d'induit de l'excitatrice. En utilisant l'expression de la force magnétomotrice du rotor (équation (4.21)) et en ne considérant que le fondamental des harmoniques d'espace, il est possible d'écrire l'équation (4.65) décrivant le champ magnétique créé à la fréquence  $6k\omega_{exc}$ .

$$FMM_{rotor\_6k} = F_{6k} \cos(p\theta \pm 6k\omega_{exc} t) \quad (4.65)$$

Il s'agit littéralement de l'expression de champs directs et inverses de même nombre de pôles que l'alternateur principal et dont la vitesse de rotation électrique est égale à celle des harmoniques lui donnant naissance ( $6k\omega_{exc}$ ). Par voie de conséquence, l'application de la formule de composition des vitesses permet de déduire l'apparition d'harmoniques à l'induit de l'alternateur telle que présentée par la formule (4.66).

$$\frac{\omega_{stator}}{p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\pm 6k\omega_{exc}}{p} \quad (4.66)$$

L'équation (4.67) présente finalement la valeur des pulsations électriques à attendre au niveau de l'induit de l'alternateur principal.

$$\omega_{stator} = \left(1 \pm 6k \frac{p_{exc}}{p}\right) \omega \quad (4.67)$$

### 2.3.2.2. Vérification

Afin de comparer ce résultat aux simulations issues du modèle Flux2D/Matlab et aux essais expérimentaux, les spectres de la tension composée de sortie entre les phases 1 et 2 pour un fonctionnement à vide et une excitation réduite (0.4A) sont donnés par la Figure 4. 14. Les flèches de couleur orange marquent les composantes spectrales déjà obtenues lors de l'étude de l'alternateur seul, les flèches en rose celles déduites dans la section 2.3.2.1 (équation (4.67)).

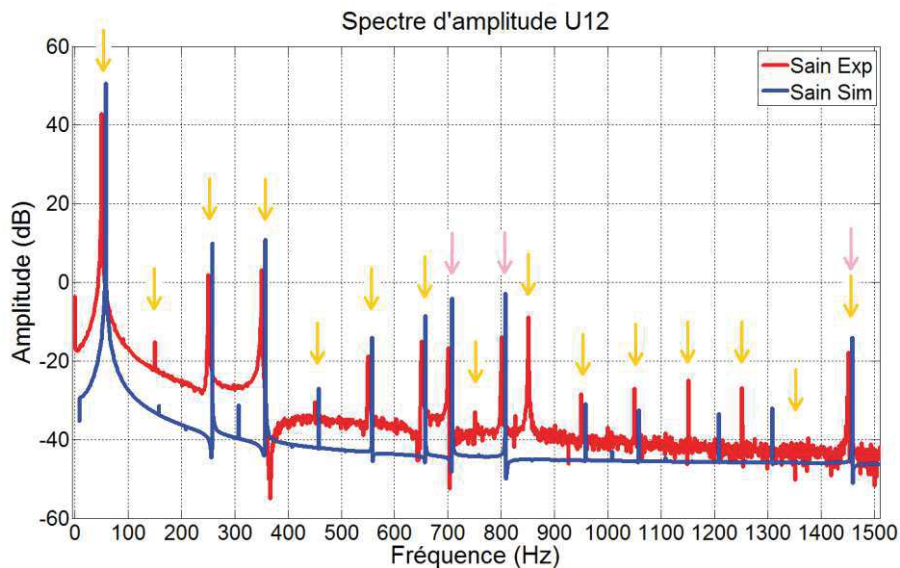


Figure 4. 14. Spectres d'amplitude expérimental et simulé de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet indirect de l'excitatrice sur l'alternateur marquées par des flèches roses (fonctionnement sain à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre sain décalé de 8Hz).

Les raies marquées en rose complètent idéalement la panoplie des raies principales de la tension composée de sortie. Devant l'amplitude considérable des raies à 700Hz et 800Hz, l'effet de l'excitatrice sur l'alternateur n'est en conclusion pas négligeable d'un point de vue harmonique.

## 2.4. Récapitulatif global du système sain

Le Tableau 4. 3 expose de façon synthétique les principaux harmoniques à attendre dans les grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur lors d'un fonctionnement sans défaut du système. Il présente également les causes inhérentes à ces composantes spectrales et permet de se faire une idée des valeurs numériques des premiers harmoniques générés.

Tableau 4. 3. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement sain.

Grandeurs	Causes	Pulsations (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$	(4.49)	750, 1500 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$2k\omega_{exc}$	(4.49)	250, 500, 750 ...
	Harmoniques de temps induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$	(4.58)	750, 1500 ...
	Alternateur	$6k\omega_{exc} \pm 2\omega_{exc}$	(4.62)	250, 500, 1000, 1250 ...
<b>Induit excitatrice</b>	Alternateur	$6k\omega_{exc} \pm 2\omega$	(4.64)	100, 650, 850, 1400 ...
	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$(1 \pm 6k)\omega_{exc}$	(4.48)	125, 625, 875, 1125 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$(2k + 1)\omega_{exc}$	(4.48)	125, 375, 625 ...
<b>Roue polaire</b>	Redressement	$(2k + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$	(4.52)	125, 375, 625 ...
	Redressement	$6k\omega_{exc}$	(4.50)	750, 1500 ...
	Harmoniques d'espace induit alternateur	$6k\omega$	(4.28)	300, 600, 900, 1200 ...
	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$2k\omega$	(4.30)	100, 200, 300, 400, ...
	Harmoniques de temps induit alternateur	$6k\omega$	(4.46)	300, 600, 900, 1200 ...
<b>Induit alternateur</b>	Harmoniques d'espace induit alternateur	$(1 \pm 6k)\omega$	(4.25)	50, 250, 350, 550 ...
	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$(2k + 1)\omega$	(4.26)	150, 250, 350, 450, ...
	Excitatrice	$\left(1 \pm 6k \frac{p_{exc}}{p}\right)\omega$	(4.67)	700, 800, 1450 ...

## 2.5. Étude d'un système à excitatrice possédant huit pôles

Il est toujours intéressant de mettre en doute les résultats d'une étude pour éprouver leur robustesse face aux modifications des paramètres. La disponibilité de relevés expérimentaux sur un alternateur possédant une excitatrice à quatre paires de pôles a permis de mettre à l'épreuve les composantes harmoniques trouvées vis-à-vis d'un autre type de système. Les données du problème deviennent :

- excitatrice à 8 pôles soit  $p_{exc} = 4$  et  $f_{exc} = 100\text{Hz}$  ;
- alternateur à 4 pôles soit  $p = 2$  et  $f = 50\text{Hz}$  ;

Le Tableau 4. 4 reprend les conclusions issues du

Tableau 4. 3 en adaptant les valeurs numériques aux nouvelles caractéristiques de l'excitatrice. Il est à noter que les machines électriques du nouveau système conservent la même topologie de bobinage que le précédent, permettant d'évaluer directement les expressions harmoniques obtenues pour le système à excitatrice dix pôles.



Tableau 4. 4. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques pour une excitatrice à quatre paires de pôles et un alternateur à deux paires de pôles dans un cas de fonctionnement sain.

Grandeurs	Causes	Pulsations (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$	(4.49)	600, 1200 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$2k\omega_{exc}$	(4.49)	200, 400, 600 ...
	Harmoniques de temps induit excitatrice	$6k\omega_{exc}$	(4.58)	600, 1200 ...
	Alternateur	$6k\omega_{exc} \pm 2\omega_{exc}$	(4.62)	200, 400, 800, 1000 ...
<b>Induit excitatrice</b>	Alternateur	$6k\omega_{exc} \pm 2\omega$	(4.64)	100, 500, 700, 1100 ...
	Harmoniques d'espace induit excitatrice	$(1 \pm 6k)\omega_{exc}$	(4.48)	100, 500, 700, 1100 ...
	Harmoniques d'espace inducteur excitatrice	$(2k + 1)\omega_{exc}$	(4.48)	100, 300, 500, 700 ...
<b>Roue polaire</b>	Redressement	$(2k + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega_{exc}$	(4.52)	100, 300, 500 ...
	Redressement	$6k\omega_{exc}$	(4.50)	600, 1200 ...
	Harmoniques d'espace induit alternateur	$6k\omega$	(4.28)	300, 600, 900, 1200 ...
	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$2k\omega$	(4.30)	100, 200, 300, 400, ...
	Harmoniques de temps induit alternateur	$6k\omega$	(4.46)	300, 600, 900, 1200 ...
	Harmoniques d'espace induit alternateur	$(1 \pm 6k)\omega$	(4.25)	50, 250, 350, 550 ...
<b>Induit alternateur</b>	Harmoniques d'espace inducteur alternateur	$(2k + 1)\omega$	(4.26)	150, 250, 350, 450, ...
	Excitatrice	$(1 \pm 6k \frac{p_{exc}}{p})\omega$	(4.67)	550, 650, 1150 ...

Ces résultats théoriques sont à présents confrontés à des relevés expérimentaux effectués dans les locaux d'essais de Leroy Somer sur un système respectant les caractéristiques précédemment décrites. L'alternateur était équipé de bagues et balais et d'un câblage de renvoi des tensions d'induit de l'excitatrice permettant leur mesure et par là même une vérification expérimentale de leurs contenus harmoniques. Les Figure 4. 15 à Figure 4. 18 présentent les spectres d'amplitude des principales grandeurs électriques relevées sur l'alternateur à un point de fonctionnement nominal ( $\cos\phi$  0.8, 400V en sortie). Le même code couleur que précédemment (orange pour l'alternateur, vert pour l'excitatrice, mauve et rose les effets croisés) a été conservé pour permettre un discernement entre les phénomènes à l'origine des composantes harmoniques.

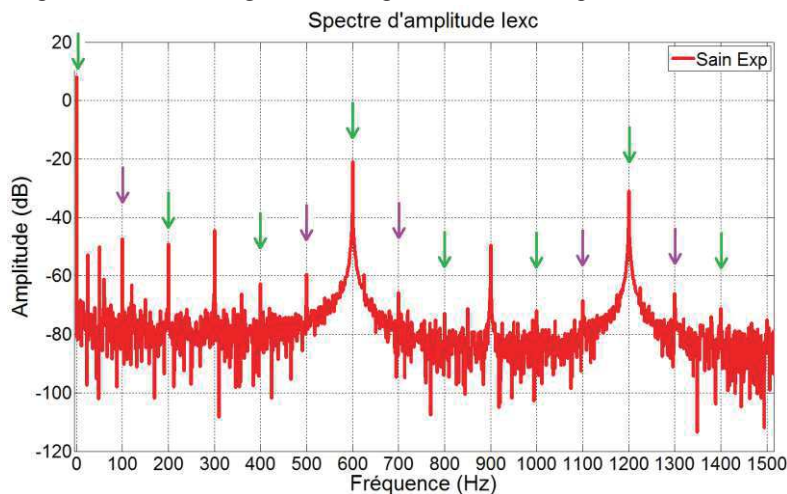


Figure 4. 15. Spectre d'amplitude expérimental du courant d'excitation de l'excitatrice (fonctionnement nominal  $\cos\phi$  0.8, 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.6A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).



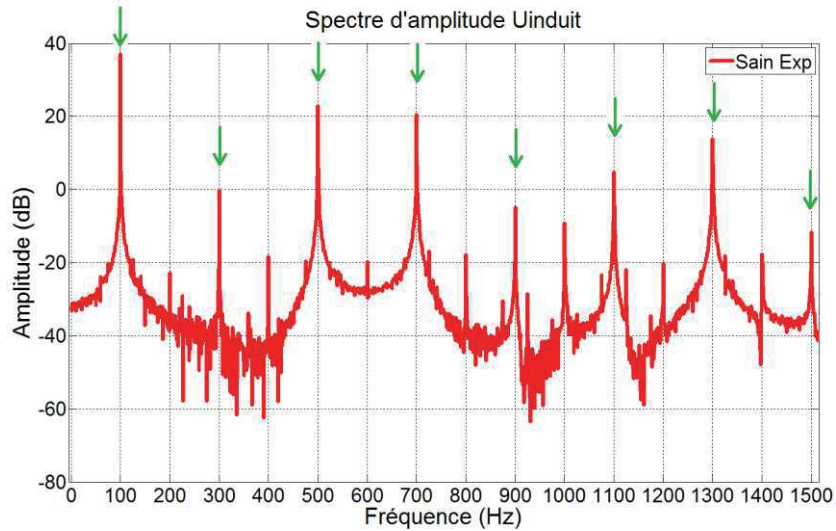


Figure 4. 16. Spectre d'amplitude expérimental de la tension d'induit de l'excitatrice (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8, 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.6A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

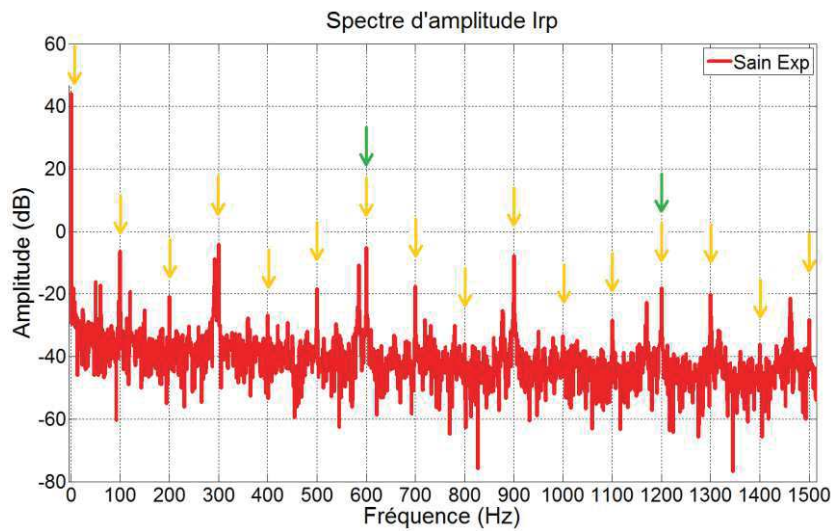


Figure 4. 17. Spectre d'amplitude expérimental du courant de roue polaire (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8, 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.6A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

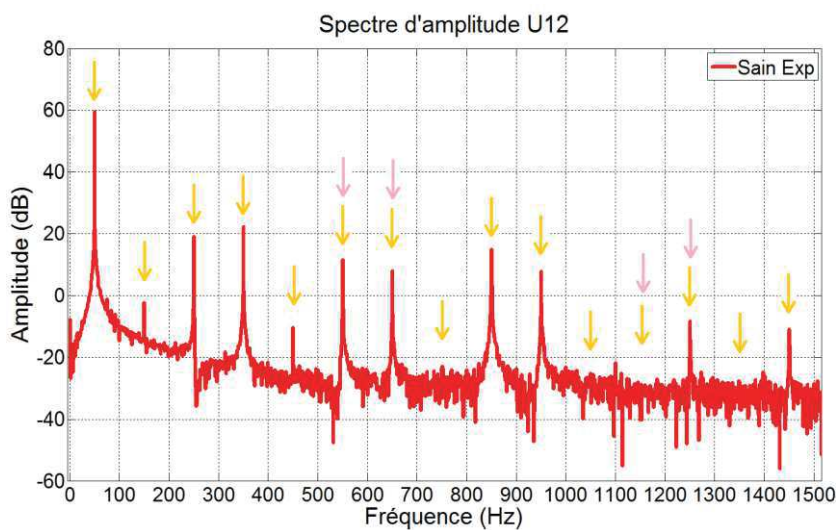


Figure 4. 18. Spectre d'amplitude expérimental de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8, 400V en sortie ( $I_{exc} = 2.6A$ ),  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ ).

La principale conclusion pouvant être émise à la vue des Figure 4. 15 à Figure 4. 18 concerne la bonne exhaustivité de l'image harmonique théorique du système vis-à-vis des relevés expérimentaux réels. Grâce à la manipulation des équations des forces magnétomotrices, il est possible de déterminer les composantes spectrales essentielles qui composent chaque signal électrique à l'intérieur du système, et ce de façon a priori générale comme le montre les résultats de cette étude d'un système avec paramétrage différent. En ce qui concerne le courant d'excitation (Figure 4. 15), les raies à 300Hz et 900Hz, a priori loupées par l'étude théorique, peuvent s'expliquer par la modulation  $6k\omega_{exc} \pm 2\omega$  qui est également susceptible d'introduire des harmoniques modulant à  $\pm 2j\omega$  et complétant ainsi les harmoniques manquant. En outre, une certaine prudence est de mise sur les deux spectres des courants (excitation Figure 4. 15 et de roue polaire Figure 4. 17) du fait d'une probable pollution harmonique. En effet, de nombreuses raies multiples du 60Hz sont présentes et pourraient trouver leur origine dans la présence d'autres machines tournantes à proximité du banc de mesure lors des essais expérimentaux. La prédiction des principaux harmoniques n'en reste pas moins convenable.

### 3. Étude de l'impact de défaillances internes sur les compositions spectrales des signaux électriques de l'alternateur

La section 2 a permis l'édification d'une image spectrale relativement exhaustive des signaux électriques dans un alternateur à diodes tournantes sain. Il a été montré, au travers des résultats de simulation issus du modèle Flux2D/Matlab et des relevés expérimentaux, une cohérence notable entre les raies harmoniques déterminées théoriquement par manipulation des équations des forces magnétomotrices et les composantes spectrales des signaux électriques. Il est dorénavant envisageable, en utilisant une méthode analogue, de déterminer quelles composantes harmoniques sont susceptibles d'être impactées lors de l'apparition d'une défaillance.

#### 3.1. Défauts de diodes

##### 3.1.1. Recherche des harmoniques impactés par un défaut de diodes

Qu'il s'agisse d'une mise en court-circuit ou en circuit ouvert, la principale conséquence d'un défaut intervenant sur une diode du pont redresseur est une déformation des formes d'ondes au niveau de la roue polaire. Cette déformation intervient aux instants où la diode en défaut est sensée conduire, et se produit par conséquent de façon périodique à la fréquence fondamentale de l'excitatrice. Le spectre du courant de roue polaire voit donc l'apparition de composantes multiples de  $\omega_{exc}$  dans ses grandeurs. Par ailleurs, les composantes à  $\omega_{exc}$  se retrouvent modulées par le redressement pour générer des fréquences à  $(2j + 1)\omega_{exc} \pm k\omega_{exc}$  dans l'induit de l'excitatrice, d'où les deux expressions (4.68) et (4.69).

$$\omega_{rp} = k\omega_{exc} \quad (4.68)$$

$$\omega_{induit} = (2j + 1)\omega_{exc} \pm k\omega_{exc} \quad (4.69)$$

En demeurant fidèle à la méthode de décomposition des fréquences appliquée en sections 2.2.3 et 2.3.1, il est possible d'étudier l'impact de la modulation à  $\pm k\omega_{exc}$  des harmoniques impairs présents à l'induit de l'excitatrice en termes de création de champs dans l'entrefer. Pour cela, l'équation (4.13) donnant l'expression d'une composante quelconque de la force magnétomotrice stator permet d'évaluer la force magnétomotrice créée par un harmonique à  $k\omega_{exc}$  pour  $k = 1$  (équation (4.70)).

$$\begin{aligned} FMM_{stator\_2n+1} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p_{exc}\theta + \omega_{exc}t) + \cos((2n+1)p_{exc}\theta - \omega_{exc}t)) \\ & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + \omega_{exc}t - (2n+2)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - \omega_{exc}t - 2n\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p_{exc}\theta + \omega_{exc}t - (2n+2)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p_{exc}\theta - \omega_{exc}t - 2n\frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (4.70)$$

Cette étude ayant déjà été réalisée à la pulsation  $\omega$  (section 2.1.1), seuls les résultats trouvés pour les trois séries de valeurs de  $n$  ( $3k$ ,  $3k + 1$  et  $3k - 1$ ,  $k$  entier positif) sont rappelés dans les équations (4.71) à (4.73) en modifiant la pulsation propre de l'alternateur  $\omega$  par la pulsation inhérente à l'excitatrice  $\omega_{exc}$ .

$$FMM_{stator\_6k+1} = F_{6k+1} \cos((6k + 1)p_{exc}\theta - \omega_{exc}t) \quad (4.71)$$

$$FMM_{stator\_6k+3} = 0 \quad (4.72)$$

$$FMM_{stator\_6k-1} = F_{6k-1} \cos((6k - 1)p_{exc}\theta + \omega_{exc}t) \quad (4.73)$$

En ne considérant que le fondamental des harmoniques d'espace ( $k = 0$ ), les composantes à  $\pm k\omega_{exc}$  vont créer un champ direct de même nombre de pôles que le fondamental du champ d'entrefer.

Étant entendu que tous les harmoniques de temps impairs non multiples de 3 présents dans l'induit créent, à des rangs plus ou moins élevés, des champs tournants directs ou inverses à la fréquence considérée et de même nombre de pôles que l'excitatrice (section 2.1.2), il est possible d'appliquer la formule de composition des vitesses pour déduire les pulsations induites dans le courant d'excitation (équation (4.74)).

$$\frac{(2j + 1)\omega_{exc}}{p_{exc}} \pm \frac{k\omega_{exc}}{p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{p_{exc}} \quad (4.74)$$

Ce qui donne, après mise en forme, l'expression de la pulsation à l'inducteur (4.75).

$$\omega_{inducteur} = 2j\omega_{exc} \pm k\omega_{exc} \quad (4.75)$$

Au sujet de l'impact de ce défaut sur les grandeurs de sortie de l'alternateur principal, il est nécessaire d'étudier la transmission des harmoniques  $\pm k\omega_{exc}$  présents dans la roue polaire vers l'induit de l'alternateur au travers des forces magnétomotrices produites. La démarche utilisée lors de l'étude des effets de l'excitatrice sur l'alternateur (section 2.3.2.1) est ici de nouveau valable. De plus, la déduction de l'effet de ces harmoniques en terme de création de champs est directe puisque, en ne considérant que le fondamental des harmoniques d'espace, l'équation (4.21) adaptée à l'harmonique en question laisse apparaître l'expression (4.76) d'une onde progressive à ces mêmes pulsations et de même nombre de pôles que l'alternateur.

$$FMM_{rotor\_k} = F_k \cos(p\theta \pm k\omega_{exc}t) \quad (4.76)$$

La loi de composition des vitesses dans l'entrefer de l'alternateur permet de formuler l'expression (4.77).

$$\frac{\omega_{stator}}{p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\pm k\omega_{exc}}{p} \quad (4.77)$$

En conclusion, les composantes spectrales dans les grandeurs stator de l'alternateur engendrées par un défaut de diode possèdent une pulsation électrique caractérisée par la formule (4.78).

$$\omega_{stator} = \omega \pm k\omega_{exc} \quad (4.78)$$

### 3.1.2. Récapitulatif et vérification

Le Tableau 4. 5 regroupe les pulsations électriques relatives à une défaillance de type mise en court-circuit ou en circuit ouvert au niveau des diodes du pont redresseur triphasé, définies théoriquement dans la section 3.1.1.

Tableau 4. 5. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de diode (de type court-circuit ou circuit ouvert).

Grandeurs	Pulsations dues au défaut de diodes (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	$2j\omega_{exc} + k\omega_{exc}$	(4.75)	125, 375, 625, 875 ...
<b>Induit excitatrice</b>	$(2j + 1)\omega_{exc} \pm k\omega_{exc}$	(4.69)	250, 500, 750, 1000 ...
<b>Roue polaire</b>	$k\omega_{exc}$	(4.68)	125, 250, 375, 500 ...
<b>Induit alternateur</b>	$\omega \pm k\omega_{exc}$	(4.78)	75, 175, 200, 300, 325, 425 ...

Par manque de mesures expérimentales pour ce cas de défaut, seule une étude des spectres simulés à l'aide du modèle numérique Flux2D/Matlab permet d'estimer la justesse des résultats théoriques. La vérification est ici effectuée par la mise en circuit ouvert de la diode dédiée à l'alternance positive de la phase 1 à un point de fonctionnement  $\cos\varphi$  0.8 avec un niveau d'excitation équivalent à celui appliqué en fonctionnement nominal du modèle sain de la machine (2.1A). Les Figure 4. 19 à Figure 4. 22 superposent les spectres simulés sains (en vert) et défaillants (en rouge) afin de mieux comparer les effets du défaut. Les flèches vertes marquent les composantes harmoniques déterminées dans la section 2 pour un fonctionnement sain, celles en rouge correspondent quant à elles au défaut traité.

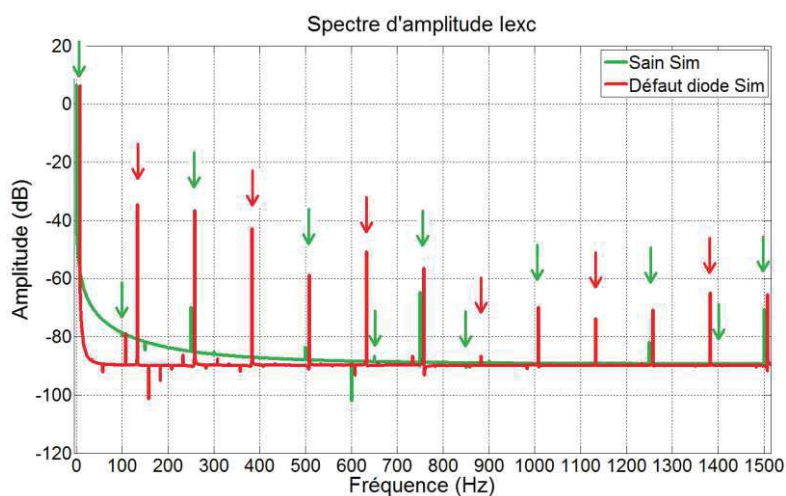


Figure 4. 19. Spectres d'amplitude simulés sain (sans défaut de CC dans un enroulement) et avec une diode en circuit ouvert du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 2.1A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).



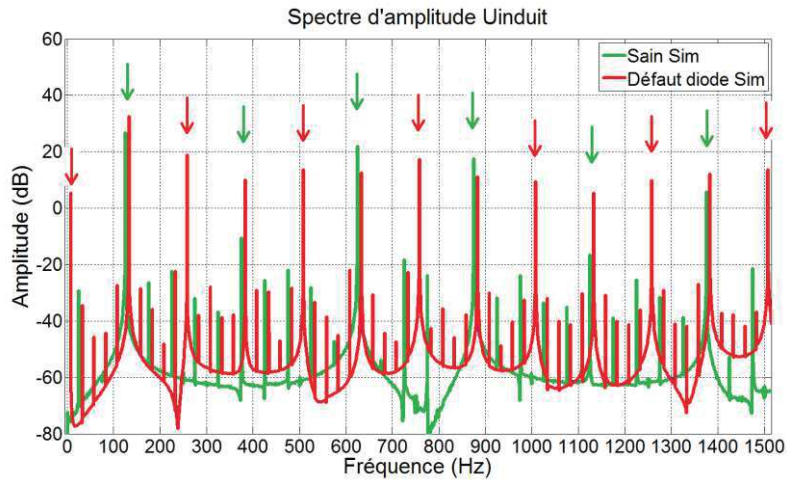


Figure 4. 20. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert de la tension d'induit de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 2.1A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

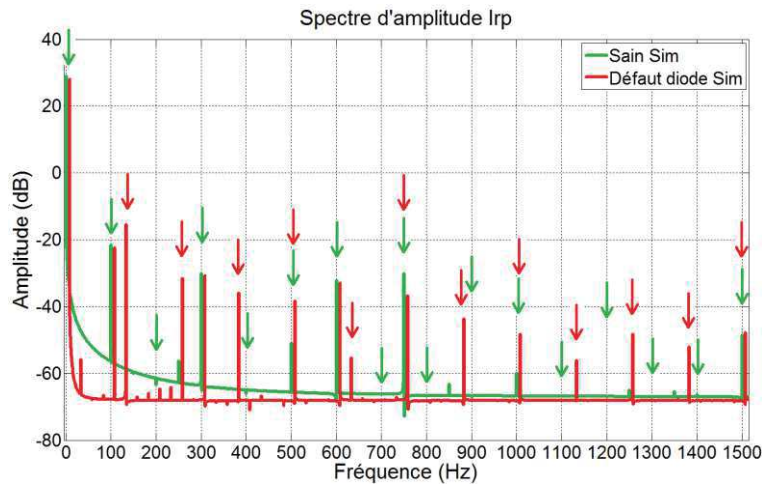


Figure 4. 21. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 2.1A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

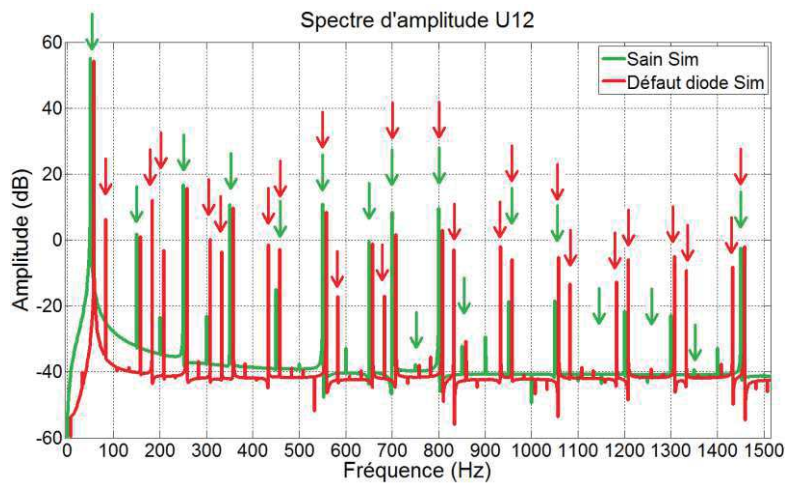


Figure 4. 22. Spectres d'amplitude simulés sain et avec une diode en circuit ouvert de la tension composée de sortie de l'alternateur entre les phases 1 et 2 : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 2.1A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

Il ressort des Figure 4. 19 à Figure 4. 22 la possibilité de déterminer, par l'étude théorique menée sur les défauts de diodes, quelles fréquences harmoniques vont être essentiellement impactées par l'arrivée du défaut, et ce avec une précision tout à fait acceptable. Deux remarques déjà évoquées sont néanmoins à noter :

- L'absence de certaines composantes spectrales est potentiellement dû à la non prise en compte, pour des raisons de lisibilité, de tous les multiples des harmoniques : par exemple, pour le courant d'excitation (Figure 4. 19), seule la modulation à  $k = 1$  a été dessinée ;
- L'impact du défaut des raies est parfois difficile à cerner puisqu'il est possible que l'apparition de la défaillance ait un effet négatif en termes d'amplitude de la composante spectrale touchée (par exemple, cas de la raie à 750Hz dans le courant de roue polaire Figure 4. 21).

## 3.2. Défauts de court-circuit stator

### 3.2.1. Recherche des harmoniques induits par le défaut

L'apparition de défauts de court-circuit dans les enroulements stator implique indéniablement une modification des formes d'ondes des forces magnétomotrices produites. La circulation d'un fort courant de court-circuit dans la ou les spires concernées augmente localement le nombre d'Ampères-Tours générés et disponibles dans l'entrefer. La symétrie de la force magnétomotrice produite par la phase dans laquelle le court-circuit est établi est donc remise en question et, par là même, la symétrie de la force magnétomotrice globale produite par les trois phases du stator.

Comme lors de tout déséquilibre intervenant dans les systèmes électriques triphasés, la dissymétrie des forces magnétomotrices relative au court-circuit peut être traitée en appliquant la théorie de Fortescue. Elle consiste à décomposer le système en trois sous-systèmes distincts : un système direct, un système inverse et un système homopolaire. Les forces magnétomotrices inverse et homopolaire possèdent les mêmes harmoniques d'espace que la force magnétomotrice directe, inhérents à la topologie mécanique des bobinages, mais sont respectivement produites par un système de courants triphasé inverse (déphasages égaux à  $0$ ,  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$ ) et homopolaire (trois courants en phase).

Il semble relativement évident que le système direct ne modifiera pas le contenu harmonique par rapport au cas sain. C'est pourquoi seuls les impacts harmoniques supplémentaires apportés par les systèmes inverse et homopolaire sont étudiés dans cette section.

#### 3.2.1.1. Système inverse

D'après la définition d'un système inverse et l'expression générale d'une composante harmonique stator (équation (4.13)), la composante au rang  $2n + 1$  de la force magnétomotrice stator s'écrit selon la formule (4.79).

$$\begin{aligned}
 FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p\theta + \omega t) + \cos((2n+1)p\theta - \omega t)) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right)\right)
 \end{aligned} \tag{4.79}$$

Ou encore selon l'équation (4.80) après simplification des déphasages à l'intérieur des termes en cosinus.

$$\begin{aligned}
 FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p\theta + \omega t) + \cos((2n+1)p\theta - \omega t)) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p\theta + \omega t - 2n\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - \omega t - (2n+2)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p\theta + \omega t - 2n\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - \omega t - (2n+2)\frac{4\pi}{3}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{4.80}$$



En appliquant l'étude des déphasages en fonction des valeurs de la variable  $n$ , les forces magnétomotrices créées par le système inverse peuvent être déduites.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}(2n + 2) \frac{2\pi}{3} &= (6k + 2) \frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n + 2) \frac{4\pi}{3} &= (6k + 2) \frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{2\pi}{3} &= 6k \frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{4\pi}{3} &= 6k \frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

En remplaçant les déphasages dans l'expression de la force magnétomotrice (4.80), l'équation (4.81) peut être écrite. Il s'agit d'un champ inverse à  $(6k + 1)$  fois plus de paires de pôles, donc tournant à une vitesse mécanique  $(6k + 1)$  fois plus lente que le fondamental.

$$FMM_{\text{stator}_{6k+1}} = F_{6k+1} \cos((6k + 1)p\theta + \omega t) \quad (4.81)$$

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}(2n + 2) \frac{2\pi}{3} &= (6k + 4) \frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n + 2) \frac{4\pi}{3} &= (6k + 4) \frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{2\pi}{3} &= (6k + 2) \frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{4\pi}{3} &= (6k + 2) \frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

Ainsi, les champs produits se compensent et  $FMM_{\text{stator}_{6k+3}} = 0$ .

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}(2n + 2) \frac{2\pi}{3} &= 6k \frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n + 2) \frac{4\pi}{3} &= 6k \frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{2\pi}{3} &= (6k - 2) \frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ 2n \frac{4\pi}{3} &= (6k - 2) \frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi\end{aligned}$$

Le remplacement des déphasages dans l'équation (4.80) engendre l'équation (4.82), faisant ressortir un champ direct à  $(6k - 1)$  fois plus de paires de pôles, donc tournant  $(6k - 1)$  fois plus lentement que le fondamental.

$$FMM_{\text{stator}_{6k-1}} = F_{6k-1} \cos((6k - 1)p\theta - \omega t) \quad (4.82)$$

D'après les expressions (4.81) et (4.82), la loi de composition des vitesses peut être appliquée pour étudier l'effet de ces forces magnétomotrices sur le contenu spectral du courant de roue polaire (système d'équations (4.83)).

$$\begin{cases} -\frac{\omega}{(6k + 1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k + 1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k + 2)\omega \\ \frac{\omega}{(6k - 1)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k - 1)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k - 2)\omega \end{cases} \quad (4.83)$$

### 3.2.1.2. Système homopolaire

D'après la définition du système homopolaire et l'expression (4.13) d'une composante harmonique quelconque de la force magnétomotrice stator, la formule d'une composante de rang  $2n + 1$  de la force magnétomotrice stator peut être écrite selon (4.84).

$$\begin{aligned}
 FMM_{stator_{2n+1}} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p\theta + \omega t) + \cos((2n+1)p\theta - \omega t)) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \omega t\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \omega t\right)\right) \\
 & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \omega t\right) + \cos\left((2n+1)\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \omega t\right)\right)
 \end{aligned} \tag{4.84}$$

Il est de nouveau nécessaire d'évaluer les expressions des déphasages en fonction de la valeur de  $n$ .

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
 (2n+1)\frac{2\pi}{3} &= (6k+1)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
 (2n+1)\frac{4\pi}{3} &= (6k+1)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
 \end{aligned}$$

Les champs se compensent et  $FMM_{stator_{6k+1}} = 0$ .

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
 (2n+1)\frac{2\pi}{3} &= (6k+3)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
 (2n+1)\frac{4\pi}{3} &= (6k+3)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi
 \end{aligned}$$

Ainsi, la résultante s'écrit selon l'expression (4.85). Il s'agit de champs direct et inverse à  $(6k + 3)$  fois plus de paires de pôles, donc tournant  $(6k + 3)$  fois plus lentement que le fondamental.

$$FMM_{stator_{6k+3}} = F_{6k+3}(\cos((6k+3)p\theta + \omega t) + \cos((6k+3)p\theta - \omega t)) \tag{4.85}$$

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned}
 (2n+1)\frac{2\pi}{3} &= (6k-1)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
 (2n+1)\frac{4\pi}{3} &= (6k-1)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi
 \end{aligned}$$

De nouveau, les champs se compensent et  $FMM_{stator_{6k-1}} = 0$ .

De l'expression des forces magnétomotrices générées par le système homopolaire (4.85) peuvent se laisser envisager les harmoniques suivants :

- Au stator, étant donné la différence au niveau du nombre de pôles des champs, ils créeront des harmoniques aux pulsations décrites par l'équation (4.86).

$$\omega_{stator} = (6k + 3)\omega \tag{4.86}$$

- Au rotor, par composition des vitesses, les pulsations induites sont caractérisées par le système d'équations (4.87).

$$\begin{cases}
 -\frac{\omega}{(6k+3)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+3)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+4)\omega \\
 \frac{\omega}{(6k+3)p} = \frac{\omega}{p} + \frac{\omega_{rp}}{(6k+3)p} \Rightarrow \omega_{rp} = -(6k+2)\omega
 \end{cases} \tag{4.87}$$

### 3.2.1.3. Évaluation des harmoniques créés

En résumé, il est possible d'exprimer les harmoniques produits par les systèmes inverse et homopolaire à l'aide des équations (4.88) et (4.89).

$$\omega_{stator} = (6k + 3)\omega \quad (4.88)$$

$$\omega_{rp} = (6k \pm 2)\omega \quad (4.89)$$

Ces harmoniques voyagent dans le système et entreprennent une remontée « à contre-courant » en direction du courant d'excitation. Pour étudier ce phénomène, il est nécessaire de déterminer l'impact de ces harmoniques sur le champ présent dans l'entrefer de l'excitatrice. De la même façon que, dans le système sain, les harmoniques aux pulsations  $6k\omega$  dans le courant de roue polaire sont modulés dans l'induit de l'excitatrice à des fréquences  $(2j + 1)\omega_{exc} \pm 6k\omega$  (section 2.3.1.1), la modulation s'écrit, dans le cas présent, selon l'expression (4.90).

$$\omega_{induit} = (2j + 1)\omega_{exc} \pm (6k \pm 2)\omega \quad (4.90)$$

La même étude que lors des précédentes modulations des grandeurs de l'induit de l'excitatrice (sections 2.2.3 et 2.3.1) peut être effectuée en considérant cette fois-ci l'harmonique à  $2\omega$ , principale composante de la modulation. En repartant de l'expression d'une composante quelconque de la force magnétomotrice stator (équation (4.13)) et en considérant des courants à la pulsation  $2\omega$ , il vient l'équation (4.91).

$$\begin{aligned} FMM_{stator\_2n+1} = & F_{2n+1}(\cos((2n+1)p\theta + 2\omega t) + \cos((2n+1)p\theta - 2\omega t)) \\ & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p\theta + 2\omega t - (2n+3)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 2\omega t - (2n-1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ & + F_{2n+1}\left(\cos\left((2n+1)p\theta + 2\omega t - (2n+3)\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left((2n+1)p\theta - 2\omega t - (2n-1)\frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (4.91)$$

En discutant les expressions des déphasages en fonction des valeurs de  $n$ , il apparait de nouveau trois cas.

- **1<sup>er</sup> cas :  $n = 3k$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+3)\frac{2\pi}{3} &= (6k+3)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+3)\frac{4\pi}{3} &= (6k+3)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-1)\frac{2\pi}{3} &= (6k-1)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-1)\frac{4\pi}{3} &= (6k-1)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Il y a donc création d'un champ inverse à  $2\omega$  (équation (4.92)).

$$FMM_{stator\_6k+1} = F_{6k+1} \cos((6k+1)p\theta + 2\omega t) \quad (4.92)$$

- **2<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k + 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$\begin{aligned} (2n+3)\frac{2\pi}{3} &= (6k+5)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n+3)\frac{4\pi}{3} &= (6k+5)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-1)\frac{2\pi}{3} &= (6k+1)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\ (2n-1)\frac{4\pi}{3} &= (6k+1)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \end{aligned}$$

Ainsi, les champs aussi bien directs qu'inverses s'annulent et  $FMM_{stator\_6k+3} = 0$ .

- **3<sup>ème</sup> cas :  $n = 3k - 1$ ,  $k$  entier naturel positif**

$$(2n+3)\frac{2\pi}{3} = (6k+1)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$\begin{aligned}
(2n+3)\frac{4\pi}{3} &= (6k+1)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-1)\frac{2\pi}{3} &= (6k-3)\frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi \\
(2n-1)\frac{4\pi}{3} &= (6k-3)\frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi
\end{aligned}$$

Un champ direct ou inverse peut être créé, en fonction du rang de l'harmonique d'espace considéré (équation (4.93)).

$$FMM_{stator\_6k-1} = F_{6k-1} \cos((6k-1)p\theta - 2\omega t) \quad (4.93)$$

En considérant uniquement le fondamental des harmoniques d'espace, les composantes à  $\pm 2\omega$  sont susceptibles de créer un champ inverse de même nombre de pôles que le fondamental. En prenant pour exemple le champ inverse à  $5\omega_{exc}$  comme porteuse accompagné de sa modulation à  $\pm 2\omega$ , les pulsations induites à l'inducteur de l'excitatrice peuvent être exprimées grâce à la loi de composition des vitesses (équation (4.94)).

$$\frac{-5\omega_{exc}}{p_{exc}} \pm \frac{2\omega}{p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{p_{exc}} \quad (4.94)$$

ou encore selon l'équation (4.95) après arrangement des différents termes.

$$\omega_{inducteur} = -6\omega_{exc} \pm 2\omega \quad (4.95)$$

En généralisant aux autres harmoniques impairs présents dans l'induit de l'excitatrice, il est possible d'écrire la formule (4.96) définissant de façon plus exhaustive les composantes spectrales susceptibles de peupler l'inducteur de l'excitatrice lors d'un défaut de court-circuit stator.

$$\omega_{inducteur} = 6k\omega_{exc} \pm 2\omega \quad (4.96)$$

### 3.2.2. Récapitulatif et vérification

**Le Tableau 4. 6 présente de façon synthétique les composantes harmoniques des différents signaux électriques obtenues lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit inter-spires au stator.**

Tableau 4. 6. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de court-circuit inter-spires stator.

Grandeurs	Pulsations dues au défaut de court-circuit stator (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	$6k\omega_{exc} \pm 2\omega$	(4.96)	100, 650, 850, 1400...
<b>Induit excitatrice</b>	$(2j+1)\omega_{exc} \pm (6k \pm 2)\omega$	(4.90)	$(k=0)$ 25, 225, 275, 475, 525, 725 ...
<b>Roue polaire</b>	$(6k \pm 2)\omega$	(4.89)	100, 200, 400, 500, 700 ...
<b>Induit alternateur</b>	$(6k+3)\omega$	(4.88)	150, 450, 750 ...

La vérification est effectuée par la mise en court-circuit de vingt-deux spires dans l'enroulement 3-2-1, soit 46% du bobinage en question, afin d'observer de façon convenable les effets du court-circuit. Étant donné la disponibilité des mesures expérimentales en fonctionnement à vide et à excitation de 0.4A, il a été choisi d'exploiter les spectres expérimentaux et simulés à ce point de fonctionnement. Dans un premier temps, les spectres simulés **sains (verts)** et **défaillants (rouges)** sont exposés dans les Figure 4. 23 à Figure 4. 26. Les Figure 4. 27 à Figure 4. 29 permette par la suite de confronter les hypothèses théoriques aux relevés expérimentaux effectués sur l'alternateur réel avec prises intermédiaires présenté au chapitre III, section 4.1. De façon analogue au code couleur mis en place pour les défauts de diodes, les **flèches vertes** pointent les composantes

précédemment déterminées pour un fonctionnement sain, celles en **rouge** correspondent au défaut de court-circuit stator.

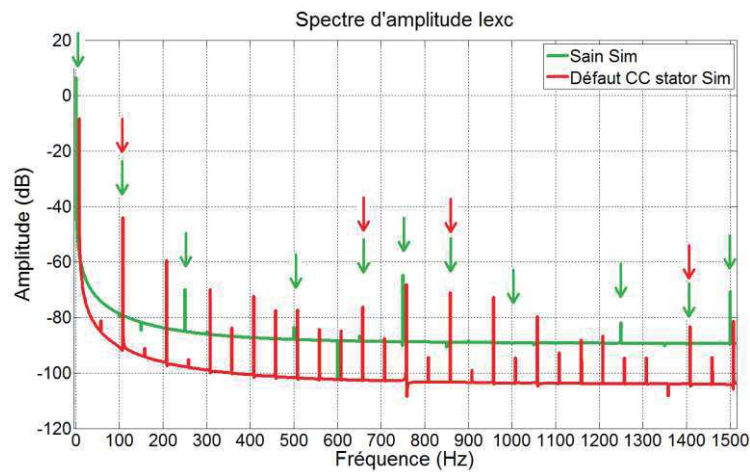


Figure 4. 23. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

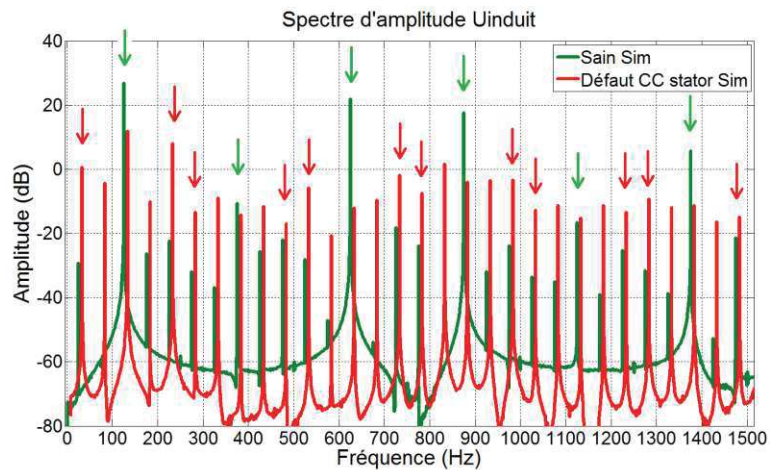


Figure 4. 24. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension d'induit de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

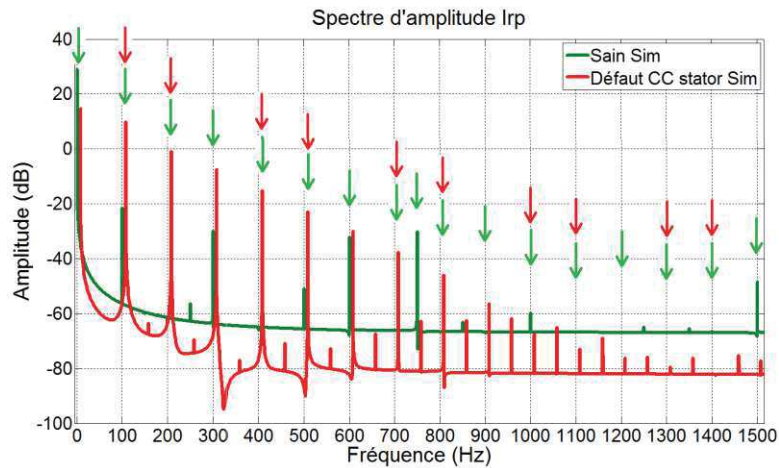


Figure 4. 25. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

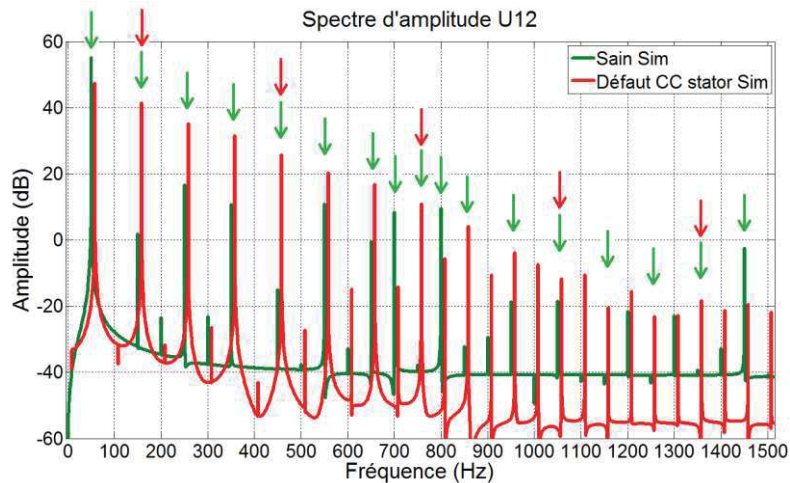


Figure 4. 26. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension composée  $U_{12}$  entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

Les résultats obtenus sont cohérents avec les fréquences théoriquement impactées par le défaut. Le fait que certaines raies du courant d'excitation (Figure 4. 23) ou de la tension d'induit (Figure 4. 24) soient ratées par l'approche théorique peut s'expliquer par la prise en compte d'un seul harmonique dans la modulation alors que toute une panoplie d'harmoniques est susceptible de se superposer aux composantes modulées.



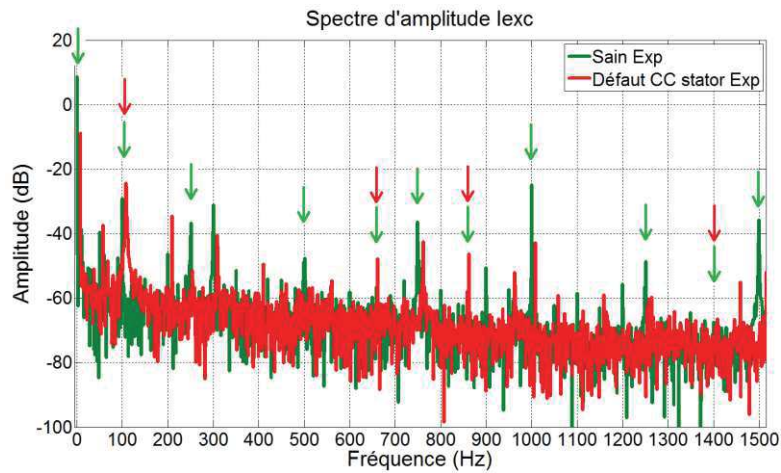


Figure 4. 27. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

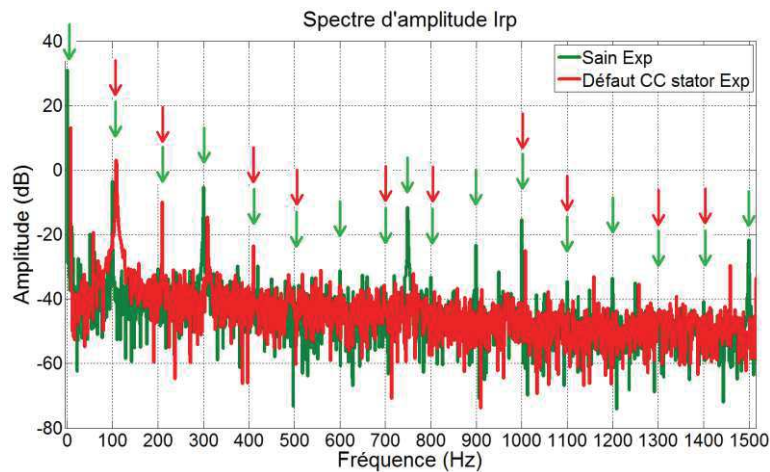


Figure 4. 28. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires du courant de roue polaire : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

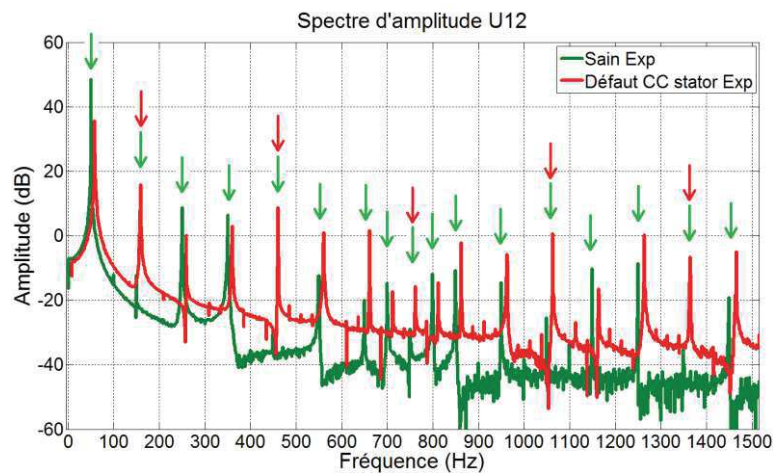


Figure 4. 29. Spectres d'amplitude expérimentaux sain et avec un court-circuit stator de vingt-deux spires de la tension composée  $U_{12}$  entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement à vide,  $I_{exc} = 0.4A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

D'un point de vue expérimental, la cohérence entre théorie et pratique est également bonne avec une forte similarité entre les spectres mesurés et les fréquences attendues. Il peut être remarqué que les influences du défaut sont parfois positives et parfois négatives en ce sens qu'elles augmentent ou en diminuent l'amplitude des raies en comparaison au fonctionnement sain. Bien que le raisonnement mériterait d'être poussé plus loin, la décomposition de Fortescue semble toutefois judicieuse lorsqu'il s'agit d'étudier les effets des défauts de court-circuit sur les signaux électriques.

### 3.3. Défauts de court-circuit rotor

#### 3.3.1. Recherche des harmoniques induits par le défaut

De façon analogue au court-circuit stator, la présence d'un court-circuit dans les spires de la roue polaire implique un déséquilibre dans la force magnétomotrice rotor de l'alternateur. Il serait par conséquent possible de la modéliser grâce à la décomposition de Fortescue en trois sous-systèmes triphasés de courants direct, inverse et homopolaire, si tant est que la force magnétomotrice rotor soit créée par un système triphasé de courants parcourant des bobinages fixes. Il n'en est rien puisque cette dernière se veut la résultante d'une rotation mécanique de bobinages parcourus par un unique courant constant, système sur lequel une décomposition de Fortescue n'est pas envisageable. Néanmoins, il est possible de procéder à une analogie en assimilant la rotation mécanique d'un champ fixe à une mise en mouvement par un système triphasé de courants dans des bobinages immobiles. En effet, l'expression (4.21) d'un harmonique quelconque de la force magnétomotrice rotor peut être mise sous la forme (4.97).

$$\begin{aligned}
 FMM_{rotor\_2n+1} = \frac{F_{2n+1}}{3} & \left[ \cos((2n+1)(p\theta - \omega t)) \right. \\
 & + \cos\left( (2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{2\pi}{3} - \left( (2n+1)\omega t - (2n+1)\frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
 & \left. + \cos\left( (2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{4\pi}{3} - \left( (2n+1)\omega t - (2n+1)\frac{4\pi}{3} \right) \right) \right] \quad (4.97)
 \end{aligned}$$

Il s'agit bien de la formule d'un champ tournant provoqué par un système triphasé de courant parcourant trois bobines équiréparties le long de l'alésage. Cet artifice permet de considérer un système triphasé de courant permettant la décomposition de Fortescue, tout en conservant les harmoniques d'espace introduits par la topologie mécanique du rotor. Il est dès lors possible d'appliquer la transformation de Fortescue et de considérer la présence de champs inverses et homopolaires, respectivement créés par des systèmes triphasés inverses et homopolaires fictifs de courants parcourant des bobinages adéquatement répartis autour d'un « rotor fixe ».

##### 3.3.1.1. Système inverse

D'après l'équation (4.97) de la force magnétomotrice rotor adaptée à un système inverse, il vient l'équation (4.98).

$$\begin{aligned}
 FMM_{rotor\_2n+1} = F \cos((2n+1)(p\theta + \omega t)) \\
 + F \cos\left( (2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{2\pi}{3} + \left( (2n+1)\omega t + (2n+1)\frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
 + F \cos\left( (2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{4\pi}{3} + \left( (2n+1)\omega t + (2n+1)\frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (4.98)
 \end{aligned}$$

ou encore, après simplification des termes, l'équation (4.99).

$$FMM_{rotor} = F \cos((2n+1)(p\theta + \omega t)) \quad (4.99)$$

Il s'agit d'une onde progressive qui, pour  $n = 0$ , possède le même nombre de pôles que le fondamental du champ d'entrefer et qui tourne dans le sens indirect. Fort heureusement, la force magnétomotrice produite est

donc identique à celle que générerait un lot de bobinages parcourus par un courant continu et monté sur un rotor tournant à l'envers.

### 3.3.1.2. Système homopolaire

Selon l'équation (4.97) adaptée à un système homopolaire, il peut être écrit l'équation (4.100).

$$FMM_{rotor_{2n+1}} = F \cos((2n+1)(p\theta + \omega t)) + F \cos\left((2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{2\pi}{3} + (2n+1)\omega t\right) + F \cos\left((2n+1)p\theta - (2n+1)\frac{4\pi}{3} + (2n+1)\omega t\right) \quad (4.100)$$

C'est-à-dire, après simplification des termes de l'équation (4.100),  $FMM_{rotor_{2n+1}} = 0$ . Le champ homopolaire est donc nul. Seule la présence du champ inverse dans l'entrefer de l'alternateur va avoir des conséquences d'un point de vue harmonique sur les grandeurs électriques.

### 3.3.1.3. Évaluation des fréquences

La présence, dans l'entrefer, d'une force magnétomotrice rotor inverse a une influence directe sur les contenus spectraux des signaux électriques de l'alternateur. Au niveau des tensions de sortie, il n'est dans ce cas pas possible de se tourner vers la loi de composition des vitesses habituelle (équation (4.23)). En effet, le rotor tournant est remplacé par des bobinages fixes. Le champ direct produit par ces bobinages génère la force magnétomotrice présente en fonctionnement normal et induit directement des courants à  $\omega$  au stator, sans ajout de la vitesse de rotation mécanique du rotor. Le champ inverse est également présent comme tel dans l'entrefer et sera donc vu par le stator sans ajout ou retrait de la vitesse mécanique. L'équation (4.101) décrit la relation entre les vitesses en omettant la vitesse de rotation du rotor.

$$\frac{\omega_{stator}}{p} = \frac{-(2k+1)\omega}{p} \quad (4.101)$$

soit, après simplification, l'équation (4.102).

$$\omega_{stator} = -(2k+1)\omega \quad (4.102)$$

De façon équivalente au stator, les harmoniques induits par ce défaut dans la roue polaire se déduisent directement des hypothèses faites auparavant. Le champ inverse présent dans l'entrefer serait dû, selon l'analogie effectuée, à un système triphasé inverse de courants parcourant nos bobinages fixes. En repassant à la topologie réelle du rotor, les mêmes harmoniques seront présents dans le courant continu traversant la roue polaire, d'où l'équation (4.103).

$$\omega_{rp} = -(2k+1)\omega \quad (4.103)$$

Ces fréquences présentes dans la roue polaire vont être modulées par le redresseur à diodes qui va générer, à l'induit de l'excitatrice, des pulsations décrites par l'équation (4.104).

$$\omega_{induit} = (2j+1)\omega_{exc} \pm (2k+1)\omega \quad (4.104)$$

Enfin, au niveau de l'inducteur de l'excitatrice, la même étude que pour les précédentes modulations peut être effectuée (section 2.2.3, 2.3.1 et 3.2.1.3). En considérant encore et toujours le champ inverse produit par l'harmonique 5, la loi de composition des vitesses sur les forces magnétomotrices issues des harmoniques à  $5\omega_{exc}$  et à  $\pm(2k+1)\omega$  s'écrit selon la formule (4.105).

$$\frac{-5\omega_{exc}}{p_{exc}} \pm \frac{(2k+1)\omega}{p_{exc}} = \frac{\omega_{exc}}{p_{exc}} + \frac{\omega_{inducteur}}{p_{exc}} \quad (4.105)$$

Soit, après mise en forme, l'équation (4.106).

$$\omega_{\text{inducteur}} = -6\omega_{\text{exc}} \pm (2k + 1)\omega \quad (4.106)$$

En généralisant aux différentes contributions des harmoniques de rangs impairs, il vient finalement l'équation (4.107).

$$\omega_{\text{inducteur}} = 6k\omega_{\text{exc}} \pm (2k + 1)\omega \quad (4.107)$$

### 3.3.2. Récapitulatif et vérification

Le Tableau 4. 7 présente de façon synthétique les composantes harmoniques des différents signaux électriques obtenues lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit inter-spires au rotor.

Tableau 4. 7. Tableau récapitulatif des composantes harmoniques observables dans les spectres des grandeurs électriques de l'excitatrice et de l'alternateur dans un cas de fonctionnement avec défaut de court-circuit inter-spires rotor.

Grandeurs	Pulsations dues au défaut de court-circuit rotor (rad/s)	Équation	Valeurs numériques (Hz)
<b>Inducteur excitatrice</b>	$6j\omega_{\text{exc}} \pm (2k + 1)\omega$	(4.107)	50, 150, 250, 350, 400, 500, 600, ...
<b>Induit excitatrice</b>	$(2j + 1)\omega_{\text{exc}} \pm (2k + 1)\omega$	(4.104)	( $k = 0$ ) 75, 175, 325, 425, 575, 675 ...
<b>Roue polaire</b>	$(2k + 1)\omega$	(4.103)	50, 150, 250 ...
<b>Induit alternateur</b>	$(2k + 1)\omega$	(4.102)	50, 150, 250 ...

De façon analogue aux défauts de diodes, la vérification proposée pour les défauts de court-circuit rotor a été uniquement réalisée à base de résultats de simulation avec un modèle d'alternateur Flux/2D Matlab équivalent au LSA 423 VS2. Le modèle a été développé pour permettre la mise en court-circuit d'un pôle complet au rotor, soit cent cinquante-deux spires en court-circuit. Les grandeurs sont simulées au point de fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8 et à tension d'excitation équivalente à celle appliquée en fonctionnement nominal sain, soit 10.3V. Les spectres **sains en vert** et **défaillants en rouge** sont exposés par les Figure 4. 30 à Figure 4. 33. Le code couleur mis en place pour les précédents défauts est toujours valable pour ces figures, les **raies vertes** représentant les composantes déterminées pour un fonctionnement sain et celles en **rouge** correspondant au défaut traité.

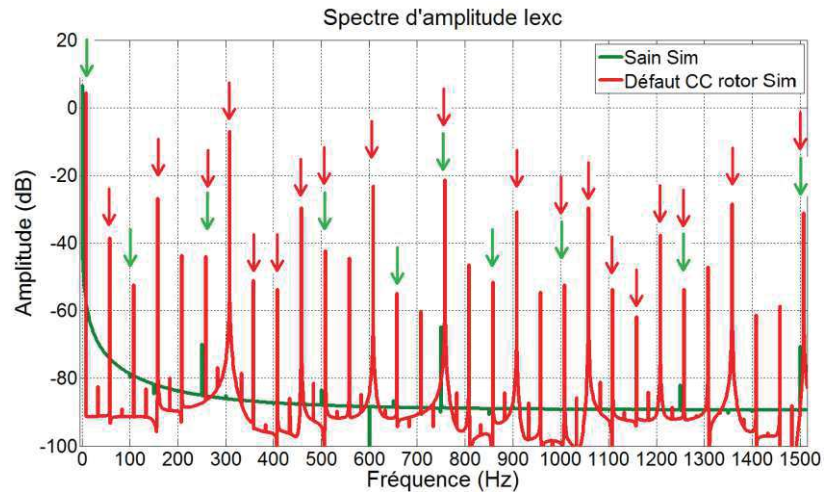


Figure 4. 30. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor du courant d'excitation de l'excitatrice : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 1.66A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

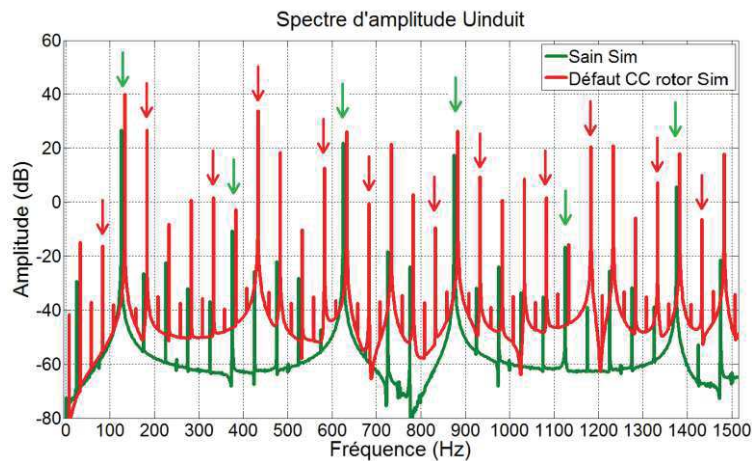


Figure 4. 31. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor de la tension d'induit de l'excitatrice  $U_{ind}$  : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 1.66A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

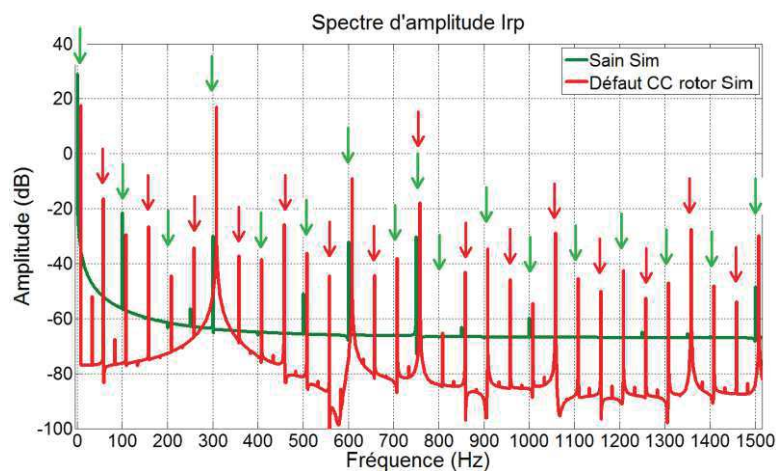


Figure 4. 32. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor du courant de roue polaire: composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des flèches rouges (fonctionnement nominal  $\cos\varphi$  0.8,  $I_{exc} = 1.66A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).



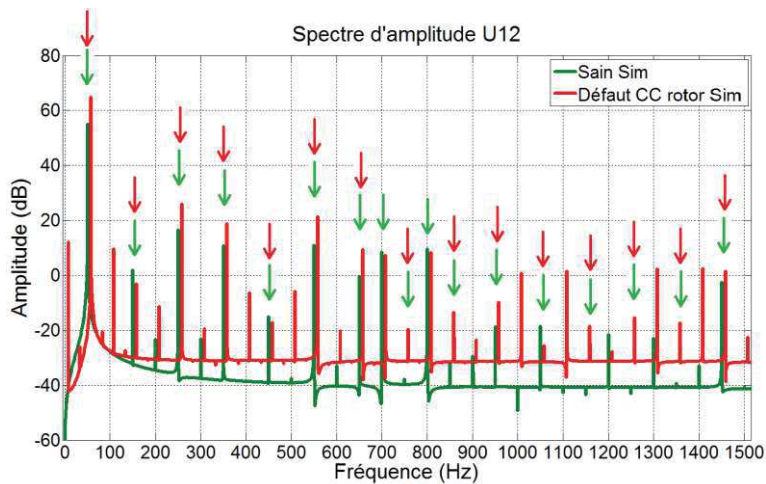


Figure 4. 33. Spectres d'amplitude simulés sain et avec un court-circuit d'un pôle rotor de la tension composée  $U_{12}$  entre les phases 1 et 2 de l'alternateur : composantes harmoniques prévues par l'étude théorique de l'effet du défaut marquées par des **flèches rouges** (fonctionnement nominal  $\cos\phi$  0.8,  $I_{exc} = 1.66A$ ,  $t_{FFT} = 1s$ ,  $f_{ech} = 100kHz$ , spectre défaillant décalé de 8Hz).

Le courant d'excitation (Figure 4. 30), dont les harmoniques en régime sain étaient peu présents en simulation, voit l'apparition de nombreuses raies d'amplitudes très importantes lors de l'occurrence d'un défaut de court-circuit rotor. Ces harmoniques sont la conséquence de modulations de fréquences intervenant au sein de l'excitatrice, et dont les traces se retrouvent également dans les tensions d'induit produites par cette dernière (Figure 4. 31). Le courant de roue polaire (Figure 4. 32) et les tensions de sortie (Figure 4. 33) sont quant à eux très impactés avec la création d'harmoniques multiples de la fréquence propre électrique de l'alternateur (50Hz) et résultants du déséquilibre causé par le court-circuit sur un pôle de l'inducteur. Ce déséquilibre perturbe le champ magnétique dans l'entrefer, dont la dissymétrie est captée par les bobinages du stator et du rotor.

En résumé, les spectres simulés des Figure 4. 30 à Figure 4. 33 possèdent visiblement une densité harmonique très importante. Cette caractéristique peut s'expliquer par le côté excessif du court-circuit qui met en jeu l'ensemble des spires d'un pôle rotor. Le déséquilibre créé par un tel défaut est énorme et l'impact sur les spectres l'est également, avec de nombreuses interactions entre les composantes harmoniques et la création de nombreuses raies supplémentaires. Néanmoins, la compatibilité entre les fréquences déduites théoriquement et celles effectivement relevées sur les spectres est bonne (les raies marquées au fer rouge évoluent bien avec l'apparition du défaut), d'autant plus que de nombreux harmoniques n'ont pas été repérés sur les figures pour des raisons de lisibilité, notamment pour le courant d'excitation (Figure 4. 30) ou la tension d'induit (Figure 4. 31).

## 4. Conclusion

Ainsi s'achève ce voyage dans le monde harmonique des alternateurs à diodes tournantes. Ce chapitre affiche la possibilité, au travers de manipulations des expressions des forces magnétomotrices et des courants présents dans les machines électriques du système, de trouver quelles composantes spectrales sont impactées par tel ou tel type de défaut. Dans un premier temps, les résultats proposés dans un mode de fonctionnement sain rassurent quant à la capacité de la méthode théorique développée à prévoir le contenu harmonique du système, et ce pour deux configurations de machine différentes. Par ailleurs, les mesures expérimentales effectuées avec présence de défauts de court-circuit inter-spires au stator laissent également entrevoir une perspective encourageante vis-à-vis de la prédiction des composantes spectrales touchées par ce type de défaut. En ce qui concerne les défauts de diodes et les défauts de court-circuit rotor, seules des validations par simulations ont pour l'instant pu être mises en œuvre, simulations qui confortent elles-aussi la méthode mise en place. Devant la bonne cohérence générale entre résultats simulés et mesures expérimentales, l'hypothèse peut être émise que les raies harmoniques déterminées théoriquement dans ces cas de dysfonctionnement seraient également retrouvées dans des mesures expérimentales.



Pour compléter cette étude, il serait dans un premier temps nécessaire d'effectuer une campagne de mesures expérimentales plus exhaustive, permettant notamment de mesurer les impacts fréquentiels des défauts de diodes et de court-circuit inter-spires rotor. Cette campagne aurait le double avantage de valider les réponses du modèle Flux2D/Matlab et l'étude théorique des défauts vis-à-vis de ces dysfonctionnements. Par ailleurs, une prise en compte à plus grande échelle de différentes topologies de machines serait intéressante pour vérifier la généralisation des résultats. Des phénomènes spéciaux ont été succinctement pointés du doigt lorsque des systèmes dans lesquels excitatrice et alternateur partageaient un nombre de paires de pôles multiples l'un de l'autre étaient considérés. Il serait donc intéressant de pouvoir conclure sur la validité ou l'invalidité des raies harmoniques trouvées pour d'autres combinaisons de paires de pôles, aussi bien côté excitatrice qu'alternateur.

En dernier lieu, la prise en compte simultanée de l'amplitude ET du déphasage des forces magnétomotrices est un travail hautement plus complexe à réaliser, mais qu'il serait néanmoins bon d'envisager en vue de pleinement comprendre et discriminer les phénomènes en jeu dans les alternateurs. Ces deux paramètres ont en effet un rôle primordial puisqu'ils influent sur l'impact que possède l'apparition d'un nouvel harmonique sur les spectres en fonctionnement sain. Selon son déphasage, l'effet sur l'amplitude des raies peut être tout aussi bien positif que négatif, et il n'est pas à exclure qu'un défaut atténue certains rangs d'harmoniques. Ce chapitre ne constitue donc que l'ébauche d'un travail de longue haleine qui permettrait une étude approfondie des phénomènes harmoniques dans les machines, et, à terme, une détermination précise des impacts des différents défauts électriques et mécaniques ô combien précieuse pour la mise en œuvre de systèmes de diagnostic et de prédiction de la durée de vie des machines.

## 5. Références

- [1] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. 1994.
- [2] J. Saint-Michel, *Techniques de l'ingénieur : Bobinage des machines tournantes à courant alternative*. 2001.

# Conclusion et perspectives

---

"La vie est courte, l'art est long, l'occasion fugitive, l'expérience trompeuse, le jugement difficile." Hippocrate

Ainsi se termine ce fabuleux voyage dans le monde du diagnostic des alternateurs électriques à diodes tournantes. Ces travaux, bien que nécessitant de nombreuses recherches complémentaires, ont permis une avancée notable vers la modélisation et la détection automatique de défauts électriques susceptibles d'intervenir dans les alternateurs à diodes tournantes. L'objectif ultime, à savoir la mise en place d'un système de diagnostic universel, réactif et robuste ne pourra être atteint qu'au prix d'efforts supplémentaires, que ce dernier chapitre, après un récapitulatif des travaux effectués, met en lumière.

Le besoin important en diagnostic des défauts électriques dans les alternateurs à diodes tournantes et la très faible contribution scientifique jusqu'à présent consacrée à ce sujet ont été dévoilés grâce aux informations issues de la recherche bibliographique et exposés dans le premier chapitre. Bien que de nombreuses études très instructives aient été menées sur des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents, les alternateurs synchrones à diodes tournantes, utilisés de manière récurrente dans la génération électrique, méritent qu'une plus grande attention leur soit portée. Le développement de solutions de diagnostic précises et efficaces est un point essentiel en vue d'augmenter la fiabilité des installations de production d'énergie électrique et de prolonger la durée de vie des alternateurs. Le diagnostic doit s'attacher à mettre en lumière des indicateurs à la fois sensibles et robustes pour une détection efficace, mais également à veiller à ce que les méthodes mises en œuvre soient implantables dans les dispositifs électroniques embarqués sur ce type de système. Ces améliorations au niveau de l'opérabilité des générateurs électriques font partie du gigantesque défi technique relatif à la disponibilité de l'énergie électrique sur l'ensemble du globe, défi que l'être humain va devoir relever au cours des prochaines décennies.

La mise en œuvre de deux modèles numériques opérationnels dans des cas de fonctionnement sain et défaillant, prenant la forme d'un défaut de type court-circuit inter-spires stator, a constitué la majeure partie de ces travaux de thèse. Elle a abouti à l'obtention de modèles qualitativement fiables, précisément adaptés aux besoins des applications de type diagnostic. Pour ces applications, une attention particulière est en effet portée aux contenus spectraux des signaux électriques et à leurs changements sain/défaillant, davantage qu'aux amplitudes exactes de ces grandeurs. Ce constat a permis la mise en place d'un modèle linéaire qui ne se focalise pas tant sur la justesse des amplitudes que sur la reproduction de façon très fine des formes d'ondes des signaux électriques. Dans cette optique, l'utilisation des éléments finis en tant qu'outil de caractérisation des inductances utilisées au cours de l'évaluation des équations différentielles du système représente une méthodologie de modélisation originale. Elle assure l'obtention de signaux électriques simulés dont les formes d'ondes sont représentatives des mesures expérimentales. Par ailleurs, des modifications idoines apportées au niveau de l'identification des inductances et du système d'équations différentielles ont permis la mise en place d'un modèle défaillant autorisant la réalisation de défauts de court-circuit inter-spires stator, dont les paramètres (nombre de spires, topologie, résistances de court-circuit) sont ajustables par l'utilisateur. L'utilisation de ce modèle permet d'obtenir une image qualitativement précise de l'évolution des caractéristiques propres aux signaux électriques de la machine lors de l'apparition de tels défauts. De plus, bien que le temps imparti n'ait pas suffi à leur développement complet, les philosophies de mise en œuvre de trois autres modèles permettant la réalisation de défauts de diodes, de court-circuit inter-spires rotor et de défauts mécaniques de type excentricité ont été présentées. Ces modèles, facilement adaptables, complètent la panoplie de défauts réalisables et font de cet outil de modélisation un allié de circonstance pour le diagnostiqueur désireux de mettre en place des stratégies de détection multi-défauts.

L'importante phase de modélisation a pu être couronnée de succès grâce aux mesures acquises pour différents points de fonctionnements sains et défaillants lors d'une campagne expérimentale. L'implication de l'entreprise Nidec Leroy-Somer a été précieuse puisqu'elle a apporté des conseils sur les modèles et permis la fabrication d'une machine spéciale de 27kVA équipée de prises d'accès aux spires d'une des bobines stator, de même que pour la mise à disposition de moyens de test et de mesure tout à fait remarquables. De cette manière,

L'enregistrement des formes d'ondes des signaux électriques issus de l'alternateur lors de fonctionnements sains et avec présence de spires court-circuitées a permis de valider les attentes placées sur les modèles numériques développés. De plus, une analyse plus poussée des résultats des essais expérimentaux a mis au jour la présence de certaines spécificités propres à l'alternateur utilisé et aux conditions de réalisation des défauts de court-circuit, phénomènes qui peuvent biaiser les mesures effectuées. La prudence est de mise donc puisqu'une vision tronquée des caractéristiques réelles des défauts de court-circuit susceptibles de se développer dans les spires du stator peut être engendrée par les résistances parasites des éléments de connexion notamment. Les mesures des impédances des spires ou des forces électromotrices se développant à leurs bornes sont également tributaires de la topologie de bobinage de l'alternateur.

Les modèles théoriques associés aux essais expérimentaux ont aussi permis la définition d'indicateurs fréquentiels basés sur les amplitudes des composantes considérées et permettant la détection des défauts de court-circuit inter-spires stator. Trois indicateurs prometteurs ont été respectivement trouvés dans le courant d'excitation (100Hz), les tensions composées de sortie de l'alternateur principal (150Hz) et la force électromotrice aux bornes du bobinage auxiliaire H1 (150Hz). Ces grandeurs sont particulièrement adaptées au diagnostic car directement disponibles sur la partie fixe des alternateurs et déjà mesurées en vue de la régulation de la tension de sortie. Elles peuvent par conséquent servir de base à la mise en place d'une méthode de diagnostic simple pour ce type de défauts, à base d'un seuil de détection sur l'amplitude de la raie considérée. L'indicateur à 150Hz des tensions composées de sortie est particulièrement intéressant car, de par la méthode de bobinage utilisée, son amplitude en fonctionnement sain est très faible et sa sensibilité aux déséquilibres du champ magnétique présent dans l'entrefer de l'alternateur n'est pas négligeable. La disponibilité de plusieurs indicateurs peut s'avérer très utile en vue de la mise en place d'un diagnostic global où une bonne discrimination entre les différentes défaillances est nécessaire.

En dernier lieu, une étude théorique de l'ensemble des composantes harmoniques des signaux électriques de l'alternateur sain a été entreprise, avec pour objectif une compréhension des phénomènes physiques apportant leur contribution harmonique aux formes d'ondes saines. Une image spectrale saine de l'alternateur a ainsi été construite en étudiant les effets des harmoniques d'espace et de temps présents dans les forces électromotrices générées par les bobinages sur les courants électriques circulant dans les générateurs. Cette image saine a ensuite été confrontée aux résultats issus de simulations et des essais expérimentaux afin d'en valider la cohérence. Pour justifier de son utilité vis-à-vis du diagnostic, la démarche a été étendue à une étude sur l'impact engendré par l'apparition de défauts électriques dans l'alternateur sur les contenus spectraux des différents signaux. Il s'agit, sans chiffrer de façon précise les modifications réelles en termes d'amplitude et de phase, de reconnaître quelles raies sont susceptibles d'être impactées lors de l'installation de défauts électriques de type court-circuit inter-spires stator, court-circuit inter-spires rotor ou défauts de diodes. Les changements observés peuvent alors être comparés aux résultats simulés et expérimentaux afin de valider la démarche et, par la même occasion, de comprendre plus en profondeur les phénomènes qui sont à l'origine de ces modifications harmoniques.

Par ailleurs, devant la complexité de la modélisation des alternateurs à diodes tournantes et de la détection des défauts de court-circuit, de nombreuses futures recherches, complémentaires à ces travaux et indispensables à la mise en place d'une méthode de diagnostic totalement opérationnelle, peuvent être énoncées :

- L'ensemble des modèles numériques développés repose sur une hypothèse de linéarité extrêmement forte. La saturation, inéluctablement présente dans les matériaux magnétiques lors du fonctionnement de l'alternateur, entraîne des erreurs d'amplitude qui peuvent être observées entre les résultats issus de simulation et les relevés expérimentaux. Ces écarts ne sont pas gênants pour la mise en place d'une méthodologie de diagnostic hors ligne, comme présentée dans ce manuscrit. Néanmoins, dans l'optique de l'utilisation du modèle à des fins de surveillance en ligne des défauts électriques (approche type modèle), le développement d'un modèle plus proche de la réalité qui prendrait en compte la saturation s'avérerait précieux. Comme discuté dans le chapitre 2, la saturation est un phénomène difficile à appréhender et son caractère local rend son intégration dans les modèles numériques à base d'équations

différentielles relativement délicate. Le passage par une évaluation globale du niveau de saturation, comme effectué au sein des modèles de type DQ par l'intermédiaire des réactances saturées, pourrait constituer une première piste de recherche permettant d'améliorer le caractère quantitatif des modèles développés, et ainsi envisager des méthodes de diagnostic basées sur la surveillance de paramètres ;

- L'absence de prise en compte des barres amortisseurs dans les modèles numériques d'alternateurs développés dans ces travaux constitue un point à améliorer. Leur rôle au cours de fonctionnements déséquilibrés, tel qu'en présence d'un défaut de court-circuit, est à évaluer, de même que lors de phases de fonctionnement transitoire. Il serait intéressant d'étudier l'impact de ces amortisseurs sur les indicateurs de défauts et, par là même, sur la justesse du diagnostic. Cependant, étant donné la bonne cohérence des résultats obtenus en simulation et expérimentalement, il semble possible que l'effet de ces amortisseurs sur les indicateurs ne soit que modéré, tout du moins vis-à-vis de défauts de court-circuit installés et stabilisés ;
- La régulation de tension, permettant le maintien des tensions de sortie de l'alternateur à leur niveau nominal, est également susceptible de jouer un rôle sur la précision du diagnostic. En effet, les travaux réalisés jusqu'à présent se sont focalisés sur un fonctionnement en boucle ouverte ou en régulation de courant d'excitation permettant de mieux gérer le développement des courants de court-circuit de forte amplitude à l'intérieur des spires court-circuitées. L'utilisation de la boucle de régulation de tension est susceptible de jouer un rôle au niveau de l'amplitude des différents signaux électriques. Néanmoins, la régulation n'est en mesure de ne modifier que le niveau d'excitation de l'alternateur pour maintenir le bon niveau de l'amplitude instantanée efficace des trois tensions de sortie. Il s'en suit qu'avec une grandeur de commande unique, seule l'amplitude globale des signaux devrait être impactée et que les rapports entre les amplitudes des différentes composantes harmoniques devraient être conservées. Les indicateurs de défauts pourraient donc être faiblement impactés par la régulation, à l'exception de l'indicateur basé sur la force électromotrice H1, dont la connexion aux organes de transformation du régulateur (redresseur, hacheur) pourrait éventuellement modifier son contenu spectral ;
- A l'image de son compagnon H1, le potentiel du bobinage H3 au niveau diagnostic est à étudier de plus près. En effet, son insertion proche du champ magnétique d'entrefer dans les encoches stator et son bobinage différent du H1 pourraient en faire un allié de choix pour apporter des informations complémentaires sur la survenue de défauts électriques ou mécaniques. Cependant, de par sa topologie de bobinage favorisant sa sensibilité à l'harmonique 3 du champ magnétique d'entrefer, cet enroulement est plus sensible à la saturation que son homologue et cette caractéristique le rend plus difficilement modélisable, comme le montre les résultats obtenus au chapitre 2. Des améliorations du modèle seraient donc à envisager afin de prendre en compte de façon plus précise les forces électromotrices générées à ses bornes. Ce bobinage est également intéressant en vue de la mise en place de la boucle de régulation dans le modèle ;
- Le point précédent peut être étendu aux contenus spectraux d'autres grandeurs, notamment le courant de court-circuit se développant dans les spires en défaut, qui possèdent des harmoniques trop importants en comparaison des signaux mesurés expérimentalement. Une étude plus approfondie des causes de ces divergences serait la bienvenue pour améliorer davantage la précision du modèle ;
- Une caractéristique également importante vis-à-vis des paramètres électriques de l'alternateur concerne l'étude et la prise en compte de la température des enroulements. Cette dernière semble posséder un effet sensible sur les valeurs de résistance des spires et, par là même, sur les courants de court-circuit susceptibles de se développer. Son introduction dans le modèle permettrait donc la prise en compte d'un facteur potentiellement influent sur le bon déroulé diagnostic, avec la difficulté supplémentaire apportée par le caractère local du court-circuit et le caractère fortement inhomogène des échauffements ;
- Dans l'optique de l'utilisation du modèle pour un diagnostic par approche modèle, une amélioration de la rapidité de simulation serait à envisager. Les contraintes de temps-réel sont jusqu'à présent loin

d'être respectées, mais les modèles numériques développés offrent une piste intéressante pour la mise en place d'une surveillance paramétrique pour la détection des défauts de court-circuit. Ces derniers, à dynamique a priori rapide et à effets dévastateurs, nécessiteraient un dispositif permettant leur détection à un stade naissant. Pour cela, un outil de diagnostic sensible, par exemple à base de surveillance de plusieurs paramètres du modèle donnant une image fine de l'état de santé de la machine et renseignant de façon rapide sur ses changements internes, est une caractéristique essentielle pour la mise en place d'une détection efficace ;

- Les machines modélisées et testées expérimentalement appartiennent à une gamme de puissance relativement faible (quelques dizaines de kVA) comparée aux alternateurs industriels utilisés dans la génération d'électricité (quelques MVA ou dizaines de MVA). Afin d'étendre la méthodologie de diagnostic et de vérifier son adaptabilité, la transposition des modèles et la réalisation d'essais expérimentaux sur des machines de plus fortes puissances seraient à envisager. Ces travaux pourraient aider à évaluer l'impact des hypothèses émises lors de la modélisation ainsi que la possibilité de généralisation du diagnostic, notamment en fonction des méthodes de bobinage utilisées dans les différentes gammes d'alternateurs ;
- Un point déterminant vis-à-vis de l'atteinte d'une solution de diagnostic fiable des défauts de court-circuit concerne les connaissances scientifiques intrinsèques à ce type de défauts. Il serait en effet indispensable d'améliorer le savoir qui est jusqu'à présent disponible au niveau de l'apparition de ces défauts dans les bobinages, sous peine de développer des méthodes de diagnostic non adaptées à leurs caractéristiques. Devant le caractère hautement destructeur des défauts de court-circuit, il serait effectivement nécessaire de mettre en place des stratégies de détection antérieures à l'installation définitive du court-circuit dans la bobine, instant à partir duquel les fortes amplitudes des courants se développant dans les bobinages sont susceptibles de détériorer l'alternateur en quelques secondes, probablement bien avant la possibilité de réaliser une étude spectrale des signaux électriques et de conclure à la présence d'une anomalie. La mesure de la dynamique de mise en place d'un court-circuit ainsi que la compréhension des phénomènes qui l'engendrent constitueraient des atouts inestimables qui permettraient de développer des moyens de détection effectivement adaptés au problème. Ce point représente un réel défi pour le monde de la recherche en génie électrique puisque la reproduction ou la mesure de défauts de court-circuit dans des conditions équivalentes au fonctionnement réel de l'alternateur est extrêmement délicate à mettre en place, comme l'a montré l'analyse des essais expérimentaux dans le chapitre 3 ;

« On dit que le temps change les choses, mais en fait le temps ne fait que passer et nous devons changer les choses nous-mêmes. » (Andy Warhol)

# Annexes A : Précisions sur la modélisation et le diagnostic

## A.1. Inversibilité des matrices inductances

Il est possible de démontrer qu'une matrice carrée dont les coefficients appartiennent à un corps commutatif (c'est-à-dire un ensemble muni de deux opérations binaires rendant possibles les additions, soustractions, multiplications et divisions) est inversible si et seulement si son déterminant n'est pas nul.

En ce qui concerne l'excitatrice, la matrice des inductances  $L_{exc}$  est une matrice carrée de dimensions 3x3 qui peut être écrite sous la forme générale :

$$L_{exc} = \begin{bmatrix} L_{e11} & L_{e12} & L_{e13} \\ L_{e21} & L_{e22} & L_{e23} \\ L_{e31} & L_{e32} & L_{e33} \end{bmatrix}$$

En écrivant chaque terme en fonction des inductances propres et mutuelles de l'excitatrice et en tenant compte de l'égalité des mutuelles réciproques entre deux phases, la matrice L peut être exprimée selon la formule (A.1.1).

$$L_{exc} = \begin{bmatrix} L_{e1} - M_{e13} - M_{e12} + M_{e23} & M_{e12} - M_{e13} - L_{e2} + M_{e23} & M_{er1} - M_{er2} \\ M_{e12} - M_{e23} - M_{e13} + L_{e3} & L_{e2} - M_{e23} - M_{e23} + L_{e3} & M_{er2} - M_{er3} \\ M_{er1} - M_{er3} & M_{er2} - M_{er3} & L_{er} \end{bmatrix} \quad (A.1.1)$$

Pour une matrice carrée de dimensions 3x3 telle que  $L_{exc}$ , le déterminant de la matrice peut être calculé en appliquant la règle de Sarrus, selon l'expression (A.1.2).

$$\det(L_{exc}) = L_{e11}L_{e22}L_{e33} + L_{e21}L_{e32}L_{e13} + L_{e31}L_{e12}L_{e23} - L_{e31}L_{e22}L_{e13} - L_{e11}L_{e32}L_{e23} - L_{e21}L_{e12}L_{e33} \quad (A.1.2)$$

Étant donné la saillance des pôles au niveau des rotors utilisés dans les alternateurs à diodes tournantes, les inductances ne peuvent pas être considérées comme constantes sur une période électrique. Par conséquent, la matrice  $L_{exc}$  est à coefficients non constants et il est intéressant de tracer l'évolution de son déterminant sur une période électrique de l'excitatrice, comme le montre la courbe de la Figure A.1. 1.

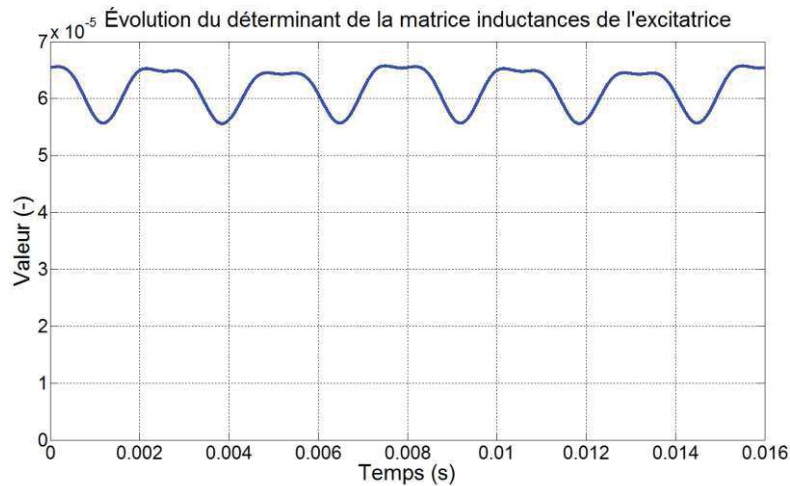


Figure A.1. 1. Évolution du déterminant de la matrice des inductances de l'excitatrice  $L_{exc}$  sur une période électrique.



De façon analogue à l'excitatrice, il est possible de déterminer la matrice des inductances  $L_{alt}$  de l'alternateur principal selon l'expression donnée par (A.1.3).

$$L_{alt} = \begin{bmatrix} L_{a11} & L_{a12} & L_{a13} & L_{a14} & L_{a15} & L_{a16} & L_{a17} & L_{a18} & L_{a19} \\ L_{a21} & L_{a22} & L_{a23} & L_{a24} & L_{a25} & L_{a26} & L_{a27} & L_{a28} & L_{a29} \\ L_{a31} & L_{a32} & L_{a33} & L_{a34} & L_{a35} & L_{a36} & L_{a37} & L_{a38} & L_{a39} \\ L_{a41} & L_{a42} & L_{a43} & L_{a44} & L_{a45} & L_{a46} & L_{a47} & L_{a48} & L_{a49} \\ L_{a51} & L_{a52} & L_{a53} & L_{a54} & L_{a55} & L_{a56} & L_{a57} & L_{a58} & L_{a59} \\ L_{a61} & L_{a62} & L_{a63} & L_{a64} & L_{a65} & L_{a66} & L_{a67} & L_{a68} & L_{a69} \\ L_{a71} & L_{a72} & L_{a73} & L_{a74} & L_{a75} & L_{a76} & L_{a77} & L_{a78} & L_{a79} \\ L_{a81} & L_{a82} & L_{a83} & L_{a84} & L_{a85} & L_{a86} & L_{a87} & L_{a88} & L_{a89} \\ L_{a91} & L_{a92} & L_{a93} & L_{a94} & L_{a95} & L_{a96} & L_{a97} & L_{a98} & L_{a99} \end{bmatrix} \quad (A.1.3)$$

Il s'agit d'une matrice de dimensions 9x9 dont les coefficients sont définis par les systèmes d'équations (A.1.4), (A.1.5), (A.1.6), (A.1.7), (A.1.8), (A.1.9), (A.1.10), (A.1.11) et (A.1.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{a11} = (l_{as111} + m_{as111_{122}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\ \quad + (m_{as111_{121}} + m_{as121_{122}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\ \quad - (m_{as111_{211}} + m_{as122_{211}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\ \quad - (m_{as111_{221}} + m_{as122_{221}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) + \frac{l_{ch}}{3} \\ L_{a12} = (m_{as111_{112}} + m_{as111_{122}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\ \quad + (m_{as112_{121}} + m_{as121_{122}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\ \quad - (m_{as112_{211}} + m_{as122_{211}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\ \quad - (m_{as112_{221}} + m_{as122_{221}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) + \frac{l_{ch}}{3} \\ L_{a13} = (m_{as111_{121}} - m_{as111_{122}}) + (l_{as121} - m_{as121_{122}}) \\ \quad - (m_{as121_{211}} - m_{as122_{211}}) - (m_{as121_{221}} - m_{as122_{221}}) \\ L_{a14} = (m_{as111_{211}} + m_{as111_{222}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\ \quad + (m_{as121_{211}} + m_{as121_{222}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\ \quad - (l_{as211} + m_{as211_{222}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\ \quad - (m_{as211_{221}} + m_{as221_{222}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) - \frac{l_{ch}}{3} \\ L_{a15} = (m_{as111_{212}} + m_{as111_{222}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\ \quad + (m_{as121_{212}} + m_{as121_{222}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\ \quad - (m_{as211_{212}} + m_{as211_{222}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\ \quad - (m_{as212_{221}} + m_{as221_{222}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) - \frac{l_{ch}}{3} \\ L_{a16} = (m_{as111_{221}} - m_{as111_{222}}) + (m_{as121_{221}} - m_{as121_{222}}) \\ \quad - (m_{as211_{221}} - m_{as211_{222}}) - (l_{as221} - m_{as221_{222}}) \\ L_{a17} = (m_{as111_{311}} - m_{as111_{312}}) + (m_{as121_{311}} - m_{as121_{312}}) \\ \quad - (m_{as211_{311}} - m_{as211_{312}}) - (m_{as221_{311}} - m_{as221_{312}}) \\ L_{a18} = (m_{as111_{321}} - m_{as111_{322}}) + (m_{as121_{321}} - m_{as121_{322}}) \\ \quad - (m_{as211_{321}} - m_{as211_{322}}) - (m_{as221_{321}} - m_{as221_{322}}) \\ L_{a19} = m_{asr111} + m_{asr121} - m_{asr211} - m_{asr221} \end{array} \right. \quad (A.1.4)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
L_{a21} &= (m_{as111_{211}} + m_{as122_{211}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\
&\quad + (m_{as111_{221}} + m_{as122_{221}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) \\
&\quad - (m_{as111_{311}} + m_{as122_{311}} - m_{as311_{312}} - m_{as311_{322}}) \\
&\quad - (m_{as111_{321}} + m_{as122_{321}} - m_{as312_{321}} - m_{as321_{322}}) + \frac{l_{ch}}{3} \\
L_{a22} &= (m_{as112_{211}} + m_{as122_{211}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\
&\quad + (m_{as112_{221}} + m_{as122_{221}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) \\
&\quad - (m_{as112_{311}} + m_{as122_{311}} - m_{as311_{312}} - m_{as311_{322}}) \\
&\quad - (m_{as112_{321}} + m_{as122_{321}} - m_{as312_{321}} - m_{as321_{322}}) + \frac{l_{ch}}{3} \\
L_{a23} &= (m_{as121_{211}} - m_{as122_{211}}) + (m_{as121_{221}} - m_{as122_{221}}) \\
&\quad - (m_{as121_{311}} - m_{as122_{311}}) - (m_{as121_{321}} - m_{as122_{321}}) \\
L_{a24} &= (l_{as211} + m_{as211_{222}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\
&\quad + (m_{as211_{221}} + m_{as221_{222}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) \\
&\quad - (m_{as211_{311}} + m_{as222_{311}} - m_{as311_{312}} - m_{as311_{322}}) \\
&\quad - (m_{as211_{321}} + m_{as222_{321}} - m_{as312_{321}} - m_{as321_{322}}) + \frac{2l_{ch}}{3} \\
L_{a25} &= (m_{as211_{212}} + m_{as211_{222}} - m_{as211_{312}} - m_{as211_{322}}) \\
&\quad + (m_{as212_{221}} + m_{as221_{222}} - m_{as221_{312}} - m_{as221_{322}}) \\
&\quad - (m_{as212_{311}} + m_{as222_{311}} - m_{as311_{312}} - m_{as311_{322}}) \\
&\quad - (m_{as212_{321}} + m_{as222_{321}} - m_{as312_{321}} - m_{as321_{322}}) + \frac{2l_{ch}}{3} \\
L_{a26} &= (m_{as211_{221}} - m_{as211_{222}}) + (l_{as221} - m_{as221_{222}}) \\
&\quad - (m_{as221_{311}} - m_{as222_{311}}) - (m_{as221_{321}} - m_{as222_{321}}) \\
L_{a27} &= (m_{as211_{311}} - m_{as211_{312}}) + (m_{as221_{311}} - m_{as221_{312}}) \\
&\quad - (l_{as311} - m_{as311_{312}}) - (m_{as311_{321}} - m_{as312_{321}}) \\
L_{a28} &= (m_{as211_{321}} - m_{as211_{322}}) + (m_{as221_{321}} - m_{as221_{322}}) \\
&\quad - (m_{as311_{321}} - m_{as311_{322}}) - (l_{as321} - m_{as321_{322}}) \\
L_{a29} &= m_{asr211} + m_{asr221} - m_{asr311} - m_{asr321}
\end{aligned} \right. \tag{A.1.5}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
L_{a31} &= (l_{as111} + m_{as111_{122}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\
&\quad - (m_{as111_{112}} + m_{as112_{122}} - m_{as112_{312}} - m_{as112_{322}}) \\
L_{a32} &= (m_{as111_{112}} + m_{as111_{122}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\
&\quad - (l_{as112} + m_{as112_{122}} - m_{as112_{312}} - m_{as112_{322}}) \\
L_{a33} &= (m_{as111_{121}} - m_{as111_{122}}) - (m_{as112_{121}} - m_{as112_{122}}) \\
L_{a34} &= (m_{as111_{211}} + m_{as111_{222}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\
&\quad - (m_{as112_{211}} + m_{as112_{222}} - m_{as112_{312}} - m_{as112_{322}}) \\
L_{a35} &= (m_{as111_{212}} + m_{as111_{222}} - m_{as111_{312}} - m_{as111_{322}}) \\
&\quad - (m_{as112_{212}} + m_{as112_{222}} - m_{as112_{312}} - m_{as112_{322}}) \\
L_{a36} &= (m_{as111_{221}} - m_{as111_{222}}) - (m_{as112_{221}} - m_{as112_{222}}) \\
L_{a37} &= (m_{as111_{311}} - m_{as111_{312}}) - (m_{as112_{311}} - m_{as112_{312}}) \\
L_{a38} &= (m_{as111_{321}} - m_{as111_{322}}) - (m_{as112_{321}} - m_{as112_{322}}) \\
L_{a39} &= m_{asr111} - m_{asr112}
\end{aligned} \right. \tag{A.1.6}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
L_{a41} &= (m_{as111_{121}} + m_{as121_{122}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\
&\quad - (m_{as111_{122}} + l_{as122} - m_{as122_{312}} - m_{as122_{322}}) \\
L_{a42} &= (m_{as112_{121}} + m_{as121_{122}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\
&\quad - (m_{as112_{122}} + l_{as122} - m_{as122_{312}} - m_{as122_{322}}) \\
L_{a43} &= (l_{as121} - m_{as121_{122}}) - (m_{as121_{122}} - l_{as122}) \\
L_{a44} &= (m_{as121_{211}} + m_{as121_{222}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\
&\quad - (m_{as122_{211}} + m_{as122_{222}} - m_{as122_{312}} - m_{as122_{322}}) \\
L_{a45} &= (m_{as121_{212}} + m_{as121_{222}} - m_{as121_{312}} - m_{as121_{322}}) \\
&\quad - (m_{as122_{212}} + m_{as122_{222}} - m_{as122_{312}} - m_{as122_{322}}) \\
L_{a46} &= (m_{as121_{221}} - m_{as121_{222}}) - (m_{as122_{221}} - m_{as122_{222}}) \\
L_{a47} &= (m_{as121_{311}} - m_{as121_{312}}) - (m_{as122_{311}} - m_{as122_{312}}) \\
L_{a48} &= (m_{as121_{321}} - m_{as121_{322}}) - (m_{as122_{321}} - m_{as122_{322}}) \\
L_{a49} &= m_{asr121} - m_{asr122}
\end{aligned} \right. \tag{A.1.7}$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
L_{a51} = (m_{as111,211} + m_{as122,211} - m_{as211,312} - m_{as211,322}) \\
\quad - (m_{as111,212} + m_{as122,212} - m_{as212,312} - m_{as212,322}) \\
L_{a52} = (m_{as112,211} + m_{as122,211} - m_{as211,312} - m_{as211,322}) \\
\quad - (m_{as112,212} + m_{as122,212} - m_{as212,312} - m_{as212,322}) \\
L_{a53} = (m_{as121,211} - m_{as122,211}) - (m_{as121,212} - m_{as122,212}) \\
L_{a54} = (l_{as211} + m_{as211,222} - m_{as211,312} - m_{as211,322}) \\
\quad - (m_{as211,212} + m_{as212,222} - m_{as212,312} - m_{as212,322}) \\
L_{a55} = (m_{as211,212} + m_{as211,222} - m_{as211,312} - m_{as211,322}) \\
\quad - (l_{as212} + m_{as212,222} - m_{as212,312} - m_{as212,322}) \\
L_{a56} = (m_{as211,221} - m_{as211,222}) - (m_{as212,221} - m_{as212,222}) \\
L_{a57} = (m_{as211,311} - m_{as211,312}) - (m_{as212,311} - m_{as212,312}) \\
L_{a58} = (m_{as211,321} - m_{as211,322}) - (m_{as212,321} - m_{as212,322}) \\
L_{a59} = m_{asr211} - m_{asr212}
\end{array} \right. \quad (A.1.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
L_{a61} = (m_{as111,221} + m_{as122,221} - m_{as221,312} - m_{as221,322}) \\
\quad - (m_{as111,222} + m_{as122,222} - m_{as222,312} - m_{as222,322}) \\
L_{a62} = (m_{as112,221} + m_{as122,221} - m_{as221,312} - m_{as221,322}) \\
\quad - (m_{as112,222} + m_{as122,222} - m_{as222,312} - m_{as222,322}) \\
L_{a63} = (m_{as121,221} - m_{as122,221}) - (m_{as121,222} - m_{as122,222}) \\
L_{a64} = (m_{as211,221} + m_{as221,222} - m_{as221,312} - m_{as221,322}) \\
\quad - (m_{as211,222} + l_{as222} - m_{as222,312} - m_{as222,322}) \\
L_{a65} = (m_{as212,221} + m_{as221,222} - m_{as221,312} - m_{as221,322}) \\
\quad - (m_{as212,222} + l_{as222} - m_{as222,312} - m_{as222,322}) \\
L_{a66} = (l_{as221} - m_{as221,222}) - (m_{as221,222} - l_{as222}) \\
L_{a67} = (m_{as221,311} - m_{as221,312}) - (m_{as222,311} - m_{as222,312}) \\
L_{a68} = (m_{as221,321} - m_{as221,322}) - (m_{as222,321} - m_{as222,322}) \\
L_{a69} = m_{asr221} - m_{asr222}
\end{array} \right. \quad (A.1.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
L_{a71} = (m_{as111,311} + m_{as122,311} - m_{as311,312} - m_{as311,322}) \\
\quad - (m_{as111,312} + m_{as122,312} - l_{as312} - m_{as312,322}) \\
L_{a72} = (m_{as112,311} + m_{as122,311} - m_{as311,312} - m_{as311,322}) \\
\quad - (m_{as112,312} + m_{as122,312} - l_{as312} - m_{as312,322}) \\
L_{a73} = (m_{as121,311} - m_{as122,311}) - (m_{as121,312} - m_{as122,312}) \\
L_{a74} = (m_{as211,311} + m_{as222,311} - m_{as311,312} - m_{as311,322}) \\
\quad - (m_{as211,312} + m_{as222,312} - l_{as312} - m_{as312,322}) \\
L_{a75} = (m_{as212,311} + m_{as222,311} - m_{as311,312} - m_{as311,322}) \\
\quad - (m_{as212,312} + m_{as222,312} - l_{as312} - m_{as312,322}) \\
L_{a76} = (m_{as221,311} - m_{as222,311}) - (m_{as221,312} - m_{as222,312}) \\
L_{a77} = (l_{as311} - m_{as311,312}) - (m_{as311,312} - l_{as312}) \\
L_{a78} = (m_{as311,321} - m_{as311,322}) - (m_{as312,321} - m_{as312,322}) \\
L_{a79} = m_{asr311} - m_{asr312}
\end{array} \right. \quad (A.1.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
L_{a81} = (m_{as111,321} + m_{as122,321} - m_{as312,321} - m_{as321,322}) \\
\quad - (m_{as111,322} + m_{as122,322} - m_{as312,322} - l_{as322}) \\
L_{a82} = (m_{as112,321} + m_{as122,321} - m_{as312,321} - m_{as321,322}) \\
\quad - (m_{as112,322} + m_{as122,322} - m_{as312,322} - l_{as322}) \\
L_{a83} = (m_{as121,321} - m_{as122,321}) - (m_{as121,322} - m_{as122,322}) \\
L_{a84} = (m_{as211,321} + m_{as222,321} - m_{as312,321} - m_{as321,322}) \\
\quad - (m_{as211,322} + m_{as222,322} - m_{as312,322} - l_{as322}) \\
L_{a85} = (m_{as212,321} + m_{as222,321} - m_{as312,321} - m_{as321,322}) \\
\quad - (m_{as212,322} + m_{as222,322} - m_{as312,322} - l_{as322}) \\
L_{a86} = (m_{as221,321} - m_{as222,321}) - (m_{as221,322} - m_{as222,322}) \\
L_{a87} = (m_{as311,321} - m_{as312,321}) - (m_{as311,322} - m_{as312,322}) \\
L_{a88} = (l_{as321} - m_{as321,322}) - (m_{as321,322} - l_{as322}) \\
L_{a89} = m_{asr321} - m_{asr322}
\end{array} \right. \quad (A.1.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 L_{a91} = m_{asr111} + m_{asr122} - m_{asr312} - m_{asr322} \\
 L_{a92} = m_{asr112} + m_{asr122} - m_{asr312} - m_{asr322} \\
 L_{a93} = m_{asr121} - m_{asr122} \\
 L_{a94} = m_{asr211} + m_{asr222} - m_{asr312} - m_{asr322} \\
 L_{a95} = m_{asr212} + m_{asr222} - m_{asr312} - m_{asr322} \\
 L_{a96} = m_{asr221} - m_{asr222} \\
 L_{a97} = m_{asr311} - m_{asr312} \\
 L_{a98} = m_{asr321} - m_{asr322} \\
 L_{a99} = l_{ar}
 \end{array} \right. \quad (A.1.12)$$

Le déterminant d'une matrice 9x9 est plus délicat à calculer et est ici déterminé à l'aide d'une méthode par élimination de Gauss (fonction *det* de Matlab) pour un alternateur en fonctionnement à vide (aucune contribution de la charge inductive dans les coefficients de la matrice). Le résultat est présenté par la Figure A.1. 2 sur une période électrique de l'alternateur.

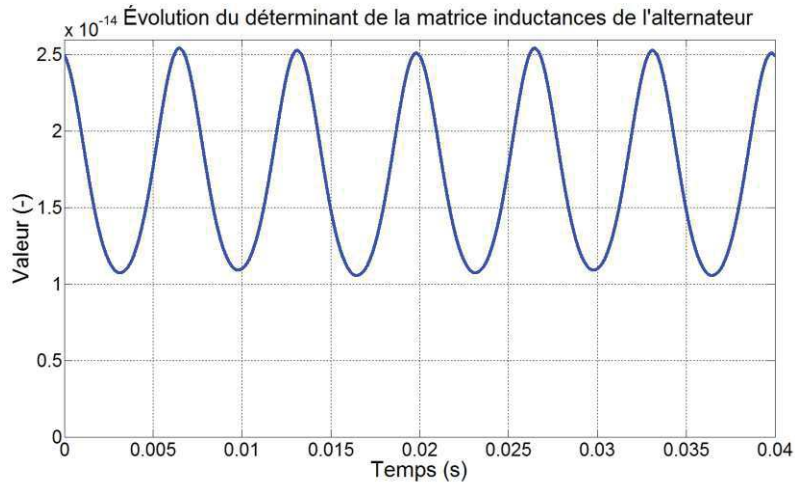


Figure A.1. 2. Évolution du déterminant de la matrice des inductances de l'alternateur principal sain  $L_{alt}$  sur une période électrique.

L'introduction d'un défaut de court-circuit inter-spires stator dans l'alternateur principal influe plus ou moins sur la valeur moyenne du déterminant sur une période électrique en fonction du nombre de spires engagées dans la défaillance. Comme le montre la Figure A.1. 3, un faible nombre de spires en court-circuit altère davantage le déterminant moyen ( $-4 \cdot 10^{-20}$  pour une spire) qu'un défaut très prononcé.

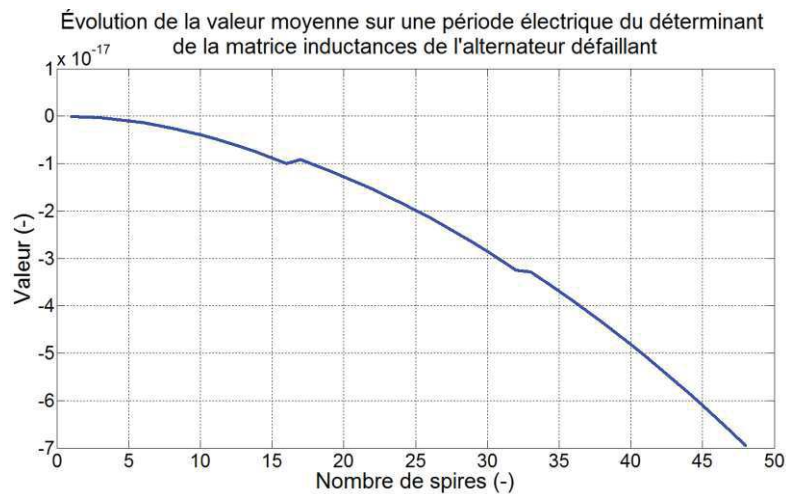


Figure A.1. 3. Évolution de la valeur moyenne sur une période électrique du déterminant de la matrice des inductances de l'alternateur principal  $L_{alt}$  en fonction du nombre de spires du court-circuit stator.

Les valeurs très faibles des déterminants sont dues aux valeurs également faibles des termes de la matrice. En effet, ces derniers sont composés d'inductances dont les valeurs sont, pour une très large majorité, inférieures à 1 Henry. Ils engendrent par conséquent des déterminants proches de zéro mais ne conduisant pas à la singularité de la matrice des inductances, ni pour l'excitatrice, ni pour l'alternateur principal dans les modes sain et défaillant.

## A.2. Étude prospective sur la dispersion de l'indicateur de défaut de court-circuit basé sur U12

D'après les résultats du chapitre 3, section 5.1, un convertisseur de 12 bits serait suffisant pour la détection d'une spire en court-circuit grâce à une résolution permettant la distinction entre les amplitudes saine et défaillante de la raie à 150Hz de la tension U12. Cependant, une importante disparité des mesures peut également altérer le pouvoir de détection, et ce même si la résolution est amplement suffisante. Dans cette optique, la Figure A.2. 1 présente une étude additionnelle sur le pouvoir de détection montrant que les écarts-types des mesures expérimentales sont suffisamment faibles pour ne pas créer d'interférences entre les cas sain et en défaut d'une spire en court-circuit. Pour cela, deux enregistrements en régime sain et deux enregistrements en régime défaillant (une spire en court-circuit) de trois secondes chacun ont été découpés en échantillons d'une seconde avec 50% de recouvrement, permettant d'obtenir dix échantillons sains et dix échantillons défaillants. Les valeurs linéaires de la composante à 150Hz de la tension composée U12 (indicateur de défaut) sont ensuite relevées dans chaque cas et un tracé sous forme de boîte à moustaches est réalisé. Malgré le faible nombre d'échantillons, cet indicateur permet d'observer une tendance très encourageante avec une très faible dispersion des données quel que soit l'instant de mesure, et par conséquent un pouvoir de détection élevé.

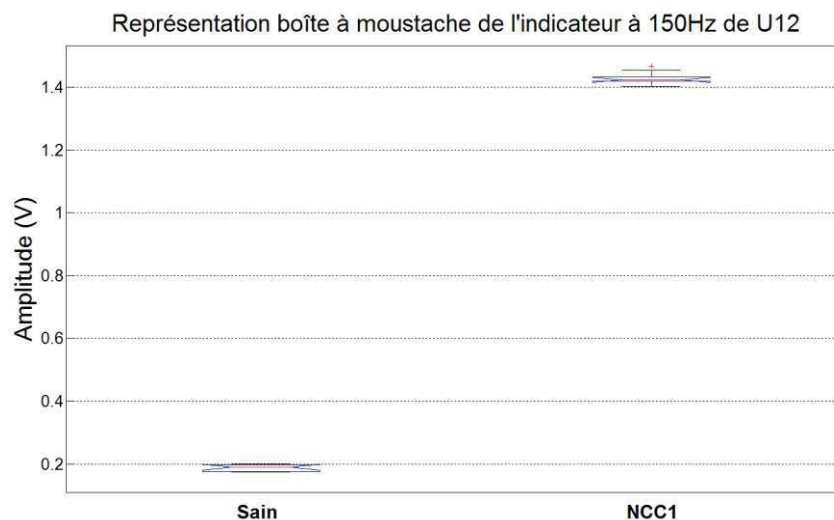


Figure A.2. 1. Représentation boîte à moustache de l'indicateur de défaut de court-circuit basé sur la composante à 150Hz de la tension composée U12 sur deux lots de six mesures entre les cas sain et défaillant (une spire en court-circuit).

# Annexes B : Caractéristiques du matériel expérimental

## B.1. Régulateur numérique de tension D510C

Le D510C est un régulateur de tension numérique qui permet le contrôle et la régulation de la tension de sortie de l'alternateur. Il est destiné aux alternateurs à excitation SHUNT, AREP ou PMG. Le D510C est paramétrable à l'aide du logiciel Easyreg® développé par la société Nidec Leroy-Somer. Il est en conformité avec les normes CEI 60034-1 et certifications UL 708 et CSA. Ses principales caractéristiques sont présentées dans le Tableau B.1. 1. Une photo du régulateur est également présentée en Figure B.1. 1.

Tableau B.1. 1. Caractéristique techniques du régulateur D510C de la société Nidec Leroy-Somer.

<b>Modes de régulation</b>	Tension Point de fonctionnement ( $\cos \varphi$ ) Puissance réactive Manuel
<b>Régulation de tension</b>	$\pm 0.25 \%$
<b>Temps de réponse</b>	Selon réglage PID
<b>Courant d'excitation nominal</b>	6 A
<b>Courant d'excitation maximum</b>	15 A / 10s
<b>Plage de détection de tension</b>	Jusqu'à 530 V
<b>Protections</b>	Court-circuit Perte de référence tension Surtension Sur-excitation Température Haute Chute de vitesse Défaut de diodes Déséquilibre de courant stator Limitation de courant

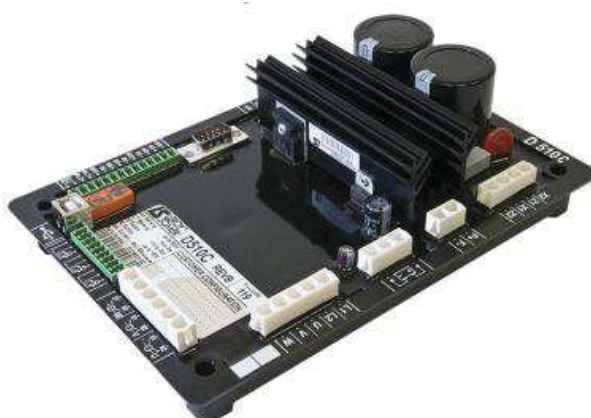


Figure B.1. 1. Régulateur Nidec Leroy-Somer D510C.



## B.2. Matériel de mesure utilisé lors de la campagne expérimentale

L'utilisation de la centrale d'acquisition Nicolet Vision a nécessité l'utilisation de capteurs de sondes de tensions et de courants. Étant donné les caractéristiques électriques de certaines tensions, les plages d'entrées acceptées par la centrale et ses paramètres d'isolation, certaines tensions ont pu être relevées par branchement direct, telles que les tensions d'excitation, de roue polaire et les forces électromotrices auxiliaires de l'AREP H1 et H3. En revanche, les trois tensions de phase ont été mesurées à l'aide de trois sondes différentielles de tension Elditest appartenant à la gamme GE et possédant des facteurs de réduction de 100 et 1000 (Figure B.2. 1).



Figure B.2. 1. Sonde de tension différentielle Elditest gamme GE.

La mesure des courants requiert quant à elle systématiquement une transformation en tension par l'intermédiaire de pinces ampère-métriques. Les courants de fortes intensités, à savoir les courants de phases et le courant de court-circuit dans les cas défailants, ont été relevés à l'aide de trois pinces ampère-métriques de courant Universal Technic série S, disposant de calibres 1V/250A, 1V/500A et 1V/1000A (Figure B.2. 2). Ces pinces sont capables d'accepter des courants jusqu'à 1200A efficaces.



Figure B.2. 2. Sonde ampère-métrique Universal Technic série S pour la mesure de forts courants.

Les courants d'intensités plus faibles que sont les courants d'excitation et de roue polaire ont pu être mesurés à l'aide de deux pinces ampère-métriques de courant Chauvin Arnoux série EN qui disposent de calibres 1mV/A, 10mV/A ou 100mV/A (Figure B.2. 3). Elles acceptent des courants maximaux bien plus faibles que les pinces Universal Technic, de l'ordre de 100A crête.



Figure B.2. 3. Sonde ampère-métrique Chauvin Arnoux série EN.

Enfin, une pince multifonction Chauvin Arnoux F09 a également été utilisée pour la mesure instantanée des courants et des tensions permettant la calibration de la centrale d'acquisition ainsi que la vérification des mesures (Figure B.2. 4).



Figure B.2. 4. Pince multifonctions Chauvin Arnoux F09.