HAL
open science

Modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrones pour éoliennes et hydroliennes: mise au point d'un outil de simulation

David Dupont, Alexandre Gautriaud

To cite this version:

David Dupont, Alexandre Gautriaud. Modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrones pour éoliennes et hydroliennes: mise au point d'un outil de simulation. 2011. hal-00690366

HAL Id: hal-00690366

https://hal.science/hal-00690366v1

Submitted on 23 Apr 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Projet de fin d'études

présenté à

l'école navale

Réalisé par les Enseignes de Vaisseau de la promotion
2009 de l'École Navale

D. Dupont et A. Gautriaud

au Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes
LBMS EA 4325

MODÉLISATION DES DÉFAILLANCES DANS LES GÉNÉRATRICES ASYNCHRONES POUR ÉOLIENNES ET HYDROLIENNES : MISE AU POINT D'UN OUTIL DE SIMULATION

Soutenu le 12 décembre 2011 à l'Ecole Navale

Novembre 2011

Remerciements

Les travaux réalisés lors du projet de fin d'études présentés dans ce rapport ont été éffectués au sein du Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes (EA4325 LBMS) et plus particulièrement avec l'équipe Commande et Diagnostique des Systèmes Éléctromécaniques (CDSE) de l'IUT de Brest. Nous tenons donc en premier lieu à remercier le professeur Benbouzid pour nous avoir accueilli au sein de son équipe.

Nous adressons également nos remerciements à M. Vincent Choqueuse, enseignant-chercheur à l'IUT de Brest ainsi qu'à M. El Houssin El Bouchikhi, doctorant du laboratoire pour leurs conseils et leur aide précieuse durant toute la durée du projet .

Que soit également remercié M. Charpentier, Maître de conférence HDR de l'Ecole Navale, qui a accepté de fournir les résultats de ses simulations sous DIFIMEDI pour la validation de notre programme.

MODÉLISATION DES DÉFAILLANCES DANS LES GÉNÉRATRICES ASYNCHRONES POUR ÉOLIENNES ET HYDROLIENNES : MISE AU POINT D'UN OUTIL DE SIMULATION

Élèves : EV2. D. Dupont et EV2. A. Gautriaud

VA : Génie énergétique (GE03)

Organisme d'accueil : LBMS (Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes)

Tuteur de projet : Professeur des Universités, M.E.H Benbouzid.

Officier pilote : LV Nicolas affecté à l'Ecole Navale.

Résumé :

Afin d'approfondir les connaissances théoriques du Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes (LBMS EA 4325) sur l'impact des défauts dans les génératrices asynchrones pour éoliennes et pour hydroliennes, la modélisation des défaillances est nécessaire. Dans une premier temps, l'étude se focalise sur la partie électrique du système et notamment sur la modélisation d'une génératrice asynchrone à cage saine, en utilisant la théorie des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). L'objectif principal est la réalisation d'un simulateur d'une génératrice saine et défaillante sous Matlab®, souple d'utilisation et évolutif. Les défauts retenus concernent les ruptures de barres et d'anneaux ainsi que l'excentricité. Les résultats très convainquants des simulations ont été validées par comparaison avec des résultats obtenus par une méthode éléments finis dans le cas sain et par comparaison avec la théorie dans le cas défaillant. L'outils est d'ores et déjà exploité pour des publications internationnales et des travaux de recherche.

Abstract :

The LBMS Lab is actually dealing with failure detection and diagnosis in wind and tidal turbine generators using advanced signal processing techniques. This topical research domain unfortunately suffers from a lack of experimental data. It appears therefore that modeling failed generators could be a helpful step. This report is therefore focusing on the development of a Matlab-based simulation tool for healthy and faulty cage induction generators. The main handled failures are broken rotor bars and end-ring, and eccentricity. The induction machine modeling is in this case based on the so-called Magnetically Coupled Electric Circuits Method.

Mots-clés : Machine asynchrone à cage d'écureuil, rupture de barres, excentricité, simulateur.

Table des matières

Introduction **1**

1 Modèle de la machine asynchrone **3**
1.1 Rappels sur la machine asynchrone . . . 3
1.1.1 Constitution d'une machine asynchrone . . . 3
1.1.2 Fonctionnement normal d'une machine asynchrone . . . 4
1.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone à partir de la méthode CEMC . . . 5
1.2.1 Équation du stator . . . 5
1.2.2 Équation électrique du rotor . . . 6
1.2.3 Équation mécanique du rotor . . . 9
1.2.4 Système d'équations global de la machine. . . . 9

2 Modélisation de la machine saine **11**
2.1 Calcul des inductances par la méthode du flux . . . 11
2.1.1 Calcul des inductances à partir du flux . . . 11
2.1.2 Fonction de distribution et de bobinage du stator . . . 12
2.1.3 Fonction de distribution et de bobinage du rotor . . . 13
2.2 Programmation de la machine . . . 13
2.3 Simulations et validation du modèle . . . 15
2.3.1 Essai à vide . . . 15
2.3.2 Validation du modèle . . . 16
2.3.3 Essai en générateur . . . 18

3 Modélisation de la machine défectueuse **19**
3.1 Les différents défauts des machines asynchrones . . . 19
3.1.1 Défaillances électriques . . . 19
3.1.2 Défaillances mécaniques . . . 20
3.2 Implémentation des défauts dans le programme . . . 21
3.2.1 Rupture de barre rotorique . . . 21
3.2.2 Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit . . . 22
3.2.3 Excentricité statique, dynamique et mixte . . . 23
3.3 Simulations et analyse des résultats . . . 23
3.3.1 Rupture de barre . . . 24
3.3.2 Rupture d'anneau de court-circuit . . . 25

3.3.3 Excentricité statique, dynamique et mixte 26

Conclusion **29**

Annexes **31**

Annexe 1 : Construction de la fonction de distribution 31
Annexe 2 : La méthode de Runge Kutta 4 33
Annexe 3 : Paramètres généraux de la machine 34
Annexe 4 : Implémentation d'un profil de vent 35

Introduction

Avec plus de 7 milliards d'êtres humains sur terre, les questions énergétiques sont au premier plan aujourd'hui. En particulier le problème des énergies fossiles se pose au moment ou la Chine demande de plus en plus de ressources pour faire fonctionner son industrie grandissante. La question des énergies renouvelables est donc plus que jamais d'actualité dans un monde où elle ne représente que 3% de la production électrique mondiale (source hydraulique non comprise) et où l'énergie nucléaire fait de plus en plus peur [15].

L'Europe a pour objectif de produire 20% de son énergie à partir de sources renouvelables d'ici 2020. Parmi les différentes énergies renouvelables, c'est l'éolien qui est le plus apte à répondre à ces ambitieux objectifs, et en particulier l'éolien offshore. En terme d'énergie éolienne selon le magazine « L'Usine Nouvelle » (n°3235) l'Europe comptait au début de l'année 2011 un peu moins de 3GW installés pour 1139 aérogénérateurs en service dont 308 installés en 2010, ce qui représente une croissance de 51% par rapport à 2009 [6]. Le marché de l'éolien offshore, dominé par l'Angleterre avec une puissance installée de 1,3GW et qui s'est fixé pour objectif d'en produire 34GW en 2020, est en pleine expansion et ne représente pas moins de 200 à 300 milliards d'euros d'investissement d'ici à 2030.

Pour sa part, la France ne produit que 10.7% (source EDF) de son énergie électrique à partir de sources renouvelables (dont 7.9% provenant de l'énergie hydraulique), ce qui est très peu face à d'autres pays européens comme le Danemark qui en 2009 produisait déjà 18.6% de son électricité à partir d'éoliennes [16]. La France, qui possède le deuxième domaine maritime mondiale, est propice au développement d'hydroliennes et d'éoliennes offshore et c'est dans ce contexte que le gouvernement français a lancé au printemps dernier un appel d'offre pour la réalisation de cinq parcs éoliens en mer d'une puissance globale de 3GW, première phase d'un objectif fixé à 6GW pour 2020.

Les éoliennes et hydroliennes nécessitent l'installation de convertisseurs électromécaniques pour produire de l'électricité. Une grande majorité de ces convertisseurs sont des machines asynchrones d'induction de forte puissance. Bien qu'à l'origine les machines asynchrones sont prévues pour fonctionner en moteur, leur faible coût, la facilité d'entretien et leur fiabilité les ont conduit à être utilisées en génératrice. Cependant, l'un des problèmes majeurs de ces équipements reste la maintenance. En effet le prix d'une intervention est bien plus élevé en mer que sur terre et le coût de location des bateaux de maintenance fait que chaque heure compte (actuellement on compte un bateau de maintenance pour 20 éoliennes). Posséder un nouvel outil de diagnostic performant contribuerait à diminuer les coût de maintenance (20% du prix de l'électricité offshore) et à améliorer la compétitivité de cette source d'énergie dont le prix du MWh est d'environ 150 euros soit 2 à 4 fois le prix du nucléaire [6].

Ainsi, bien qu'elles soient réputées très fiables, les génératrices asynchrones n'en restent pas moins

sujettes aux avaries surtout depuis l'arrivée de l'électronique de puissance qui a permis d'utiliser ces machines avec des vitesses variables. Le Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes (LBMS,EA4325) et plus particulièrement l'équipe Commande et Diagnostic des Systèmes Électromécaniques (CDSE) développe des outils de diagnostic basés sur l'analyse du courant statorique. Cependant l'aquisition de signaux réels n'est pas aisée car d'une part les fabriquants ne s'étendent pas sur d'éventuelles pannes de leur produit, d'autre part les ventes sont généralement accompagnées d'un contrat de maintenance, les entreprises développant leurs propres outils de diagnostic. Ainsi, afin d'approfondir les connaissances théoriques sur l'impact de ces défauts, la modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrones grâce à un outil de simulation s'avère très enrichissante.

Après un bref rappel sur les machines asynchrones, les équations différentielles régissant leur fonctionnement sont établies grâce à la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés. Ensuite est exposée la méthode développée pour résoudre le système différentiel avec Matlab® ainsi que les résultats de simulation et la validation d'une machine fonctionnant normalement. Enfin, après avoir défini les défaillances les plus fréquentes, les méthodes d'implémentation de ces défauts sont détaillées.

Chapitre 1

Modèle de la machine asynchrone

1.1 Rappels sur la machine asynchrone

1.1.1 Constitution d'une machine asynchrone

Une machine asynchrone peut se caractériser par deux parties principales : le stator qui est la partie fixe de la machine et le rotor qui est la partie mobile.

Le stator :

Le stator est généralement constitué d'une carcasse d'acier (le bâti) qui renferme en empilement de tôles. Le centre de ces tôles est évidé de manière circulaire de telle sorte qu'une fois les tôles empilées elles constituent un cylindre creux (Figure 1.2). De plus, afin d'accueillir le bobinage des enroulement statoriques, des encoches sont créées sur ce cylindre.

FIGURE 1.1: Cage d'écureuil

FIGURE 1.2: Empilements statoriques.

Le rotor :

Il existe deux types de rotors : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil. Dans les deux cas il est constitué d'un empilement de tôles d'acier du même type que celles utilisées pour la conception du stator. Les tôles cylindriques possèdent un diamètre tel qu'une fois en place dans le stator, l'écart entre les deux parties appelé entrefer soit minime.

Le rotor bobiné est constitué d'un enroulement triphasé similaire à celui du stator placé dans les encoches.

Le rotor à cage est quand à lui constitué de barres de cuivre introduites dans des encoches. Ces barres de cuivre sont court-circuités grâce à des anneaux qui les relies les une aux autres à leurs

extrémités (Figure 1.1) . L'ensemble, en faisant abstraction de l'empilement métallique, ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil.

Le rotor est traversé en son centre par un arbre. C'est par l'intermédiaire de cet arbre que le rotor va être maintenu au centre du stator à l'aide des flasques placées aux extrémités de la machine.
Dans cette étude, seuls les rotors à cage d'écureuil seront abordés.

1.1.2 Fonctionnement normal d'une machine asynchrone

En fonctionnement moteur, le stator est alimenté par une tension triphasée de pulsation ω_s. Le stator est constitué de trois phases, chacune d'elle recevant l'une des phases de la tension triphasée. En fonction du nombre de paires de pôles, le décalage "géométrique" entre les enroulements devient $\frac{2\cdot\pi}{3\cdot p}$.

Il y a alors création d'un champ magnétique tournant au stator qui correspond à la somme des trois champs magnétiques :

$$B_{tot} = \frac{3}{2} \cdot B_{max} \cos(p \cdot \theta - \omega_s \cdot t) \tag{1.1.1}$$

La vitesse de ce champ tournant notée Ω_s est appelée vitesse de synchronisme, elle dépend de la pulsation ω_s et du nombre de paires de pôles p.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \tag{1.1.2}$$

Le rotor, au démarrage, est au repos. Le champ tournant généré au stator coupe donc la cage d'écureuil court circuitée. Une tension apparait alors aux bornes de la cage d'écureuil. Grâce au court-circuit, la tension génère des courants induits dans le rotor. Des charges se déplacent donc dans ces conducteur, qui sont rappellons-le, toujours soumis à la présence d'un champ magnétique tournant. Ainsi, comme des charges se déplacent dans un champ magnétique, une force de Lorentz apparait. Elle tend à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ magnétique tournant du stator. Le rotor se met donc en mouvement. Sa vitesse de rotation est notée Ω. Au fur et à mesure que le rotor prend de la vitesse, la différence entre sa vitesse et celle du champ tournant diminue. Les tensions diminuent ainsi que les courants induits et la force de Lorentz. Ainsi la vitesse de rotation du rotor tendra toujours à rattraper celle du champ tournant mais sans jamais y arriver. La vitesse de rotation du rotor est donc toujours inférieure à la vitesse de synchronisme pour un fonctionnement moteur. La différence entre Ω_s et Ω permet de définir le glissement g :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \tag{1.1.3}$$

Pour un fonctionnement en mode générateur, Ω sera supérieure à Ω_s et $g \leq 0$. Le glissement intervient aussi dans l'expression de la pulsation des courants rotoriques Ω_r. En régime permanent, elle est égale à :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \tag{1.1.4}$$

Ainsi, la moindre variation du glissement entraine une variation de la fréquence des courants rotoriques.

1.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone à partir de la méthode CEMC

Dans cette partie, nous allons modéliser une machine asynchrone saine par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), c'est à dire que toutes les inductances propres et mutuelles seront explicitées et intégrées dans les équations différentielles. Des études ont déjà été réalisées à ce sujet [4][5]. L'objectif n'est pas de redémontrer le travail réalisé mais de l'utiliser afin de réaliser une simulation sous Matlab®.

Comme pour tout modèle, il est nécessaire au préalable de faire des hypothèses de travail. Les hypothèses sont les suivantes :

- le fer a une perméabilité infinie (pour le fer μ_r=10 000),
- le circuit magnétique est non conducteur,
- les pertes par hystérésis dans les tôles du circuit magnétique sont négligeables,
- l'entrefer est lisse.

Nous considèrerons de plus que le stator possède 3 phases et que le rotor à cage possède q barres.

Cette partie fait largement référence aux travaux de [4][5].

1.2.1 Équation du stator

Dans un soucis de clarté, les composants de la k^{ieme} phase statorique porterons l'indice Sk, par exemple la résistance de la k^{ieme} phase statorique s'écrit R_{Sk}. La loi d'Ohm pour une phase s'écrit :

$$v_{Sk} = R_{Sk} \cdot i_{Sk} + \frac{d}{dt}\Phi_{Sk} \tag{1.2.1}$$

Le circuit magnétique étant supposé linéaire, le flux Φ_{Sk} peut se décomposer en un flux provenant du rotor noté Φ_{RSk} et d'un flux provenant des bobinages statoriques noté Φ_{SSk} :

$$\Phi_{Sk} = \Phi_{SSk} + \Phi_{RSk} \tag{1.2.2}$$

Ces deux flux peuvent être explicités à l'aide de différentes inductances :

- $L_{\sigma Sk}$ inductance de fuite de la k^{ieme} phase statorique
- L_{SSkk} inductance propre de la phase statorique k
- L_{SSkn} inductance mutuelle entre les phases statoriques k et n

Comme le flux est le produit de l'inductance par le courant, on a :

$$\Phi_{SSk} = (L_{SSkk} + L_{\sigma Sk})i_{Sk} + \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq k}}^{3} L_{SSkn} i_{Sn} \tag{1.2.3}$$

De même, pour le flux Φ_{RSk}, on note L_{SRkn} l'inductance mutuelle entre la phase k du stator et la phase n du rotor et le flux s'exprime en fonction du courant rotorique i_{Rn} de la maille n :

$$\Phi_{RSk} = \sum_{n=1}^{q} L_{SRkn} i_{Rn} \tag{1.2.4}$$

La loi d'Ohm pour la phase k s'écrit donc :

$$v_{Sk} = R_{Sk} \cdot i_{Sk} + \frac{d}{dt}((L_{SSkk} + L_{\sigma Sk})i_{Sk} + \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq k}}^{3} L_{SSkn} i_{Sn} + \sum_{n=1}^{q} L_{SRkn} i_{Rn}) \tag{1.2.5}$$

Ce résultat étant valable pour $k = \{1, 2, 3\}$, l'équation du stator s'écrit sous forme matricielle :

$$\boxed{[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \tfrac{d}{dt}[\Phi_s]} \tag{1.2.6}$$

Avec :
- $[R_S]$: matrice des résistances statoriques, de dimension $(3, 3)$
- $[I_S]$: vecteur colonne des courants statoriques de taille 3.
- $[V_S]$: vecteur colonne des tensions statoriques de taille 3.
- $[\Phi_S]$: vecteur colonne des flux statoriques de taille 3.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{S3} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S3} \end{bmatrix}$$

Où :

$$[\Phi_s] = [L_{SS}][I_S] + [L_{SR}][I_R] \tag{1.2.7}$$

Avec $[L_{SS}]$ la matrice $(3, 3)$ des inductances propres et mutuelles des phases statoriques, $[L_{SR}]$ la matrice $(3, q+1)$ des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques et $[I_R]$ le vecteur colonne des courants rotoriques de taille $q + 1$.

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{SS11} + L_{\sigma S1} & L_{SS12} & L_{SS13} \\ L_{SS21} & L_{SS22} + L_{\sigma S2} & L_{SS23} \\ L_{SS31} & L_{SS32} & L_{SS33} + L_{\sigma S3} \end{bmatrix}$$

$$[L_{SR}] = \begin{bmatrix} L_{SR11} & L_{SR12} & \cdots & L_{SR1q} & L_{SR1q+1} \\ L_{SR21} & L_{SR22} & \cdots & L_{SR2q} & L_{SR2q+1} \\ L_{SR31} & L_{SR32} & \cdots & L_{SR3q} & L_{SR3q+1} \end{bmatrix}$$

1.2.2 Équation électrique du rotor

L'équation électrique du rotor à cage peut être obtenue en s'appuyant sur le schéma équivalent de la figure 1.3. Les barres de la cage, chacunes représentées par une résistance R_b en série avec une inductance de fuite $L_{\sigma b}$, sont séparées par une portion d'anneau de court-circuit représentée par une résistance R_e en série avec inductance de fuite L_e. Ainsi une maille de la cage est constituée par deux barres consécutives reliées par deux portions d'anneau de court-circuit d'un côté et de l'autre du rotor. Le rotor est donc modélisé par q mailles plus une maille représentant l'un des deux anneaux de court-circuit.

Soit une maille k de la cage. La loi d'Ohm permet d'écrire :

$$-R_b i_{Rk-1} + 2(R_b + Re) \cdot i_{Rk} - R_b i_{Rk+1} - R_e i_e + \frac{d}{dt}(\Phi_{Rk}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{Sk}) = 0 \tag{1.2.8}$$

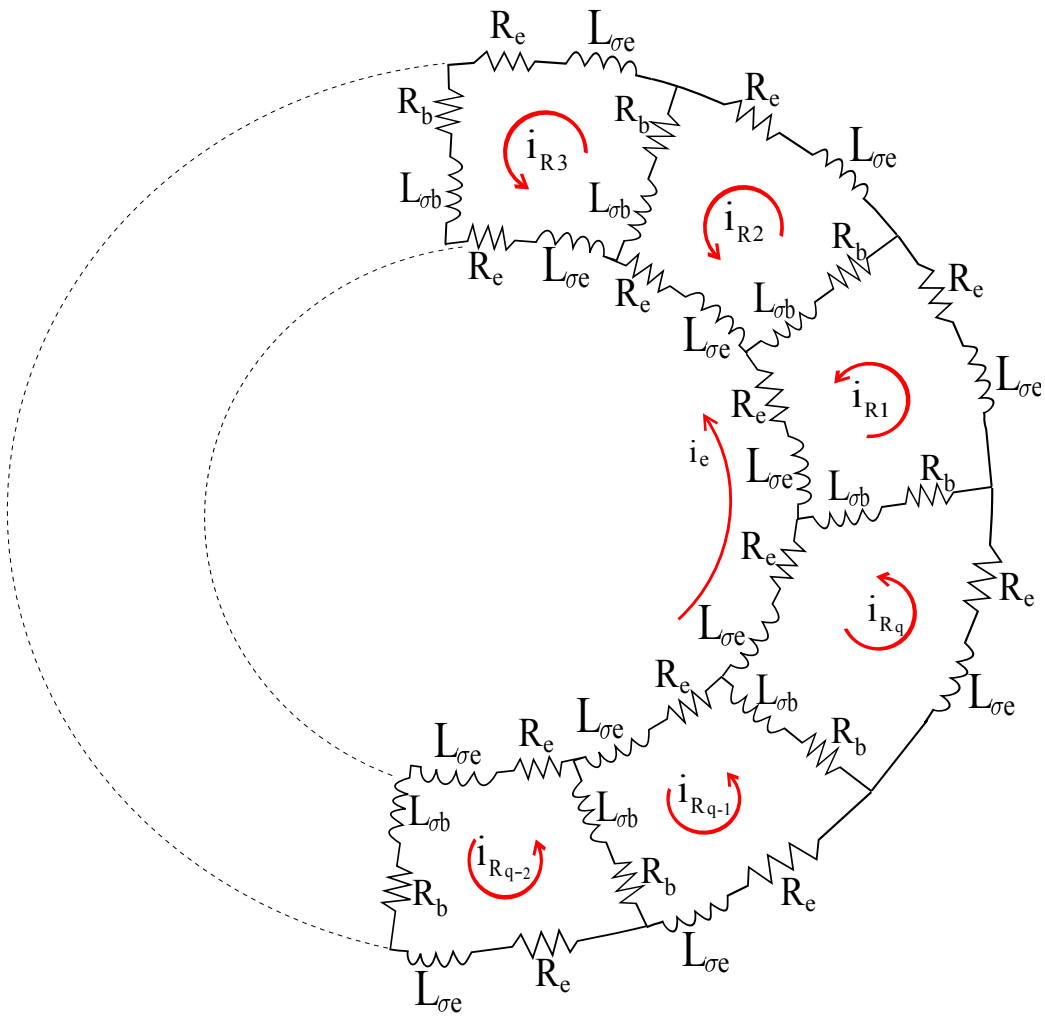


FIGURE 1.3: Schéma électrique équivalent du rotor à cage.

Avec Φ_{Rk} et Φ_{Sk} les flux créés respectivement par la cage et les bobinages statoriques et traversant la maille k. Pour la suite L_{RRkn} désignera l'inductance mutuelle entre les mailles k et n de la cage rotorique, et L_{RSkn} l'inductance mutuelle entre la maille k du rotor et la phase n du stator.

Les flux Φ_{Rk} et Φ_{Sk} s'écrivent en fonction des courants de mailles et de phases de la façon suivante :

$$\Phi_{Rk} = L_{\sigma b} \cdot (2i_{Rk} - i_{Rk-1} - i_{Rk+1}) + L_{\sigma e} \cdot (2i_{Rk} - i_{Re}) + L_{RRkk} i_{Rk} + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^{q} L_{RRkn} i_{Rn}$$

$$\begin{aligned} \Leftrightarrow \Phi_{Rk} =& (L_{RRkk-1} - L_{\sigma b}) \cdot i_{Rk-1} + (L_{RRkk} + 2(L_{\sigma b} + L_{\sigma e})) \cdot i_{Rk} + (L_{RRkk+1} - L_{\sigma b} \cdot i_{Rk+1} \\ & - L_{\sigma e} i_e + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k-1 \\ n \neq k \\ n \neq k+1}}^{q} L_{RRkn} i_{Rn} \end{aligned} \tag{1.2.9}$$

$$\Phi_{Sk} = \sum_{n=1}^{3} L_{RSkn} i_{Sn} \tag{1.2.10}$$

Les équations précédentes sont valables pour toutes les mailles du rotor excepté pour l'anneau de court circuit dont l'équation, en considérant qu'il n'y a pas de flux axial dans la machine, s'écrit :

$$qR_e i_e - \sum_{n=1}^{3} R_e i_{Rn} + \frac{d}{dt}\left(qL_{\sigma e} i_e - \sum_{n=1}^{q} L_{\sigma e} i_e\right) = 0 \tag{1.2.11}$$

Les équations précédentes 1.2.8, 1.2.9 et 1.2.10 permettent d'écrire l'équation du rotor sous forme matricielle :

$$[0] = [R_R][I_R] + \frac{d}{dt}[\Phi_R] \tag{1.2.12}$$

Avec :

- $[I_R]$ est le vecteur des courants de mailles rotoriques, de dimension $q+1$, avec $i_{q+1} = i_e$,
- $[\Phi_R]$ est le vecteur des flux traversant les mailles rotoriques, de dimension $q+1$,
- $[R_R]$ est la matrice des résistances de la cage, de dimension $(q+1,q+1)$.

$$[I_R] = \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ \vdots \\ i_{Rq+1} \end{bmatrix} ; [\Phi_R] = \begin{bmatrix} \Phi_{R1} \\ \Phi_{R2} \\ \vdots \\ \Phi_{Rq+1} \end{bmatrix} ;$$

$$[R_R] = \begin{bmatrix} 2(R_b+R_e) & -R_b & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_b & -Re \\ -R_b & 2(R_b+R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ 0 & . & . & . & & & & \vdots \\ \vdots & & & . & . & . & & \\ 0 & & & & . & . & . & -R_e \\ -R_b & 0 & \dots & & 0 & -R_b & 2(R_b+R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & \dots & & & & -R_e & qR_e \end{bmatrix}$$

Où :

$$[\Phi_R] = [L_{RR}][I_R] + [L_{RS}][I_S] \tag{1.2.13}$$

Avec $[L_{RR}]$ la matrice $(q+1, q+1)$ des inductances propres et mutuelles des mailles rotoriques et $[L_{RS}]$ la matrice $(q+1, 3)$ des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques.

$$[L_{RS}] = \begin{bmatrix} L_{RS11} & L_{RS12} & L_{RS13} \\ L_{RS21} & L_{RS22} & L_{RS23} \\ \vdots & & \vdots \\ L_{RSq1} & L_{RSq2} & L_{RSq3} \\ L_{RS(q+1)1} & L_{RS(q+1)2} & L_{RS(q+1)3} \end{bmatrix}$$

$$[L_{RR}] = \begin{bmatrix} L_{RR11} + 2(L_{\sigma b} + L_{\sigma e}) & L_{RR12} - L_{\sigma b} & L_{RR13} & \dots & L_{RR1q} - L_{\sigma b} & -L_{\sigma e} \\ L_{RR21} - L_{\sigma b} & L_{RR22} + 2(L_{\sigma b} + L_{\sigma e}) & L_{RR23} - L_{\sigma b} & \dots & L_{RR2q} & -L_{\sigma e} \\ \vdots & & & & \vdots & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots & \vdots \\ L_{RRq-1} - L_{\sigma b} & \dots & & \dots & L_{RR11} + 2(L_{\sigma b} + L_{\sigma e}) & -L_{\sigma e} \\ -L_{\sigma e} & -L_{\sigma e} & & \dots & -L_{\sigma e} & qL_{\sigma e} \end{bmatrix}$$

1.2.3 Équation mécanique du rotor

Maintenant que les équations électriques du stator 1.2.6 et du rotor sont clairement définies, il ne reste plus qu'à établir l'équation mécanique du système qui décrit la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. D'après le principe fondamental de la dynamique appliqué au rotor :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{EM} - \Gamma_C - f\Omega \tag{1.2.14}$$

Avec :

- J le moment d'inertie du rotor.
- Γ_{EM} le couple électromagnétique.
- Γ_C le couple de charge.
- f le frottement visqueux.
- $\Omega = \frac{d}{dt}\theta_m$ la vitesse de rotation du rotor.

Le couple électromagnétique se calcule à partir de la coénergie magnétique emmagasinée dans la machine W_{co} [4] :

$$\Gamma_{EM} = \left[\frac{\partial}{\partial\theta_m}W_{co}\right]_{I_S,I_R=cst} \text{avec} \;\; W_{co} = \frac{1}{2}\left[I\right]^t \cdot \left[L\right] \cdot \left[I\right]$$

L'expression du couple électromagnétique devient donc :

$$\Gamma_{EM} = \frac{1}{2}\left[I\right]^t \left(\frac{d}{d\theta_m}\left[L\right]\right)\left[I\right] \tag{1.2.15}$$

Dans la dernière équation, $\left[I\right]$ désigne le vecteur de dimension $(3+q+1)$ des courants et $\left[L\right]$ la matrice de dimension $(3+q+1, 3+q+1)$ des inductances, définis comme suit :

$$\left[I\right] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} I_S \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_R \end{bmatrix} \end{bmatrix} ; \left[L\right] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{SS} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{SR} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} L_{RS} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{RR} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

1.2.4 Système d'équations global de la machine.

En utilisant les équations 1.2.6, 1.2.7, 1.2.12 et 1.2.13 il est possible d'écrire l'équation électrique globale de la machine asynchrone :

$$\left[V\right] = \left[R\right]\left[I\right] + \frac{d}{dt}\left(\left[L\right]\left[I\right]\right) \tag{1.2.16}$$

Où :

$$\left[V\right] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \text{ de taille } 3+q+1 \text{ et } \left[R\right] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} R_S \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} R_R \end{bmatrix} \end{bmatrix} \text{ de dimension } (3+q+1, 3+q+1)$$

En décomposant la dérivée temporelle comme suit $\frac{d}{dt} = \frac{d}{d\theta_m}\frac{d\theta_m}{dt}$, avec $\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega$:

$$\left[V\right] = \left[R\right]\left[I\right] + \Omega\left(\frac{d}{d\theta_m}\left[L\right]\right)\left[I\right] + \left[L\right]\left(\frac{d}{dt}\left[I\right]\right) \tag{1.2.17}$$

Ainsi, en combinant les équations 1.2.14, 1.2.15 et 1.2.17 on obtient le système global d'équations différentielles couplées régissant le fonctionnement de la machine asynchrone :

$$\boxed{\begin{cases} \frac{d}{dt}\left[I\right] = \left[L\right]^{-1}\left(\left[R\right] + \Omega\frac{d}{d\theta_m}\left[L\right]\right)\left[I\right] + \left[L\right]^{-1}\left[V\right] \\ \frac{d}{dt}\Omega = \frac{1}{2J}\left[I\right]^t\left(\frac{d}{d\theta_m}\left[L\right]\right)\left[I\right] - \frac{f}{J}\Omega - \frac{1}{J}\Gamma_C \\ \frac{d\theta_m}{dt} = \Omega \end{cases}} \tag{1.2.18}$$

Chapitre 2

Modélisation de la machine saine

2.1 Calcul des inductances par la méthode du flux

Un des principaux problèmes de la résolution du système différentiel régissant le fonctionnement de la machine asynchrone par la méthode CEMC réside dans le calcul de l'ensemble des inductances. Deux méthodes peuvent être utilisées. Celle qui a été retenue utilise l'expression du flux créé par une bobine.

2.1.1 Calcul des inductances à partir du flux

Le flux Φ_{ij} envoyé par un enroulement i parcouru par un courant I_i vers un enroulement j s'exprime en fonction de l'inductance mutuelle $L_{ij}(\theta)$ (θ étant l'angle entre le repère lié au stator (fixe) et le repère lié au rotor (mobile)) de la manière suivante :

$$\Phi_{ij}(\theta) = L_{ij}(\theta) I_i \tag{2.1.1}$$

En considérant que l'enroulement j est composé de k bobines en série de surface S_l, ($l \in \{1, \ldots, k\}$) composées de n_l spires chacunes, le flux Φ_{ij} s'écrit :

$$\Phi_{ij} = \sum_{l=1}^{k} n_l \iint_{S_l} B_i(\theta, \theta_s, z) dS_l \tag{2.1.2}$$

$B_i(\theta, \theta_s, z)$ étant le champ créé par l'enroulement i, θ_s la position angulaire dans le référentiel lié au stator et z la position longitudinale.

Ce champ magnétique est le produit de la force magnétomotrice ($f.m.m$) de l'enroulement i et de la perméance de l'entrefer $P(\theta, \theta_s, z)$, où :

$$P(\theta, \theta_s, z) = \frac{\mu_0}{e(\theta, \theta_s, z)} \tag{2.1.3}$$

avec e l'épaisseur de l'entrefer. En l'absence de défauts d'excentricité, l'épaisseur de l'entrefer est constante.

La $f.m.m$ F_i créée par l'enroulement i est le produit du courant parcourant l'enroulement i et d'une fonction appelée fonction de bobinage de l'enroulement i notée F_{Bi} :

$$F_i(\theta, \theta_s, z) = F_{Bi}(\theta, \theta_s, z) \cdot I_i$$

La fonctions de bobinages seront définies par la suite. Le champ B_i s'écrit :

$$B_i(\theta, \theta_s, z) = P(\theta, \theta_s, z) \cdot F_{Bi}(\theta, \theta_s, z) \cdot I_i$$

L'expression de l'inductance peut alors s'écrire comme suit :

$$L_{ij}(\theta) = \sum_{l=1}^{k} n_l \iint_{S_l} P(\theta, \theta_s, z) \cdot F_{Bi}(\theta, \theta_s, z) \cdot I_i dS_l$$

Dans le cas d'une machine asynchrone, les surfaces S_l sont des surfaces latérales cylindriques localisées au niveau de l'entrefer. Ainsi $dS_l \approx R_{moy} d\theta_S dz$ avec $R_{moy} = R + \frac{e}{2}$. De plus d'après G.HOUDOUIN « la sommation sur les bobines de l'enroulement j peut être remplacée par une fonction de distribution de l'enroulement j, F_{Dj}, décrivant l'emplacement géométrique et le nombre de leurs spires en séries tout autour de l'entrefer »[4]. Ainsi, l'expression de l'inductance devient :

$$L_{ij}(\theta) = (R + \frac{e}{2}) \cdot \int_{\frac{-l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_0^{2\pi} F_{Dj}(\theta, \theta_s, z) \cdot F_{Bi}(\theta, \theta_s, z) \cdot P(\theta, \theta_s, z) d\theta_s dz \tag{2.1.4}$$

avec l la longeur de la machine et R le rayon du rotor.

Dans cette étude les barres rotorique sont parallèles à l'axe de rotation du rotor, donc en négligeant les effets de bord :

$$\boxed{L_{ij}(\theta) = l \cdot (R + \frac{e}{2}) \cdot \int_0^{2\pi} F_{Dj}(\theta, \theta_s) \cdot F_{Bi}(\theta, \theta_s) \cdot P(\theta, \theta_s) d\theta_s} \tag{2.1.5}$$

La relation 2.1.4 est un élément clé de la résolution du système différentiel. Cependant, il faut définir au préalable quelles sont les fonctions de bobinage et de distribution à utiliser afin de pouvoir poursuivre le calcul.

2.1.2 Fonction de distribution et de bobinage du stator

La fonction de distribution F_D a pour but de définir la position angulaire des enroulements autour du stator. Cette fonction est donc définie sur l'intervalle $[0\ 2\pi]$. La fonction de distribution d'un enroulement est égale à la somme des fonctions de distributions des bobines le composant. Comme les différents bobinages du stator sont supposés identiques, leurs fonctions de distribution seront elles aussi identiques à un déphasage près. Pour une bobine donnée (une paire de pôles), la fonction de distribution est représentée dans la figure 2.1.

Cette fonction dépend de paramètres propres à la machine comme l'angle d'ouverture d'une encoche statorique ou encore l'ouverture de la bobine. L'ouverture de la bobine dépend du nombre de paires de pôles, du nombre de phases et du nombre d'encoches de la bobine. Un développement plus approfondi des fonctions de distributions du stator se trouve en annexe 2.

La fonction de bobinage F_B correspond quand à elle à la force magnétomotrice (f.m.m.) du bobinage parcouru par un courant unitaire. Elle se calcule simplement à partir de la fonction de distribution :

$$F_B = F_D - \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} F_D \cdot d\theta_s \tag{2.1.6}$$

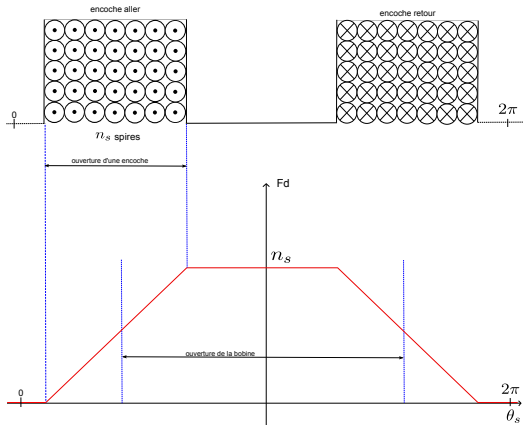


FIGURE 2.1: Construction de la fonction de distribution

2.1.3 Fonction de distribution et de bobinage du rotor

Pour le rotor, la méthode est la même que pour le stator mis à part que la fonction de distribution est définie différemment. En effet, le rotor étant constitué de q barres uniformément réparties, le choix a été fait de considérer les fonctions de distribution de chaque maille rotorique comme étant une "porte" de largeur égale à l'ouverture angulaire d'une maille rotorique. Une maille rotorique correspond à deux barres adjacentes reliées par deux portions d'anneau de court-circuit à leurs extrémitées. La figure 2.2 représente la fonction de distribution d'une maille rotorique :

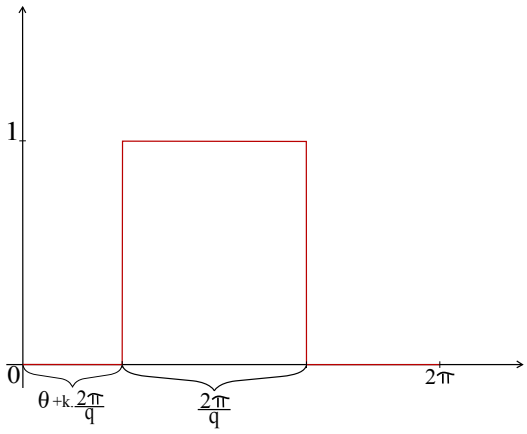


FIGURE 2.2: Fonction de distribution de la k^{ieme} maille rotorique

L'hypothèse simplificatrice de la "porte" suppose que l'ouverture des encoches rotoriques est très petite devant l'ouverture d'une maille rotorique.

2.2 Programmation de la machine

La principale difficulté dans la résolution du système d'équations différentielles couplées 1.2.18 vient du calcul des inductances mutuelles entre le rotor et le stator qui dépendent de θ, solution de ce

système. En effet, la fonction $L : \begin{cases} [0;2\pi] & \longrightarrow M_{m+q+1}(\mathrm{R}) \\ \theta & \longmapsto L(\theta) \end{cases}$ qui à θ associe la matrice des inductances est définie sur $[0;2\pi]$, ce qui signifie que L doit être définie de manière formelle ainsi que les fonctions de distributions et de bobinages des phases statoriques et des mailles rotoriques. Cependant, les faibles performances de Matlab® en calcul formel ne permettent pas de résoudre le système d'équations différentielles en un temps raisonnable (l'algorithme utilisé pour la résolution du système différentiel est l'algorithme de Runge Kutta d'ordre 4, voir annexe 2). Pour résoudre ce problème il a été choisi de discrétiser toutes les fonctions définies sur $[0;2\pi]$ en les définissant sur une subdivision $s_{[0;2\pi]}$ de $[0;2\pi]$ définie à l'aide d'un pas $d\theta$ (voir figure 2.3). Si la subdivision est suffisamment fine (de l'ordre de 10^4 points) l'erreur relative $\epsilon_r = \frac{\|L(\theta)-L(\alpha)\|_1}{\|L(\theta)\|_1}$ (avec $(\theta-\alpha) = min_{\beta\in s_{[0;2\pi]}}(\theta-\beta)$) commise en discrétisant la fonction L est de l'ordre 10^{-7}, ce qui justifie l'utilisation de cette méthode.

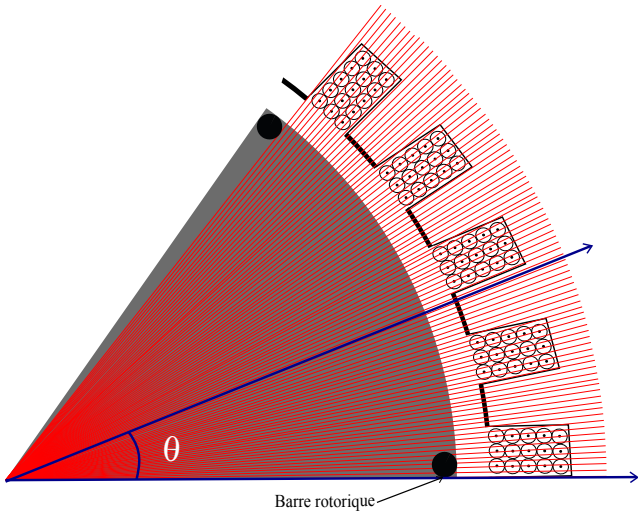


FIGURE 2.3: Illustration de la discrétisation du problème.

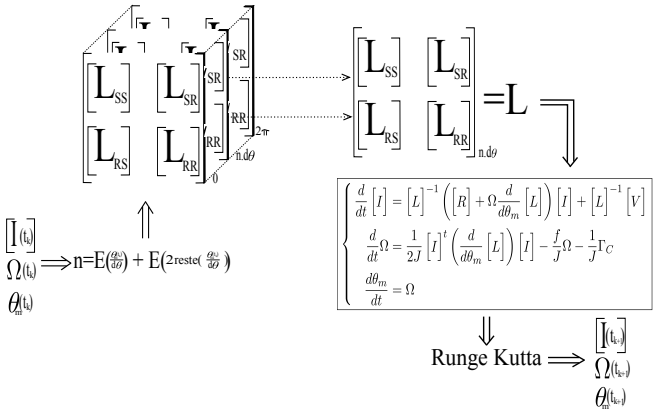


FIGURE 2.4: Représentation de la méthode d'approximation

Ainsi, les matrices d'inductances sont calculées au préalable pour toutes les valeurs de $s_{[0;2\pi]}$ et sont appelées lors de l'algorithme de résolution comme l'illustre la figure 2.4 où n est l'entier le plus proche de $\frac{\theta_m(t_k)}{d\theta}$, il permet d'aller chercher la matrice d'inductances connue la plus proche de $L(\theta_m(t_k))$.

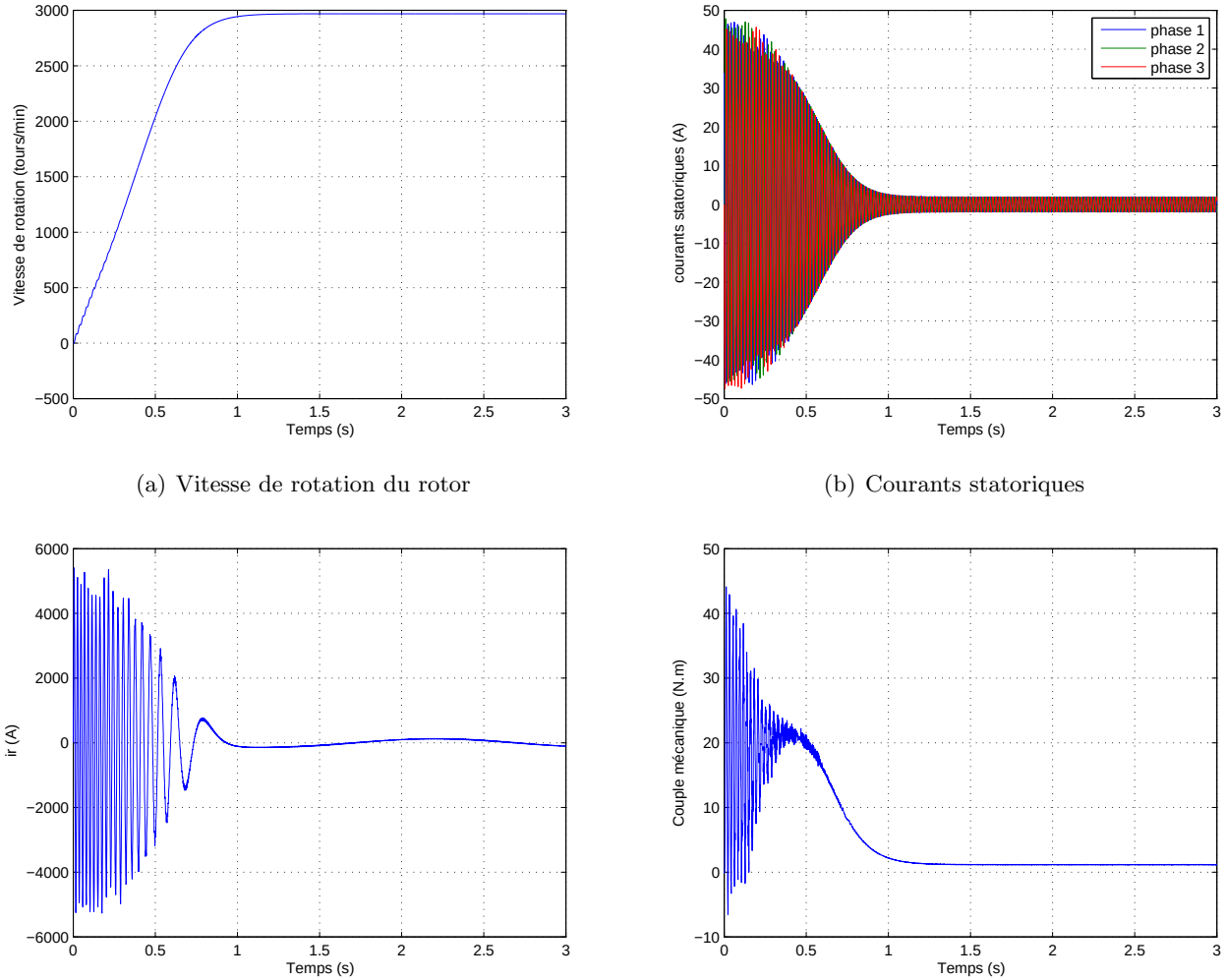
2.3 Simulations et validation du modèle

Tout le travail qui a été réalisé en amont a permis de réaliser un simulateur de machine asynchrone à cage. L'avantage de ce programme est qu'il a la facultée de pouvoir simuler tout type de machine asynchrone à cage d'écureuil. Cependant, il est important de vérifier que les signaux simulés correspondent à la réalitée compte tenu des approximations faites. Une validation du modèle est nécessaire.

2.3.1 Essai à vide

Une première série de simulations a été réalisée sur une machine comportant une paire de pôle branchée sur un réseau de fréquence égale à 50Hz. Les résultats donnés dans la figure 2.5 ont été obtenus pour une charge nulle sur le rotor.

Les paramètres complets sont donnés dans l'annexe 3.



(a) Vitesse de rotation du rotor

(b) Courants statoriques

(c) Courants rotoriques

(d) Couple mécanique

FIGURE 2.5: Résultat de la simulation à vide

Les résultats obtenus correspondent au fonctionnement normal d'un machine asynchrone à vide.

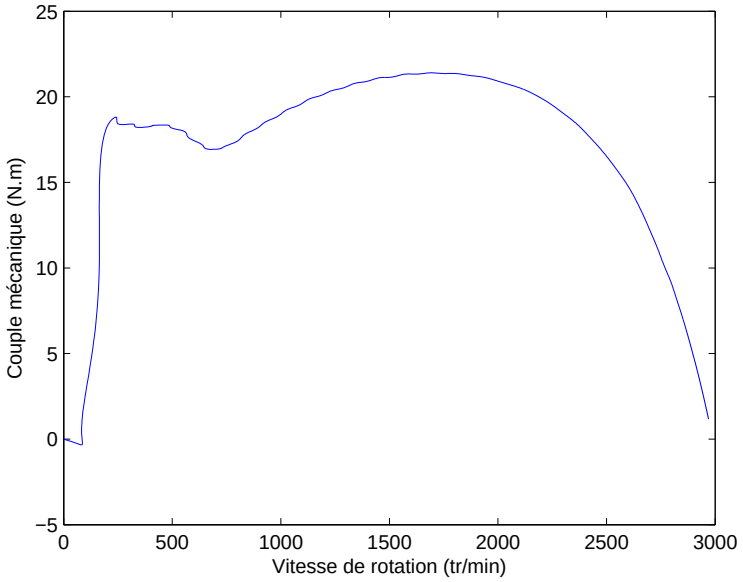


FIGURE 2.6: Caractéristique couple-vitesse

Reste à savoir si ces résultats, bien qu'a priori cohérents, sont le plus proche possible de la réalité.

2.3.2 Validation du modèle

Afin de valider ce modèle, plusieurs possibilités existent : l'expérimentation ou la comparaison avec un autre outils de simulation. Faute de données suffisantes sur les machines de bancs d'essais, la validation par comparaison à une expérience n'a pas été réalisée durant le projet. Cependant, il reste possible de valider les essais en les comparant avec les résultats d'un autre outil de simulation tel que DIFIMEDI. Cet outils est basé sur la modélisation de la machine par différences finies. La figure 2.7 permet de comprendre comment est représentée la machine avec ce type de simulation. De part sa précision, il est possible de considérer la représentation DIFIMEDI comme étant une machine réelle et donc de valider le modèle par simple comparaison des résultat des deux méthodes.

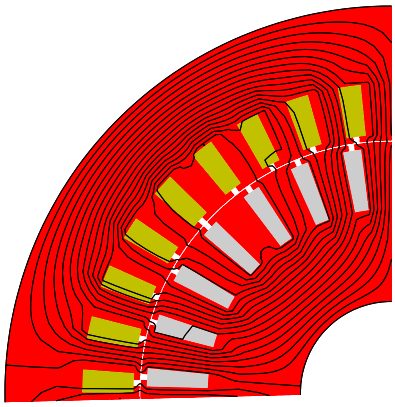
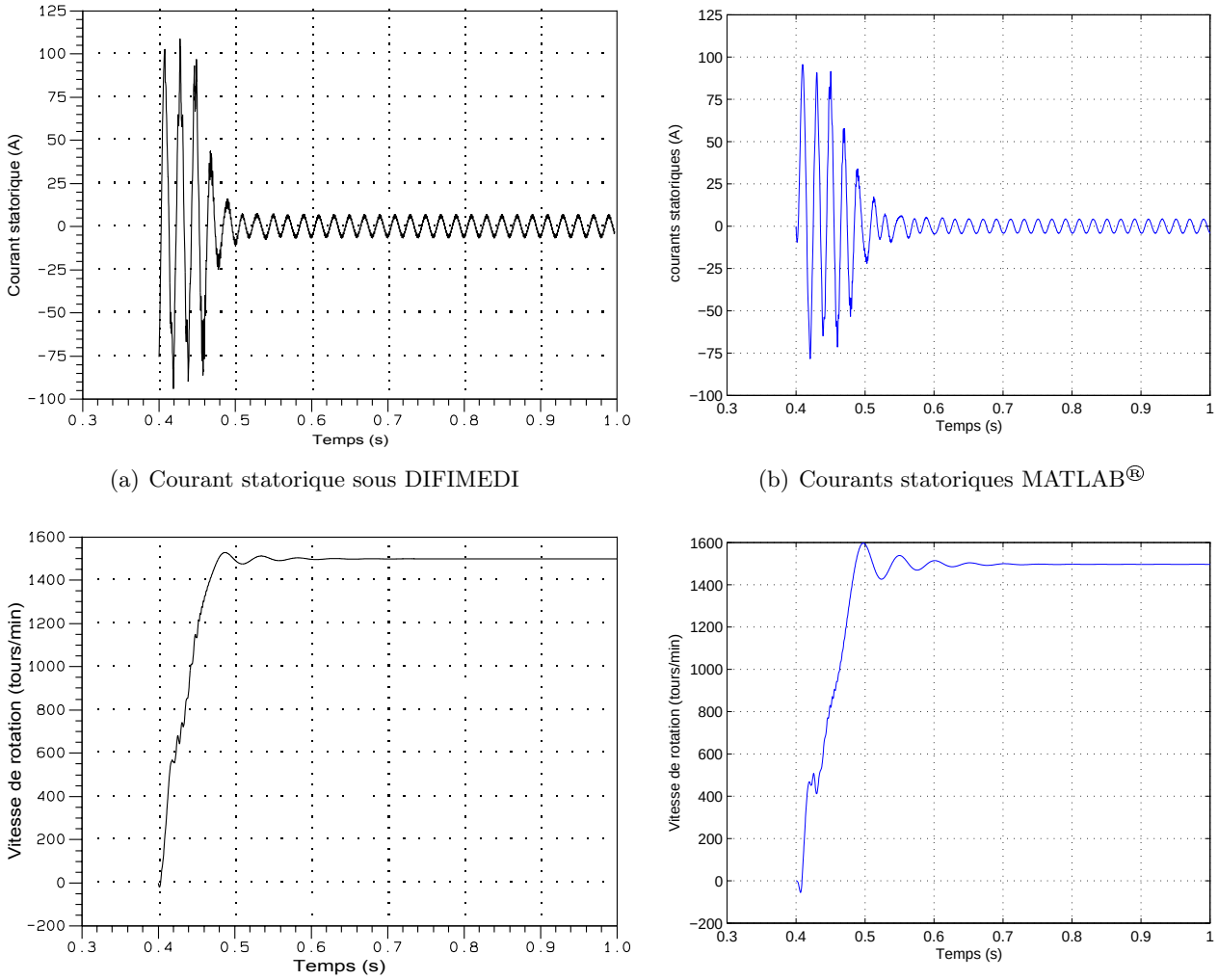


FIGURE 2.7: Equipotentielles sous DIFIMEDI

La comparaison des résultats représentés dans la figure 2.8 a été effectuée sur une machine à deux paires de pôles pour une tension du réseau de 220Veff et une charge de 1 Nm. Les différentes figures montrent de légères différences. En particulier, en ce qui concerne la vitesse de rotation, le modèle Matlab® fait apparaître un dépassement légèrement plus important et une période transitoire plus faible de quelques centièmes de secondes. Ces différences peuvent s'expliquer par la présence d'approximations dans le modèle Matlab®. Au niveau des courants statoriques, peu de différences sont observées. En régime permanent, les deux simulations sont identiques. Ainsi puisque les divergences sont observées que durant le transitoire, il est possible de considérer le modèle réalisé sous Matlab® comme étant valide.



(a) Courant statorique sous DIFIMEDI

(b) Courants statoriques MATLAB®

(c) Vitesse sous DIFIMEDI

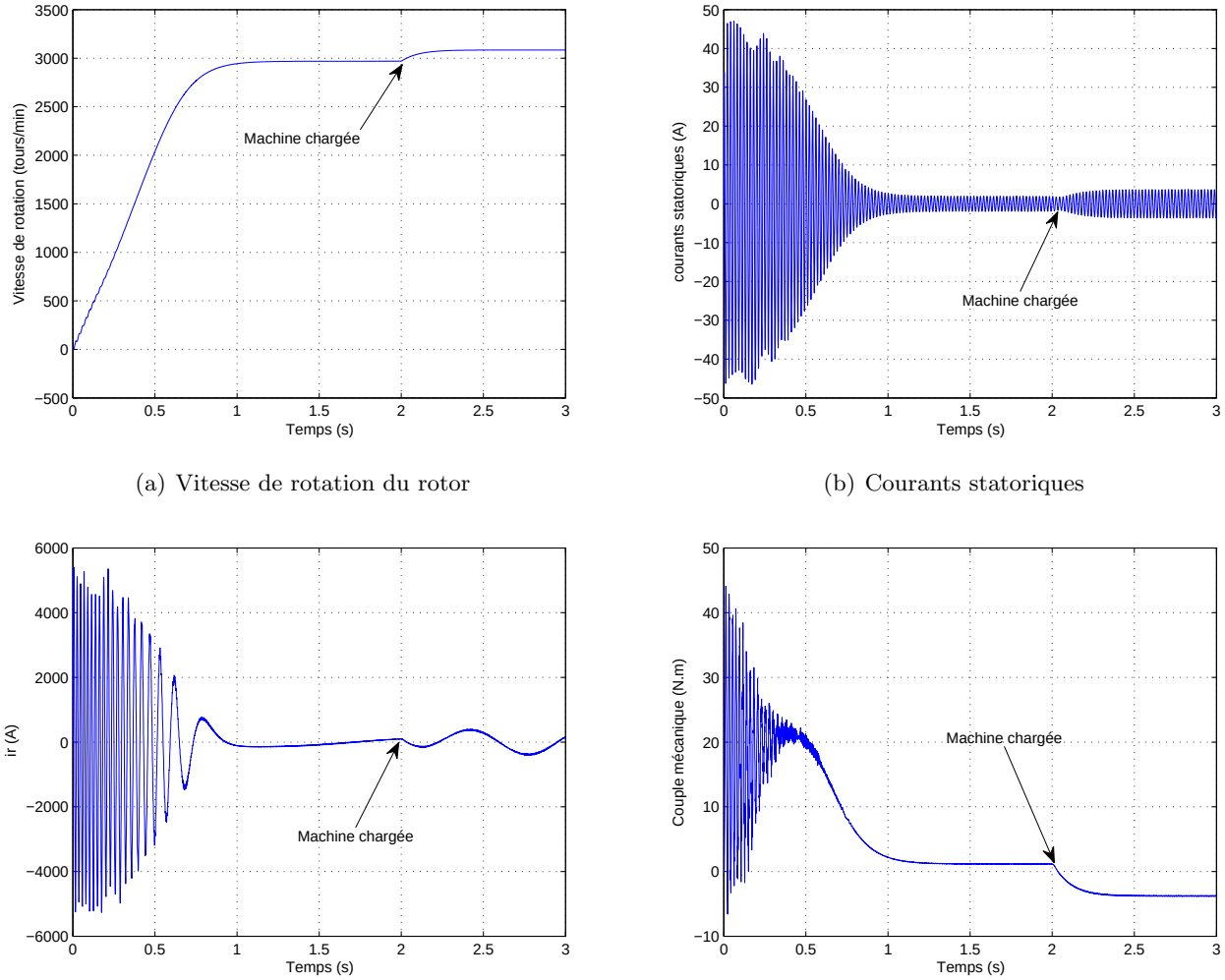
(d) Vitesse sous MATLAB®

FIGURE 2.8: Comparaison des résultats pour la validation du modèle

Pour confirmer cette première validation, des expériences seront réalisées ultérieurement par le laboratoire sur des machines de banc d'éssais.

2.3.3 Essai en générateur

L'essai de la machine en fonctionnement générateur correspond à l'application d'un couple de charge négatif. Normalement, en fonctionnement générateur, la vitesse de rotation du rotor est supérieure à la vitesse de synchronisme. La figure 2.9 fait état des résultats de la simulation d'un démarrage à vide puis d'un couplage à un couple négatif à l'instant $t = 2s$.



(a) Vitesse de rotation du rotor

(b) Courants statoriques

(c) Courants rotoriques

(d) Couple mécanique

FIGURE 2.9: Résultat de la simulation en générateur

Chapitre 3

Modélisation de la machine défectueuse

3.1 Les différents défauts des machines asynchrones

Dans une machine asynchrone, les défauts peuvent avoir des origines différentes. Ils peuvent être d'origine électriques ou mécaniques. Ces défauts peuvent survenir suite à une mauvaise utilisation, un vieillisement prématuré ou un défaut de conception.

3.1.1 Défaillances électriques

Précédemment, il a été précisé que la machine asynchrone possède deux parties distinctes. Ainsi, du point de vu défaillances électriques, il va falloir différencier les défauts d'origine statoriques et ceux d'origine rotorique.

Au stator, les défaillances qui peuvent survenir sont principalement des court-circuits. Il existe plusieurs types de court-circuits : les court-circuits entre spires, entre phases et entre phase et neutre. Ces défaillances n'ont pas été abordées.

Au rotor, la cage d'écureuil étant parfois constituée d'une matière de faible soudabilité, telle que l'aluminium, des cassures peuvent apparaître au niveau de la soudure entre les barres et les anneaux de court-circuit. La rupture d'une barre n'a qu'un effet négligeable sur le courant statorique et les autres variables telles que le couple électro-mécanique, cependant, le stress supplémentaire que subissent les barres voisines de la cassure peut entraîner des ruptures supplémentaires et ainsi de suite [3]. Les phénomènes de cassures de barres ont été étudiées d'un point de vue théorique et il s'avère qu'elle entaîne l'apparition de fréquences bien particulières dans les signaux des courants statoriques [7]. Les fréquences de barres cassées f_{brb} s'expriment comme suit :

$$f_{brb} = f_s \left[k \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm g \right] \tag{3.1.1}$$

où le rapport $\frac{k}{p}$ prend des valeurs entières impaires et g est le glissement.

Un autre phénomène qui peut apparaître au niveau du rotor est la rupture de portion d'anneau de court-circuit. Cette défaillance est à ce jour peu étudiée. Elle peut cependant être simulée.

3.1.2 Défaillances mécaniques

Sur une machine asynchrone, les défaillances mécaniques sont très courantes et représentent 45% des défaillances observées. Ces défaillances sont essentiellement liées aux défauts de roulement et d'excentricité.

Les roulements sont souvent le siège de défaillances. Un roulement dégradé peut avoir pour conséquence une vibration anormale de la machine. Des travaux concernant l'impact des défauts de roulements sur le couple résistant C_r des machines asynchones ont été réalisés [8] et montrent que les courants statoriques sont affectés par ces défaillances. En particulier, une modulation de phase apparaît. Un défaut de roulement agit directement sur le couple résistant C_r en le faisant varier :

$$C_r = C_0 + \sum_n C_n cos(\omega_n \cdot t) \tag{3.1.2}$$

avec C_0 un couple constant et ω_n le spectre des fréquences issues du défaut. Les formules de calcul de ces fréquences sont issues de [8].

Un mauvais centrage du rotor par rapport au stator est également un défaut mécanique que l'on appelle excentricité statique comme l'illustre la figure 3.1.

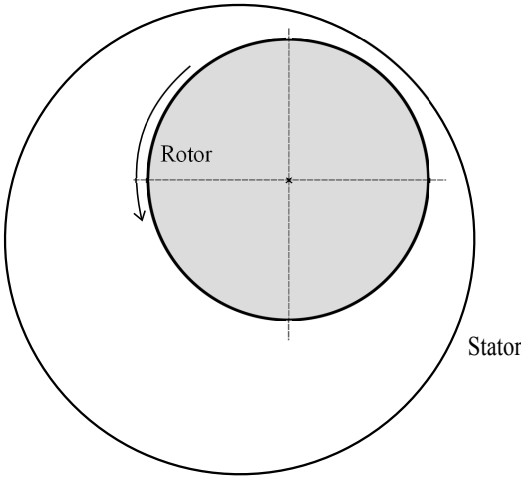


FIGURE 3.1: Représentation de l'excentricité statique.

Les flasques qui obturent de part et d'autre la machine peuvent aussi être source de problèmes. En effet, un mauvais usinage ou un vieillisement peut entraîner un désalignement de l'axe central de la machine provoquant une excentricité dynamique. Elle se traduit par un mouvement de rotation du rotor autour de l'axe statorique tel que l'illustre la figure 3.2.

Ces problèmes d'excentricités impactent directement le fonctionnement de la machine. En effet, l'entrefer n'étant plus constant, les inductances propres et mutuelles de la machines sont modifiées. Il s'agit donc d'un problème majeur dans le fonctionnement des génératrices asynchrones d'autant plus qu'il se manifeste régulièrement.

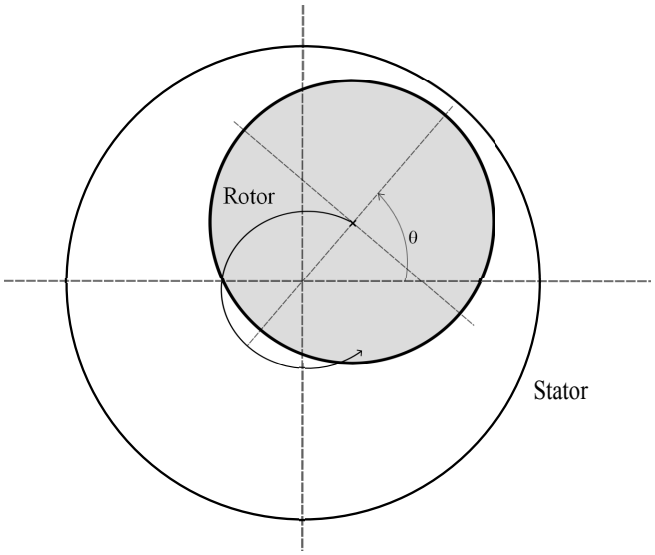


FIGURE 3.2: Représentation de l'excentricité dynamique.

3.2 Implémentation des défauts dans le programme

3.2.1 Rupture de barre rotorique

La rupture d'une barre rotorique modifie la structure électrique du rotor. En effet, si la k^{ieme} barre d'un rotor ayant q en fonctionnement normal se brise, la maille associée disparaît et la maille voisine s'agrandit comme illustré dans la figure 3.3. Par conséquent la résistance de la portion d'anneau de la

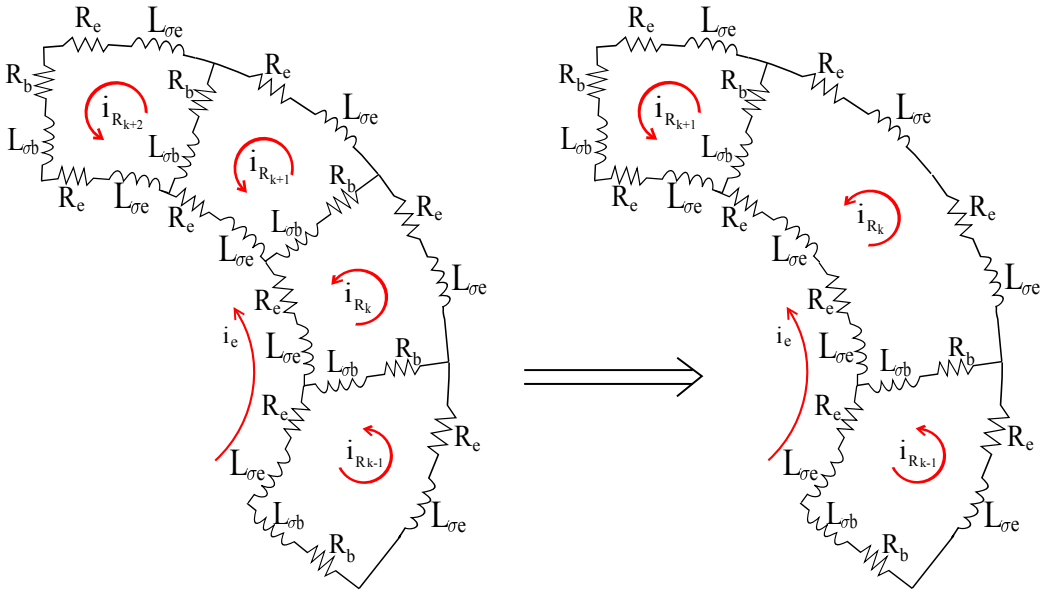


FIGURE 3.3: Conséquence d'une rupture de barre rotorique

maille k est multipliée par 2 ainsi que l'inductance de fuite de la portion d'anneau. De plus, la fonction de distribution de la nouvelle maille k est 'élargie' (voir figure 3.4) tandis que le nombre de nombre de

maille est diminué de 1.

D'un point de vue général, s'il y a N_b barres rotoriques consécutives rompues, il y a autant de mailles qui disparaissent au rotor et la fonction de distribution de la maille dont la largeur de la 'porte' valait $\frac{2\pi}{q}$ vaut maintenant $N_b\frac{2\pi}{q}$.

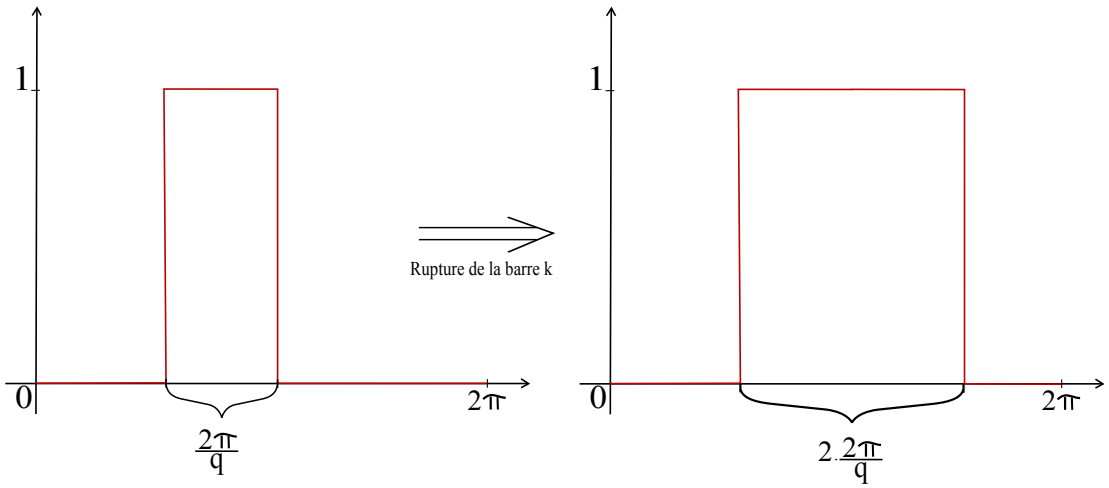


FIGURE 3.4: Modification liée à la rupture de barre de la fonction de distribution de la maille k.

L'implémentation de la rupture d'une ou plusieurs barres dans le programme est complexe car cela modifie les matrices d'inductances et de résistances, ces modifications dépendent du nombre de barres cassées et du numéros des barres cassées. Le plus simple pour implémenter une rupture de barres en cours de fonctionnement de la machine asynchrone est de créer deux programmes : un premier qui simule une machine saine à partir de l'instant initial (avec des conditions initiales nulles) jusqu'à l'instant de la rupture et un second qui simule une machine ayant des barres rotoriques cassées à partir de la rupture (les conditions initiales du second sont récupérées du premier) jusqu'à la fin de la simulation.

3.2.2 Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit est similaire à une rupture de barre mais plus simple en ce sens qu'elle ne modifie pas les mailles avoisinantes (voir figure 3.5). Ainsi, les fonctions de distributions n'étant pas modifiées, une rupture de portion d'anneau de court-circuit se résume à imposer le courant dans la maille concernée à zéro.

Pour implémenter une rupture de portion d'anneau, il suffit d'imposer les courants à zéro à chaque itération de l'algorithme de résolution.

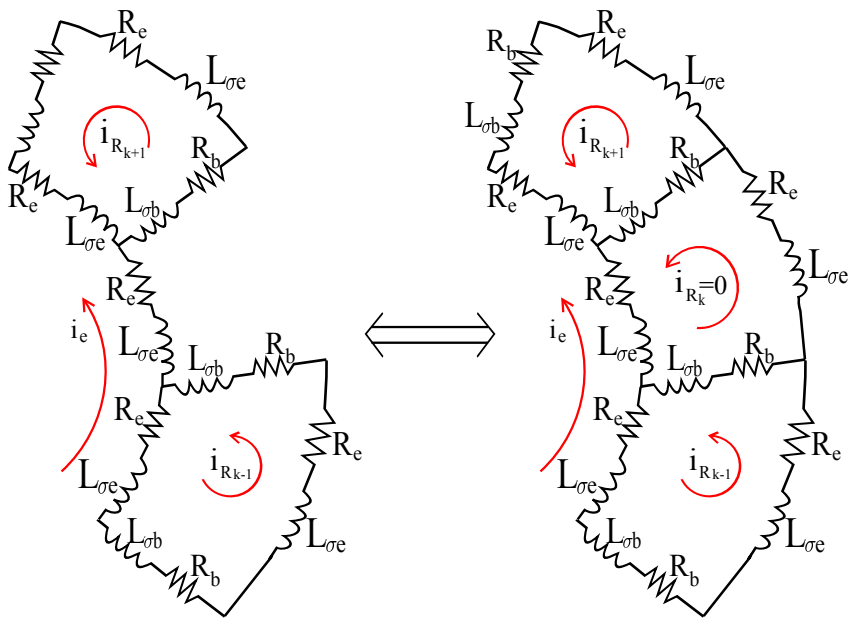


FIGURE 3.5: Schéma d'une rupture de portion d'anneau de court-circuit.

3.2.3 Excentricité statique, dynamique et mixte

L'excentricité statique modifie uniquement le profil d'entrefer. Dans la relation 2.1.3, l'entrefer qui, dans le cas d'une machine saine était constant, vaut maintenant [10] :

$$e(\theta_s) = e_0(1 - \delta_s cos(\theta_s))$$

avec δ_s le degré d'excentricité statique.

Comme pour l'excentricité statique, la dynamique modifie le profil d'entrefer. Cependant, si l'on reprend la relation 2.1.3, l'entrefer dépend dans ce cas, non seulement de θ_s, mais aussi de l'angle θ et s'exprime par la relation suivante :

$$e(\theta_s, \theta) = e_0(1 - \delta_d cos(\theta_s - \theta))$$

avec δ_d le degré d'excentricité dynamique.

L'excentricité mixte est la combinaison des deux précédentes et s'exprime de la manière suivante :

$$e(\theta_s, \theta) = e_0(1 - \delta_s cos(\theta_s) - \delta_d cos(\theta_s - \theta))$$

3.3 Simulations et analyse des résultats

Dans cette partie, une partie des simulations réalisées va être présentée. Il s'agit d'un échantillon de tout ce qu'il est possible de simuler avec le programme. De plus, chaque avarie sera abordée séparément. Il n'y aura pas de cas de défaillances mixtes afin de représenter au mieux chaque panne. Au cours de ces simulations, la machine est en fonctionnement moteur et toujours chargée avec un couple résistant de 5Nm.

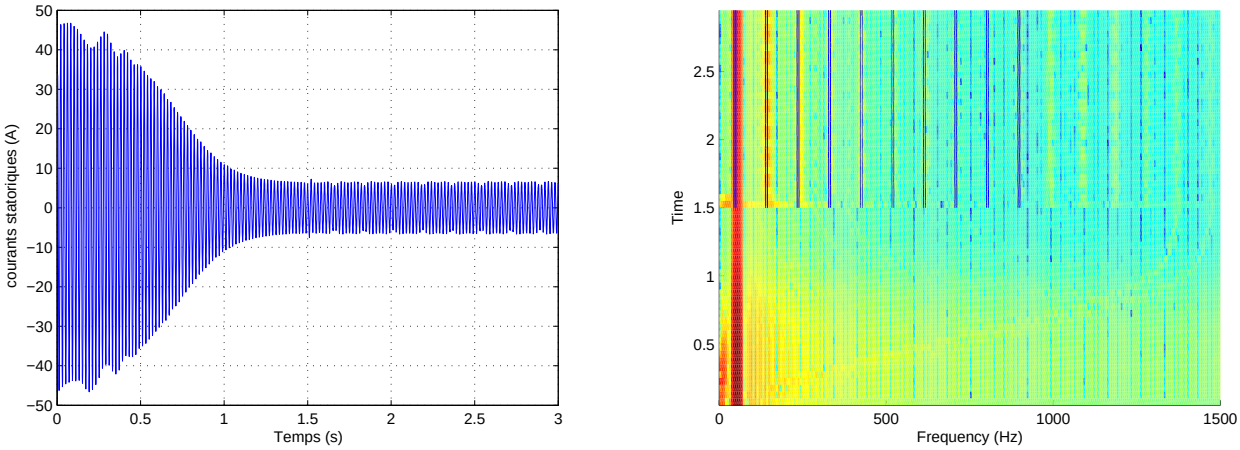
3.3.1 Rupture de barre

La figure 3.6 représente le cas où la machine subit une cassure de barre après le démarrage. L'impact de cette rupture se fait immédiatement resssentir sur les courants statoriques. Cependant, la simple observation des courants n'apporte aucune information fréquentielle. L'évolution du contenu fréquentiel en fonction du temps est obtenue en utilisant une représentation temps-fréquence : le spectrogramme. Il permet d'appoter des réponses à propos des défaillances simulées. En particulier, en bleu a été représenté une partie des signaux théoriques qui permettent de visualiser d'éventuelles différences. Les résultats de la simulation concordent avec la théorie, ce qui permet de valider le programme pour le cas d'une seule rupture.

Le cas suivant, représenté sur la figure 3.7, a été réalisé pour une machine fonctionnant avec 3 barres cassées adjacentes. Dans cette simulation, le démarrage de la machine est effectué avec les barres cassées. Comme pour le cas précédent, la défaillance est bien visible sur les courants statoriques et sont confirmés par l'analyse du contenu temps-fréquence. Les fréquences théoriques sont aussi vérifiées par la simulation.

Enfin, une dernière simulation a été réalisée avec trois barres cassées non adjacentes réparties autour du rotor. Le démarrage de la machine est une fois de plus réalisé avec les barres cassée.

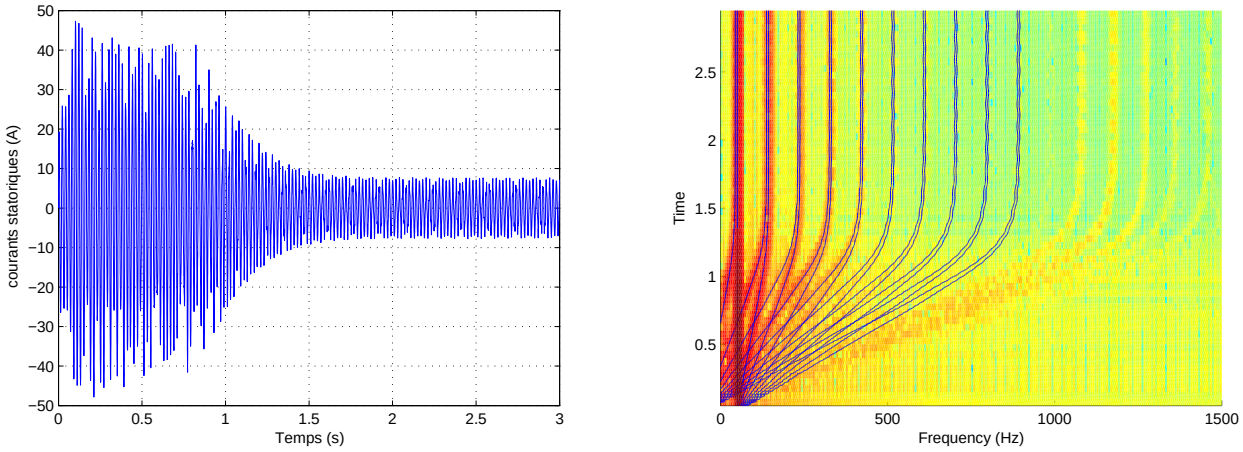
Il est important de noter que lors des essais, un phénomène de repliement spectral a été observé pour des fréquences d'échantillonage inférieures à 3kHz. Ceci s'explique par le théorème de Shannon. Lors de la rupture de barres, il a apparition de fréquences supérieures à la fréquence d'échantillonage divisée par 2, ce qui provoque ce repliement spectral. Ainsi, pour ce type de défaut il faut porter une attention toute particulière à la fréquence d'échantilllonage choisie. Le choix d'une fréquence supérieure ou égale à 3kHz semble judicieux car dans nos simulations, aucune fréquence ne semble apparaitre au delà de 2kHz.



(a) Courants statoriques

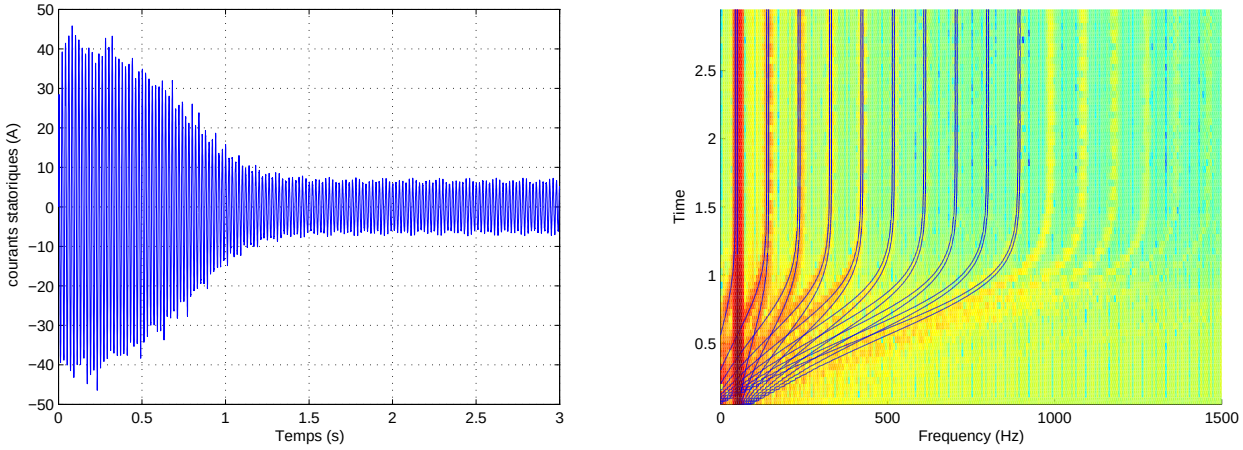
(b) spectrogramme

FIGURE 3.6: Résultat de la simulation pour une barre cassée



(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.7: Résultat de la simulation pour trois barres cassées adjacentes

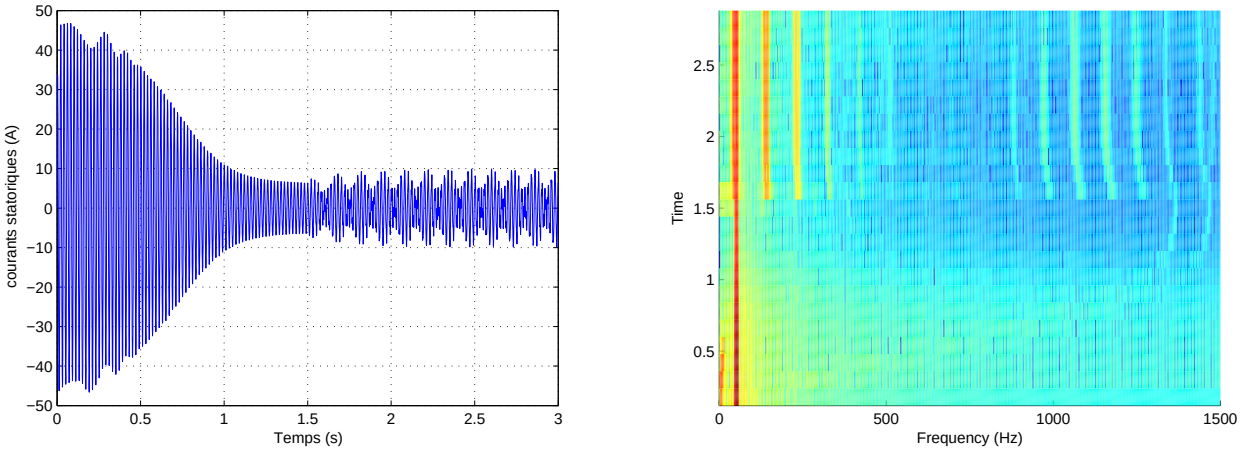


(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.8: Résultat de la simulation pour trois barres cassées non adjacentes

3.3.2 Rupture d'anneau de court-circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit est une défaillance peu étudiée. Ainsi, aucune donnée théorique n'est disponible. La simulation montre des résultats assez différents de ceux obtenus avec la rupture de barre. La figure 3.9 présente le cas d'une rupture de portion d'anneau à $t = 1,5s$. Faute de données théoriques, il n'est pas possible de confirmer ou non le bon fonctionnement du modèle. Néanmoins, les résultats semblent être satisfaisants et peuvent être utilisés pour une étude de ces défauts.

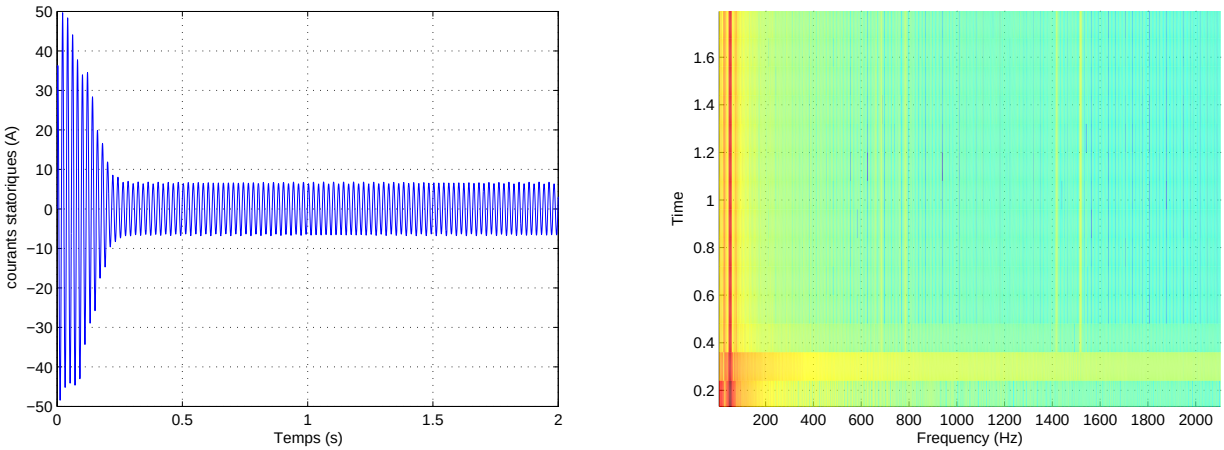


(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.9: Résultat de la simulation pour une portion d'anneau cassée

3.3.3 Excentricité statique, dynamique et mixte

Les cas d'excentricités ont déjà fait l'objet d'études. Elles ont un impact non seulement sur l'entrefer de la machine mais aussi sur les vibrations de cette dernière. Les fréquences liées à ce genre de défaillance sont généralement proches de la fréquence d'alimentation [11]. Dans le cadre d'une utilisation normale, l'excentricité dépasse rarement 10%, mais certaines pompes ou machines dans des conditions d'utilisation sévères peuvent bouger significativement. La figure 3.10 représente le cas de l'excentricité statique de 10% pour une machine à deux paires de pôles. Le spectrogramme indique la présence de deux fréquences supplémentaires de part et d'autre de la composante à 50Hz.

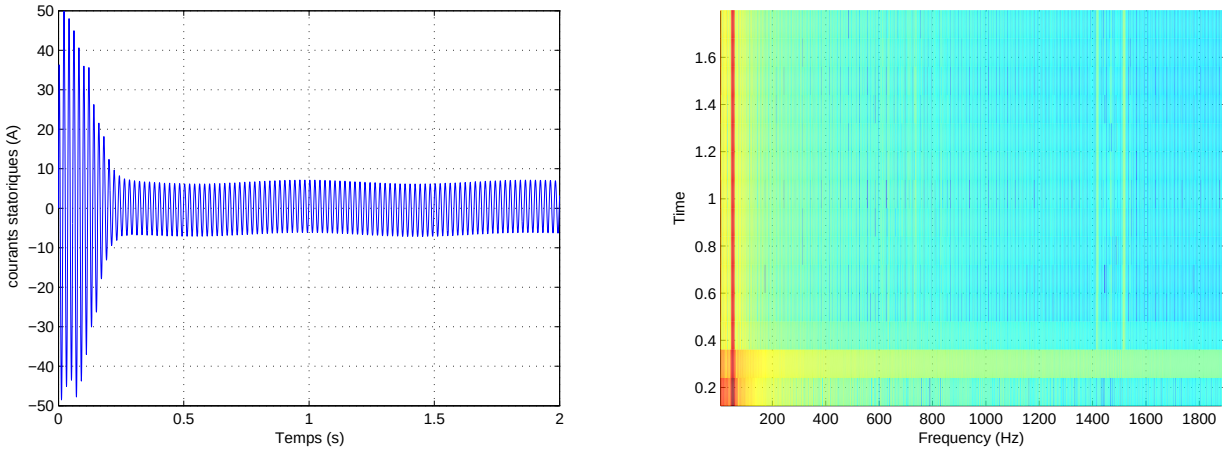


(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.10: Résultat de la simulation pour une excentricité statique de 10%

Pour la même machine, une simulation dont les résultats sont représentés sur la figure 3.11 a

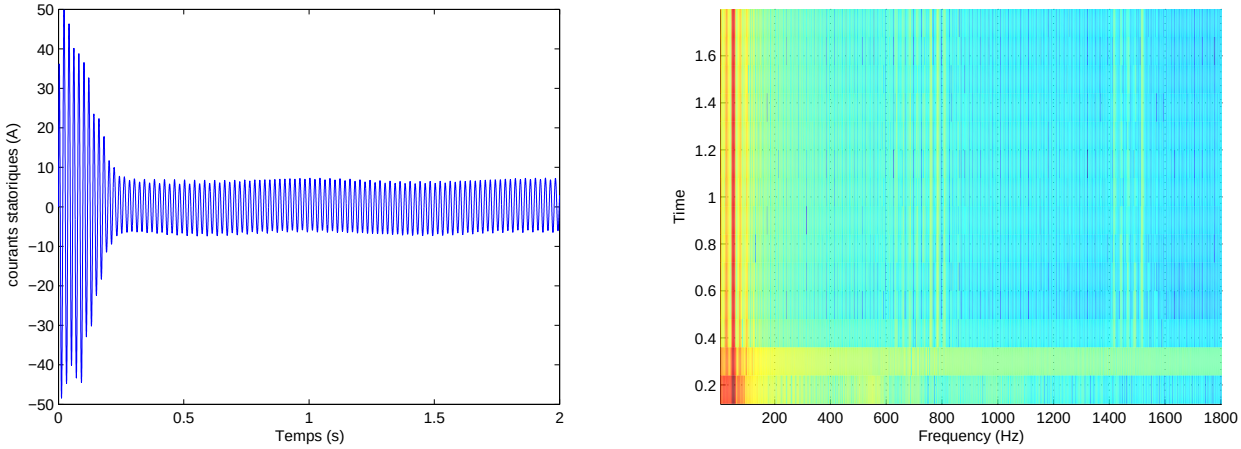
été réalisée pour une excentricité dynamique de 10%. Le spectrogramme indique la présence d'une composante basse fréquence, ce qui a pour effet de moduler l'amplitude du courant statorique.



(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.11: Résultat de la simulation pour une excentricité dynamique de 10%

La figure 3.12 représente la simulation d'une machine subissant une excentricité statique et dynamique de 10%. C'est à priori un cas d'utilisation extrême pour une machine de 4kW. Le modèle ne prenant pas en compte les effets vibratoires, il est difficile de tirer des conclusions sur les essais réalisés. En effet, pour ces cas extrêmes, les résultats suggèrent un impact peu important sur la machine, alors que dans la réalité les effets vibratoires liés aux excentricités empècheraient le fonctionnement correct de celle-ci. Ainsi, les résultats de ce genre de simulation sont à analyser à la lumière des approximations faites.



(a) Courants statoriques (b) spectrogramme

FIGURE 3.12: Résultat de la simulation pour une excentricité statique et dynamique de 10%

Conclusion

La mise au point d'un outil de simulation pour des génératrices asynchrones à cage peut être réalisée de plusieurs manières. Ainsi, l'outil le plus précis mais certainement aussi le moins flexible reste la méthode par éléments finis. Le but étant de pouvoir modéliser toute sortes de machines asynchrones, un compromis entre adaptabilité et précision a dû être fait. Le choix de la méthode CEMC s'inscrit dans cette démarche car elle permet, tout en gardant une précision élevée, d'être programmée de manière souple. Une grande partie du travail repose donc sur la compréhension de la méthode. Des notions telles que fonction de distribution et de bobinage, indispensables à la programmation, ont dû être maîtrisées avant même de programmer sous Matlab ®.

Le simulateur de génératrice asynchrone à cage d'écureuil réalisé au cours de ce Projet de Fin d'Étude a été validé par comparaison avec les résultats obtenus pour une même machine modélisée sous DIFIMEDI, logiciel de simulation par différences finies. Il permet de simuler une machine de n'importe quelle puissance en fonctionnement normal ou avec plusieurs types de pannes localisées au rotor telles que : la rupture de barres, la rupture d'anneau de court-circuit, une excentricité statique, dynamique ou mixte. Les défauts de roulements par fluctuation du couple ont été implémentés mais les résultats restent à ce jour non validés. Les simulations de machines défaillantes qui ont pour avantage d'être indépendantes des perturbations extérieures, servent ainsi de base de donnée dans le développement d'un outil de diagnostic. Ce simulateur peut être amélioré selon deux axes : soit en le rendant plus réaliste par exemple en ne considérant plus l'ouverture d'encoche rotorique comme négligeable, soit en augmentant le champ d'application du simulateur. En effet, les pannes localisées au stator (qui représentent 30% des pannes) telles qu'un court-circuit inter-spires n'ont pas été implémentées dans le simulateur. De plus, la plupart des éoliennes actuelles fonctionnent avec des machines asynchrones à double alimentation ou des machines synchrones à aimants permanents qui permettent de fonctionner avec vitesse variables. Ainsi, bien qu'il soit à ce jour déjà performant, cet outil de simulation doit être amélioré afin de pouvoir étendre son application aux machines modernes et augmenter sont intérêt.

Annexes

Annexe 1 : Construction de la fonction de distribution

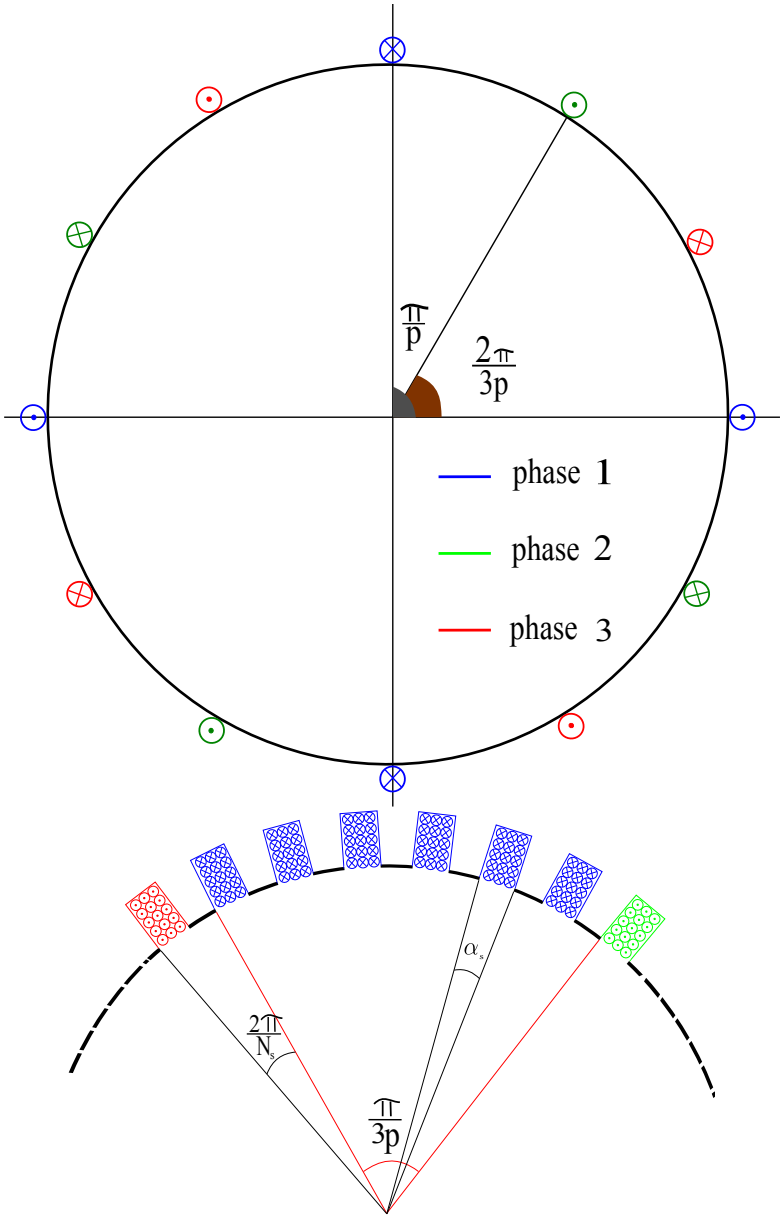


FIGURE A1 : Schéma de bobinage du stator

Pour construire la fonction de distribution d'une phase statorique il faut connaître la géométrie du stator. Par exemple la figure A1 schématise le stator d'une machine ayant deux paires de pôles par phase, six encoches par pôle (soit un total de $N_s = 72$ encoches) dont l'ouverture de chaque encoche est α_s et dont le nombre d'encoches par conducteur est $N_c = 15$.

La fonction de distribution d'une phase statorique donne en fonction du point d'observation (l'angle θ_s) le nombre de spires au milieu desquels se trouve le point d'observation. En considérant que le nombre de conducteurs évolue linéairement avec l'angle θ le long d'une encoche, la fonction de distribution de la phase 1 de l'exemple précédent est comme le montre la figure A2.

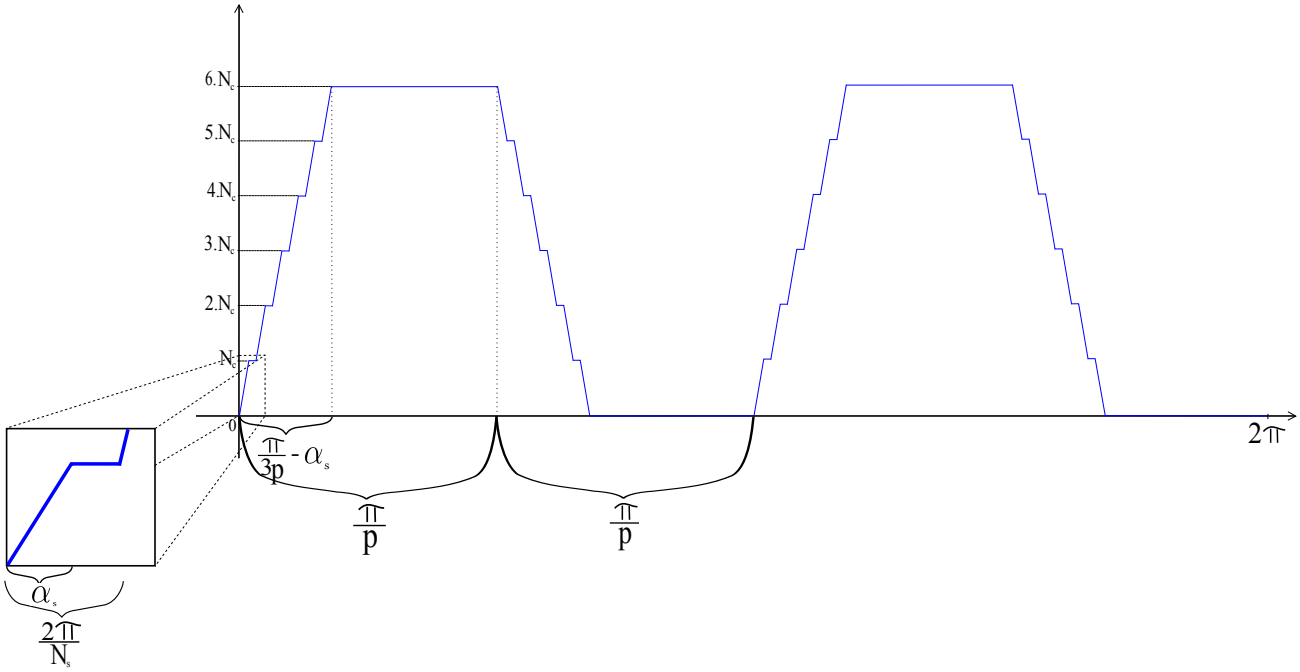


FIGURE A2 : Fonction de distribution de la phase 1 du stator.

Annexe 2 : La méthode de Runge Kutta 4

La méthode de Runge Kutta 4 plus couramment notée RK4 permet de résoudre des équations différentielles par estimation. Le système de résolution est basé sur la méthode d'Euler mais possède l'avantage d'être plus précis. En revanche, il nécessite un temps de calcul plus long. Pour comprendre la méthode, considérons l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} y' = f(t, y) \\ y(0) = y_0 \end{cases}$$

La résolution de cette équation par RK4 s'exprime ainsi :

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

avec

$$\begin{aligned} k_1 &= f(t_n, y_n) \\ k_2 &= f(t_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{h}{2}k_1) \\ k_3 &= f(t_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{h}{2}k_2) \\ k_4 &= f(t_n + h, y_n + h \cdot k_3) \end{aligned}$$

et h correspond à la largeur de l'intervalle considéré.

La valeur y_{n+1} est calculée à partir de la valeur y_n et d'une pente estimée entre la valeur y_n et y_{n+1} sur un intervalle considéré. Le calcul de cette pente estimée est le coeur de la résolution de la méthode RK4 car :

$$y_{n+1} - y_n = pente \cdot h$$

Pour la calculer, il faut diviser l'intervalle h en 4 parties. Sur chaque partie, une pente est calculée. Il s'agit de k_1, k_2, k_3 et k_4.

La pente de l'intervalle est donc la moyenne de ces 4 pentes, en donnant plus d'importance aux deux pentes du milieu de l'intervalle.

$$pente = \frac{(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4)}{6}$$

Cette méthode est très précise car l'erreur accumulée sur la résolution d'une équation différentielle est de l'ordre de h^4.

Annexe 3 : Paramètres généraux de la machine

Annexe 4 : Implémentation d'un profil de vent

Un profil de vent a été implémenté dans le programme afin de mesurer l'impact de ce dernier sur les courants statoriques. L'idée est de faire varier le couple de charge en fonction du vent. Dans un premier temps, il est donc nécessaire de modéliser le vent de manière aléatoire. Ensuite, il faut faire intervenir les notions de coeficient de puissance Cp et λ. λ correspond au rapport de la vitesse des extrémités de pales avec la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_T}{V}$$

avec R le rayon de la turbine, Ω la vitesse de rotation de la turbine en rad/s et V la vitesse du vent en m/s.

Le coefficient de puissance quant à lui est un paramètre qui dépend de λ mais aussi de la turbine en elle même. A chaque turbine correspond une courbe de Cp. Cependant, la forme générale de ces courbes reste globalement la même. Il n'existe pas de formule qui permet de calculer le Cp de toutes les turbines, cependant, il existe des méthodes qui permettes de l'approcher. Dans un premier temps, il a été décidé d'utiliser une formule empirique qui permet de donner un ordre de grandeur du Cp pour une petite turbine pour des λ inférieurs à 15. La formule fait intervenir β, l'angle de calage des pales :

$$C_p(\beta, \lambda) = (0.3 - 0.00167 \cdot \beta) sin\left(\frac{\Pi(\lambda + 0.1)}{10 - 0.3 \cdot \beta}\right) - 0.00184(\lambda - 3) \cdot \beta$$

La figure A3 représente l'évolution du coefficient de puissance en fonction de λ pour un angle de calage de 5°.

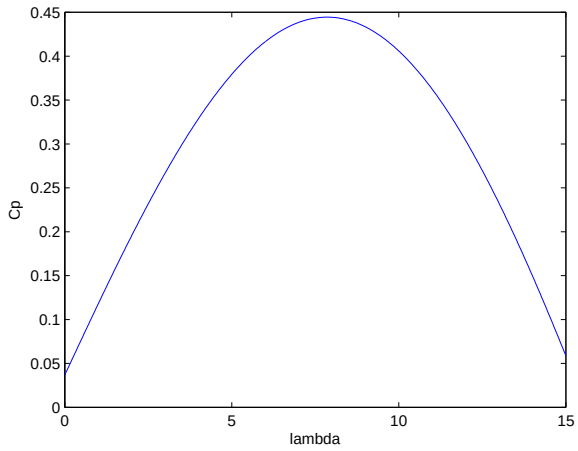
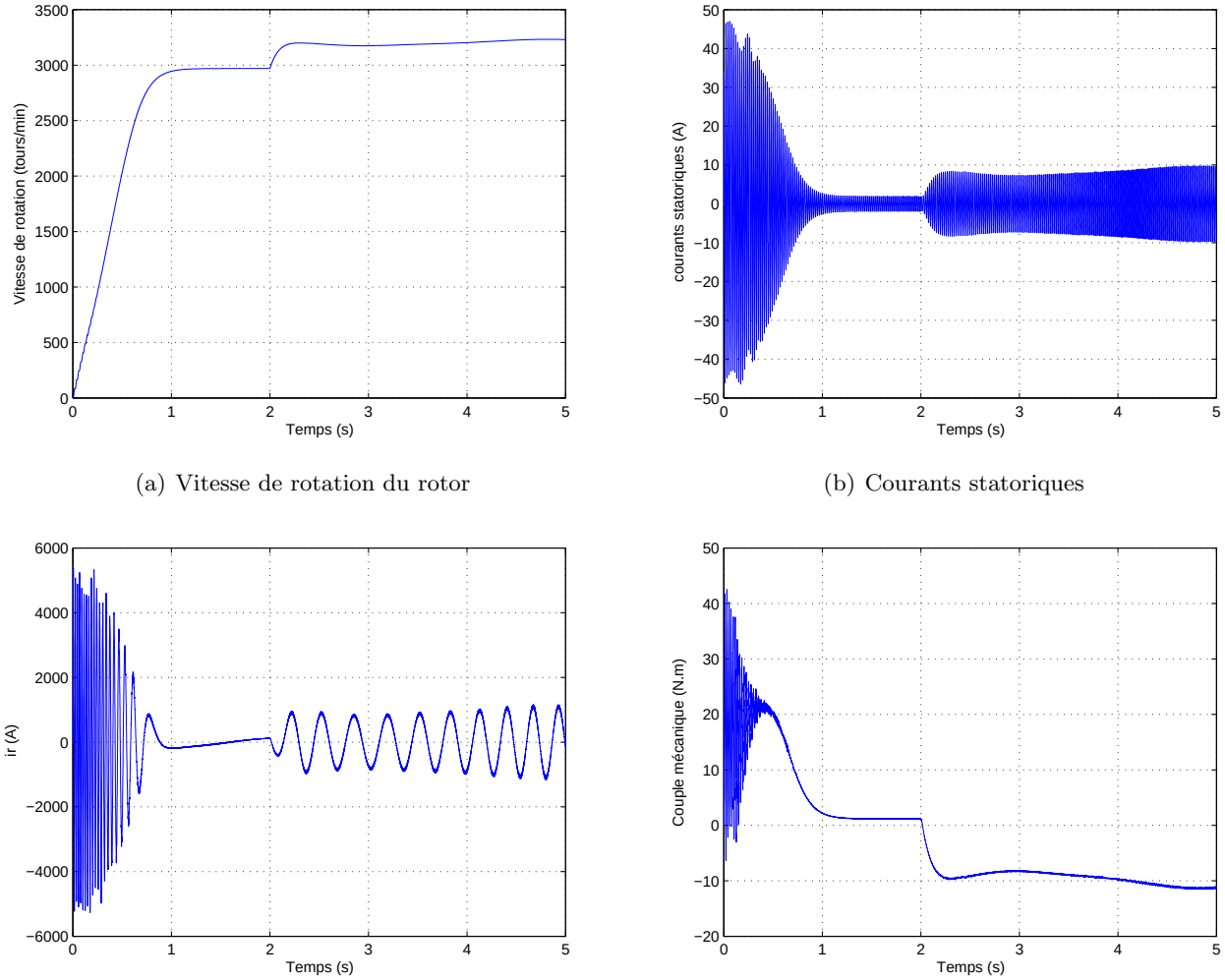


FIGURE A3 : Coefficient de puissance

Le couple résistant éolien dépend directement du Cp, c'est ce couple qui intervient dans le programme :

$$C_r = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_p(V) \cdot \frac{V^3}{\Omega_T}$$

Les résultats présentés dans la figure A4 montrent les caractéristiques d'une machine asynchrone fonctionnant en éolienne. Le démarrage est réalisé en mode moteur, puis la machine est mise en charge à $t = 2s$ avec un vent moyen de 8 m/s :



(a) Vitesse de rotation du rotor

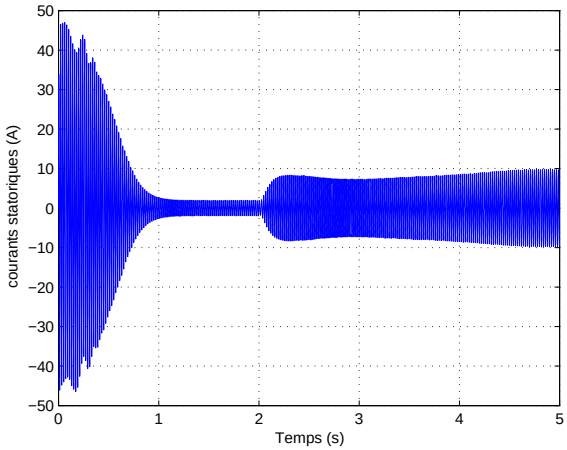
(b) Courants statoriques

(c) Courants rotoriques

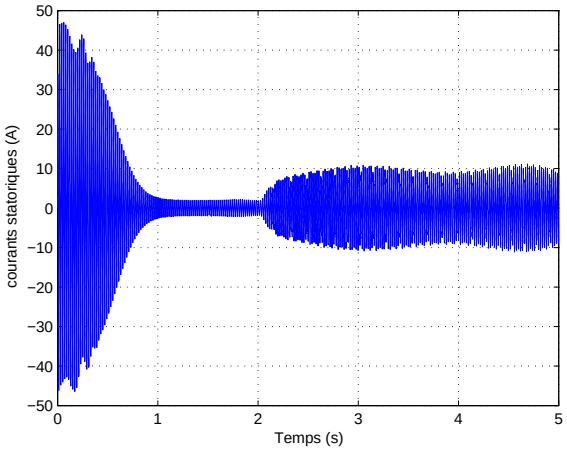
(d) Couple mécanique

FIGURE A4 : Fonctionnement avec un profil de vent

Dans cette configuration, il n'y a pas de boucle de contrôle de vitesse, la vitesse de rotation de la machine est directement liée aux fluctuations du vent. On observe une modulation d'amplitude des courants statoriques. Dans le cas de cassure de barre, la seule analyse des courants staoriques permet difficilement de déterminer s'il y a avarie ou non. La figure A5 illustre ce problème. Cependant, l'analyse des spectrogrammes représentés sur a figure A6 indique que les cassures de barres sont bien visibles.

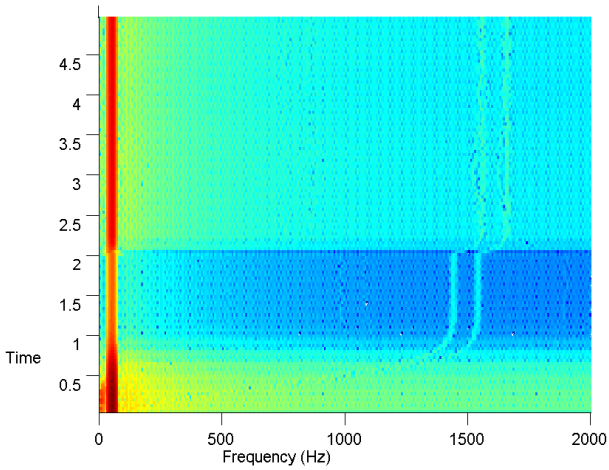


(e) Cas sain avec vent

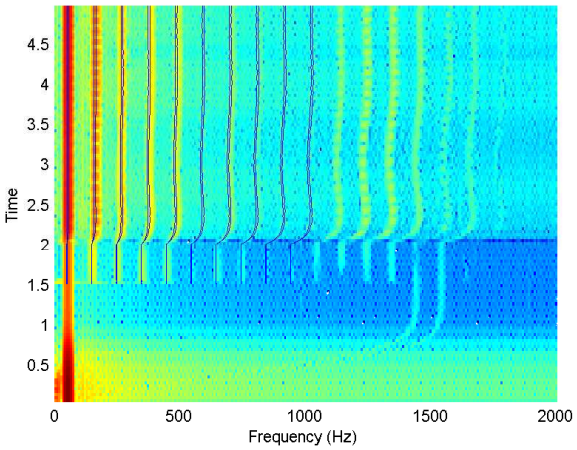


(f) Cassure de barre avec vent

FIGURE A5 : courants statoriques dans le cas sain et défaillant.



(g) Cas sain avec vent



(h) Cassure de barre avec vent

FIGURE A6 : Spectrogrammes dans le cas sain et défaillant.

Bibliographie

Références classiques

[1] MARTY, Max. *Principes d'électronique.* Paris : Ed Dunod, 2005. 667p. ISBN 2-10-048550-4

[2] WILDI, Théodore. *Électrotechnique.* 3e édition. Canada : Ed. De Boeck Université, 2001. 1161p. ISBN 2-7637-7593-4.

[3] DIDIER, Gaëtan. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Thèse de Doctorat, Nancy-I, 2004.

[4] HOUDOUIN, Gilles. *Contribution à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques*, Thèse de Doctorat, Le Havre, 2004.

[5] MAHYOB, Amin. *modélisation des machines électriques tournantes déféctueuses par la méthode des réseaux de perméances : application à la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, Le Havre, 2009.

[6] DUPIN, Ludovic.Éolien. L'offshore, futur grand marché européen. L'usine Nouvelle. 2011, N°3235. P. 23-31

[7] BENBOUZID, Mohamed. *A Review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection.* IEEE Transactions on industrial electronics. 2000, N°5, Vol.47. P. 984-993

[8] TRAJIN, Baptiste. *Détection automatique et diagnostic des défauts de roulements dans une machine asynchrone par analyse spectrale des courants statoriques*, JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008

[9] LAVERDURE, Nicolas. *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires*, Thèse de doctorat, Grenoble, 2005.

[10] BLÖDT Martin, REGNIER Jérémi et FAUCHER Jean. *Distinguishing Load Torque Oscillations and Eccentricity Faults in Iduction Motors Using Stator Current Wigner Distributions.* IEEE Transactions on industrial electronics. 2009, N°6, Vol.45. P.1991-2000

[11] RAZIK, Hubert. *Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art.* La revue 3EI, 2002, N°29, P.48-52

Références internet

[12] http ://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_asynchrone

[13] www.motiva.fi/myllarin_tuulivoima/windpower web/fr/tour/wtrb/async.htm

[14] http ://freresguizmo.free.fr/eolienne/index.php ?seiten=choix_generatrice

[15] http ://www.energies-renouvelables.org/observ-er/html/inventaire/pdf/12e-inventaire-Chap01-Fr.pdf

[16] http ://www.energies-renouvelables.org/observ-er/html/inventaire/pdf/12e-inventaire-Chap03-3.4.5-Danemark.pdf