



HAL
open science

Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité

Teodor Wisniewski

► To cite this version:

Teodor Wisniewski. Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité. Autre. Université Paris Saclay (COMUE), 2018. Français. NNT : 2018SACLCO92 . tel-02015605

HAL Id: tel-02015605

<https://theses.hal.science/tel-02015605>

Submitted on 12 Feb 2019

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.

Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à CentraleSupélec

École doctorale n°575: Electrical, Optical, Bio: physics and
Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat: Génie électrique

Thèse présentée et soutenue à Gif-sur-Yvette, le 12 décembre 2018 par

M. Teodor Wisniewski

Composition du Jury :

M. El-Hadi ZAIM Professeur, Université de Nantes	Président
M. Pascal BROCHET Professeur, École Centrale de Lille	Rapporteur
Mme. Maria DAVID Professeure, INP-ENSEEIH	Rapporteur
M. Jean-Claude VANNIER Professeur, CentraleSupélec	Directeur de thèse
M. Philippe DESSANTE Professeur, CentraleSupélec	Examineur
M. Jacques SAINT-MICHEL Directeur Scientifique, Leroy Somer	Invité

Remerciements

Je tiens à remercier d'abord M. Pascal BROCHET (Professeur à l'École Centrale de Lille) et Mme Maria DAVID (Professeure à l'INP-ENSEEIH) pour m'avoir fait l'honneur de rapporter ma thèse ainsi que pour leurs apports scientifiques et leurs remarques qui ont permis d'enrichir ces travaux. Au même titre, je remercie M. El-Hadi ZAIM (Professeur à l'Université de Nantes) et M. Philippe DESSANTE (Professeur à CentraleSupélec) pour leur rôle d'examineur et l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux.

À l'issue de la rédaction de ce manuscrit, je suis convaincu que la thèse est loin d'être un travail solitaire. J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, M. Jean-Claude VANNIER, pour avoir partagé avec moi sa vision unique et compréhension profonde des machines électriques, pour ses multiples conseils et toutes les heures qu'il a consacrées à diriger cette recherche. Sa méticuleuse relecture finale de chacun des chapitres m'a sans nul doute permis de préciser mon propos. J'ai énormément apprécié votre sens de l'humour qui nous a permis d'avoir une ambiance travail très agréable. Je remercie M. Bruno LORCET d'avoir co-encadré ce travail de thèse. Son engagement et son soutien m'ont permis de mener mes travaux dans les meilleures conditions. De même, je remercie M. Pedro RODRIGUEZ-AYERBE pour sa participation à l'encadrement et pour le temps qu'il m'a consacré.

J'adresse mes sincères remerciements à la société Leroy-Somer, qui est à l'origine de ces travaux. Tout d'abord, à M. Cédric PLASSE, VP Projets et E&D, qui m'a confié la réalisation de ce projet de recherche dans le cadre d'une thèse CIFRE. Je suis très reconnaissant envers M. Jacques SAINT-MICHEL, qui grâce à sa profonde érudition en physique, ses connaissances et sa façon de rendre simple les principes les plus complexes en machine électrique, a contribué activement à ce travail. Je remercie MM. Xavier JANNOT et Philippe MANFE pour tous les échanges scientifiques, les conseils techniques et leur soutien. De plus, je tiens à adresser mes remerciements à MM. Dany PRIETO et MIKE MCCLELLAND de Leroy-Somer pour leur accueil chaleureux au sein de l'entreprise et pour m'avoir donné la possibilité de continuer ma vie professionnelle au sein de leur équipe.

Cette expérience de thèse s'est enrichie par les aventures que nous avons vécu tous ensemble comme une équipe : Antoine, Carmen, Éléonore, Jad (Sheldon de *The Big Bang Theory*), Julien, Mickaël, Nadim, Nuno, Nikola, Paul A., Paul C., Paul-Antoine, Samy, Sarah, Teodor, Loïc, Bogdan, Thomas, Christine, Olivier, Alejandro (Aun no quieres hablar en Español conmigo), Juliette et Ferréol. Plusieurs lignes à part bien méritées pour mon collègue de bureau qui m'a supporté (dans chaque sens de ce terme) toutes ces années : Paul AKIKI. C'est grâce à toi que ces années de thèse ont été exceptionnelles.

Merci pour toutes nos conversations au bureau qui ont été parfois productives, parfois moins, mais très marrantes. Étant ton mentor à la salle de sport, je peux te dire : je t'ai instruit et t'ai montré la voie, mais c'est à toi de la suivre. Une autre personne qui m'a bien (mal) supporté pendant la durée de la thèse est M. Paul-Antoine GORI. Merci pour être toi-même et pour toutes nos aventures (on n'a presque sauvé deux bébés !).

Pozdrawiam ekipę z „Pari”, z którą „wziąłem wiele szklanek na Paryżu”: Roberta, Asię, Matyldę, Agnieszkę, Dużą Marię, Małą Marię, Sylwię, Michała, Pawła i Karolinę. Dzięki Wam i przy Was mogłem rozwinąć teorię Kasztanologii i odbyć niejedną niekasztańską bajkę nad brzegami „Sekwy”.

Pozdrawiam ludzi z Gdańska ze studiów. Wspólna męka i „kręcenie beczki” łączy ludzi. Wielkie pozdro dla Mateusza F., Emila J., Tomasza G., Mateusza G., Maksa T. i Michała L. Pozdrówki również dla tych dwóch, którzy odważyli się pojechać do Tuluzy: Mateusza S. i Kamila M.

Pozdrawiam moich ziomków z Olsztyna: Michała, Asię i Zuzię G. Michale, mój rudy przyjacielu, jestem dumny z tego jak pięknie reprezentujesz swój kraj.

Jak już jesteśmy przy Olsztynie to dziękuję w szczególności mojej Pani od matematyki z liceum - Pani Krystynie Kręcik, przy której uwierzyłem w swoje umiejętności i pokochałem rozwiązywanie trudnych zadań.

W końcu mogę podziękować mojej rodzinie, która zawsze przy mnie była i wspierała mnie kiedy produkowałem „moje wypociny”. Bez Was nie byłoby to możliwe. Rodzicom, za obudzenie ciekawości i bezwarunkowe wsparcie. Dziadkom, za przyjęcie mnie pod swój dach na Dębowej i za mnóstwo pięknych wspomnień.

Dziękuję Magdzie, która była ze mną przez ostatnie dwa lata na dobre i na złe.

Introduction générale	1
Chapitre I : Contextualisation de l'étude des machines synchrones	4
I.1. Introduction	5
I.2. Généralités.....	5
I.3. Modèle abc	7
I.4. Modèle dq	17
I.5. Modèle EF	26
I.6. Saturation	28
I.7. Conclusion.....	33
I.8. Bibliographie.....	34
Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques aire des machines électriques.....	37
II.1. Introduction	38
II.2. Définition générale du problème	39
II.3. Modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ non-linéaire basé sur les cartographies des flux.....	44
II.4. Modèle $dq k_{sat}$ fondé sur les coefficients de saturation	54
II.5. Évolutions potentielles de la modélisation saturée dynamique	72
II.6. Flux de fuites	78
II.7. Conclusion.....	86
II.8. Bibliographie.....	88
Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs.....	90
III.1. Introduction.....	91
III.2. Modèle dq7 non-linéaire.....	92
III.3. Modèle dq-abc.....	116
III.4. Conclusion	119
III.5. Bibliographie	120
Chapitre IV : Stabilité transitoire	123
IV.1. Introduction.....	124
IV.2. Mise en place des équations.....	125
IV.3. Comparaison des calculs	131
IV.4. Simulation des transitoires en variation de fréquence	139

IV.5.	Simulation des transitoires en variation de tension	155
IV.6.	Conclusions.....	160
IV.7.	Bibliographie	160
Chapitre V : Excitatrice et pont à diodes triphasé.....		161
V.1.	Introduction	162
V.2.	Systèmes d'excitation	162
V.3.	Modélisation de l'excitatrice	167
V.4.	Modélisation et association du pont à diodes avec l'excitatrice.....	174
V.5.	Simulation de l'ensemble excitatrice associée au pont à diodes triphasé	182
V.6.	Simulation de l'ensemble excitatrice, pont à diodes et machine principale.....	185
V.7.	Conclusions	193
V.8.	Bibliographie.....	194
Conclusion générale et perspectives.....		195
Conclusions.....		195
Perspectives.....		197
Annexe.A. Cartographies.....		200

Introduction générale

L'énergie électrique est un élément clé de la vie quotidienne dans notre civilisation. Partout dans le monde, l'électricité a trouvé de nombreuses applications, dans divers domaines de la vie, dans l'industrie, l'agriculture, le transport et les usages domestiques. L'électricité est considérée comme la forme d'énergie la plus souple et la plus polyvalente. Elle reste classée en tant que source d'énergie secondaire parce qu'elle provient de sources primaires comme le charbon, le gaz, le pétrole, l'hydroélectricité, l'énergie éolienne et solaire. En raison des différentes possibilités de conversion, c'est une source d'énergie bien adaptée pour les applications demandées par la consommation. Cependant, l'énergie étant une ressource rare et précieuse, l'accent doit être mis sur son utilisation optimale.

Des combustibles fossiles sont brûlés pour produire de la chaleur dans une chambre de combustion, puis l'énergie thermique est convertie en énergie mécanique au travers d'une turbine. Les turbines à vapeur (ou à gaz) dans diverses configurations utilisent pratiquement tous les combustibles fossiles, du charbon au gaz naturel en passant par le pétrole et du combustible nucléaire à l'énergie géothermique. L'énergie thermique est ensuite convertie en énergie mécanique dans une turbine. La turbine entraîne un générateur électrique pour produire de l'énergie électrique. L'énergie cinétique de l'eau et du vent est également récupérée dans un moteur primaire (turbine) qui, à son tour, entraîne un générateur électrique. Jusqu'à présent, la plupart de l'énergie électrique est produite dans des générateurs synchrones à vitesse constante qui délivrent de la puissance aux systèmes d'énergie électrique. L'introduction des systèmes d'alimentation décentralisés conduit à une diversité accrue et à la diffusion d'une gamme plus large de fournisseurs d'énergie électrique. La stabilité du système, la livraison rapide et efficace et le contrôle de l'énergie électrique dans ces systèmes distribués exigent une connaissance approfondie des phénomènes physiques dans les générateurs synchrones.

L'expansion des sources d'énergies renouvelables a une bonne influence sur l'environnement, mais en même temps, elle a bien complexifié le fonctionnement des réseaux électriques. La commission européenne a créé un projet nommé *Grid Code* pour standardiser les normes des réseaux électriques afin de réguler le fonctionnement des groupes électrogènes au sein des réseaux électriques de l'Union Européenne. Le contenu de *Grid Code* varie en fonction des exigences des producteurs d'électricité. Généralement, le *Grid Code* spécifie le comportement requis d'un générateur connecté au réseau électrique pendant les perturbations du système. Les exigences de ces normes incluent la régulation de tension, les limites de facteur de puissance et l'alimentation réactive, la réponse à une défaillance du système (court-circuit), la réponse aux changements de fréquence sur le réseau et l'obligation de passer par de courtes interruptions. Pour suivre les normes du *Grid Code*, il faut faire des études de comportement de la machine pendant les transitoires comme les courts-circuits ou les creux de tension de réseau. Ces transitoires impliquent l'apparition de valeurs élevées des courants, tensions et couples dans la machine. En considérant les coûts et les problèmes de sûreté pendant les essais

sur la machine réelle, nous voyons rapidement l'intérêt d'utiliser des modèles des générateurs qui sont indispensables pour ces études.

Les premiers modèles des machines synchrones ont été développés il y a un siècle. Ces modèles se basent sur des calculs analytiques et des essais basiques pouvant être faits sur une machine comme l'essai à vide ou de court-circuit permanent. Ces modèles se caractérisent par de nombreuses simplifications comme la linéarité du circuit magnétique ou l'égalité entre toutes les inductances mutuelles de la machines. En conséquence, ces modèles ont été très limités dans leurs applications. De nos jours, les machines synchrones sont bien saturées au point de fonctionnement nominal. Ceci concerne notamment les machines de taille petite et moyenne où les modèles conventionnels ne donnent pas de résultats satisfaisants. Malgré les nombreuses variantes des modèles dynamiques, il y a encore une marge de progression importante dans ce domaine.

Les travaux de recherches présentés dans cette thèse ont été effectués via une collaboration entre Leroy Somer et le laboratoire de génie électrique et électronique de Paris (GEEPS). Ils s'intéressent à l'étude des transitoires dans les machines électriques, plus particulièrement à la modélisation non-linéaire par circuits couplés, dans le contexte de *Grid Code*. La problématique de ces travaux est donc d'améliorer la compréhension du comportement des machines lors des régimes transitoires en mode saturé ainsi que leur modélisation. Il s'agit ensuite de mieux prédire les courants et le couple électromagnétique lors des régimes transitoires engendrés par les défauts pour mieux maîtriser les études de stabilité et les choix de protection électrique des générateurs électriques connectés sur les réseaux électriques. Pour avancer dans la résolution de cette problématique, ce mémoire de thèse est constitué de cinq chapitres.

Le premier chapitre est une introduction aux structures de bases des machines synchrones, à la modélisation linéaire et aux effets de la saturation dans les alternateurs synchrones. Nous présenterons rapidement les généralités au sujet des machines synchrones. Ensuite, deux groupes des modèles linéaires de type circuit seront présentés. Diverses manifestations de la saturation magnétique seront décrites dont l'impact de la saturation sur les performances de la machine.

Le deuxième chapitre abordera la modélisation dynamique non-linéaire d'une machine synchrone. Dans un premier temps, nous justifierons la nécessité d'utiliser le flux comme variable d'état dans les modèles non-linéaire de type circuit. Ensuite, nous nous concentrerons sur le développement des modèles non-linéaires dq sans amortisseurs. Trois méthodes d'intégration de la saturation dans les modèles de type circuits seront présentées. Ces méthodes constituent la base de la plupart modèles non-linéaires de circuits couplés. Les outils développés tout au long du chapitre II permettront d'analyser les effets liés à la saturation des flux de fuites.

Le troisième chapitre décrira la modélisation des générateurs avec la prise en compte des amortisseurs. En se basant sur les connaissances acquises sur le modèle dq sans amortisseurs, nous développerons le modèle non-linéaire dq avec les amortisseurs. Une méthode d'identification des inductances des amortisseurs de la machine synchrone en régime saturé sera ainsi présentée. Nous finirons le chapitre avec le modèle non-linéaire

hybride entre le modèle dq et le modèle abc . Tous les modèles seront validés à partir des simulations de régimes transitoires en utilisant la méthode des éléments finis.

Dans le quatrième chapitre, le modèle dq sans amortisseurs sera utilisé pour les études de la stabilité statique et la stabilité transitoire. L'influence de la saturation sur le couple électromagnétique et le diagramme de puissance sera analysée. Ainsi, à partir des cartographies des flux, les réactances dans l'axe d et q en fonction des trois courants seront définies.

Ce mémoire se termine avec le cinquième chapitre qui présentera des simulations de l'ensemble constitué du générateur, du pont de diodes et de l'excitatrice. Les modèles du générateur et de l'excitatrice ont des tensions comme entrées et des courants comme sorties. La connexion en série de ces trois modèles nécessite une adaptation de la modélisation du pont pour réaliser les interfaces numériques. L'excitatrice représente aussi un cas intéressant pour la modélisation dynamique, parce que ses signaux électrique contiennent les harmoniques d'espace. En reliant ces trois modèles ensemble, nous verrons que la tension d'excitation de la machine principale est loin d'être constante et comment un transitoire « parcourt » tout le système.

Cette thèse a ouvert des pistes pour reconsidérer plusieurs aspects de fonctionnement du groupe électrogène connecté sur le réseau qui vont être exploités à la suite de la thèse. Les perspectives seront décrites dans la conclusion générale.

Chapitre I : Contextualisation de l'étude des machines synchrones

Chapitre I : Contextualisation de l'étude des machines synchrones	4
I.1. Introduction	5
I.2. Généralités.....	5
I.3. Modèle abc	7
I.3.1. Définitions des différents enroulements	8
I.3.2. Circuits magnétiquement couplés	14
I.3.3. Équations de tension	16
I.4. Modèle dq	17
I.4.1. Transformation de Park	17
I.4.1. Matrices des inductances pour le modèle dq	21
I.4.2. Équations de Park	22
I.4.3. Diagramme vectoriel de la machine à pôles saillants.....	24
I.5. Modèle EF	26
I.6. Saturation	28
I.6.1. Saturation classique	28
I.6.2. Saturation croisée.....	29
I.6.3. Saturation des flux de fuites	31
I.6.4. Influence de la saturation sur la performance.....	32
I.7. Conclusion.....	33
I.8. Bibliographie.....	34

I.1. Introduction

La majeure partie de l'énergie électrique produite dans le monde provient des machines synchrones dont les rotors sont entraînés par des turbines hydrauliques, des turbines à vapeur ou par des moteurs à combustion. Tout comme les machines à induction sont les acteurs principaux de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, les machines synchrones sont les acteurs principaux de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique[1]. Les machines synchrones ont été largement étudiées dans de nombreux articles [2][3][4][5] et livres [6][7][8][9]. Dans le cadre de ce travail, nous nous concentrons sur les aspects de la modélisation des générateurs synchrones pour la simulation des régimes transitoires afin de mener les études de stabilité et de pouvoir mettre au point la commande de ces machines.

Ce premier chapitre a pour objectif de rappeler des bases de la modélisation des machines synchrones. L'accent sera mis notamment sur les modèles utilisés pour l'analyse des régimes transitoires au sein d'un système comportant plusieurs éléments. Nous commencerons ce chapitre par une courte description des généralités concernant les machines synchrones. Nous rappellerons ensuite les équations des modèles de type circuit. Les modèles dans le repère abc et dans le repère dq seront présentés. Les enroulements de la machine à pôles saillants seront caractérisés. Puis, les conventions pour les diagrammes vectoriels seront établies. Nous aborderons aussi la modélisation par éléments finis (EF). Nous dégagerons de chaque modèle les avantages et inconvénients. Ensuite, nous passerons à la description des effets de la saturation qui apparaissent dans une machine. Nous finirons par analyser l'impact de la saturation sur les performances des machines synchrones.

I.2. Généralités

La machine synchrone est une machine à courant alternatif. Sa vitesse mécanique dépend de la fréquence des courants des enroulements au stator et du nombre de pôles. Les enroulements au stator peuvent être triphasés, biphasés ou monophasés. Les enroulements au stator qui sont le siège de l'induction de la force électromotrice sont nommés *l'induit*. Selon le type d'excitation, les machines synchrones peuvent être divisées en deux groupes : les machines à aimants permanents (en anglais *Permanent-Magnet Synchronous Machine PMSM*) ou les machines synchrones à rotor bobiné (en anglais *Wound-Rotor Synchronous Machines WRSM*) [10]. La machine à aimants permanents est illustrée sur la *Fig.I.2.1*. Les générateurs synchrones à rotor bobiné comportent aussi des amortisseurs au rotor. L'enroulement d'excitation au rotor (circuit f') participe à la création du flux principal de la machine (flux magnétisant ou flux utile). Cette bobine au rotor est appelée *l'inducteur*. Une autre répartition peut être faite selon la forme du rotor : le rotor à pôles saillants et le rotor à pôles lisses (rotor cylindrique). Ces deux types de rotor sont présentés en *Fig.I.2.2*. Les machines à pôles saillants sont construites pour des applications à basse vitesse et peuvent comporter un grand nombre de pôles. On peut les trouver dans les centrales hydrauliques. Les machines à pôles lisses peuvent tourner à vitesse importante et comportent généralement un petit nombre de pôles. Elles sont

utilisées pour les alternateurs de centrales nucléaires ou de centrales thermiques. Il existe aussi des machines à pôles massifs dont le circuit magnétique n'est pas feuilleté. Dans le cadre de cette thèse, nous allons étudier la machine synchrone à pôles saillants avec un circuit magnétique feuilleté.

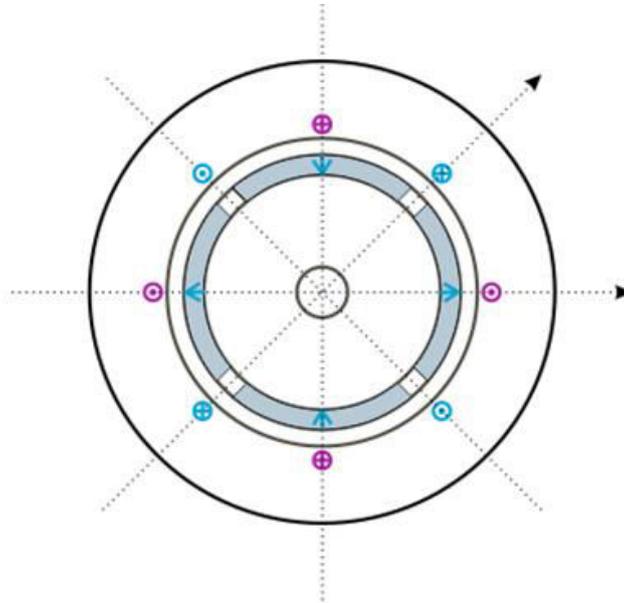


Fig.I.2.1. Structure de la machine synchrone à aimants permanents

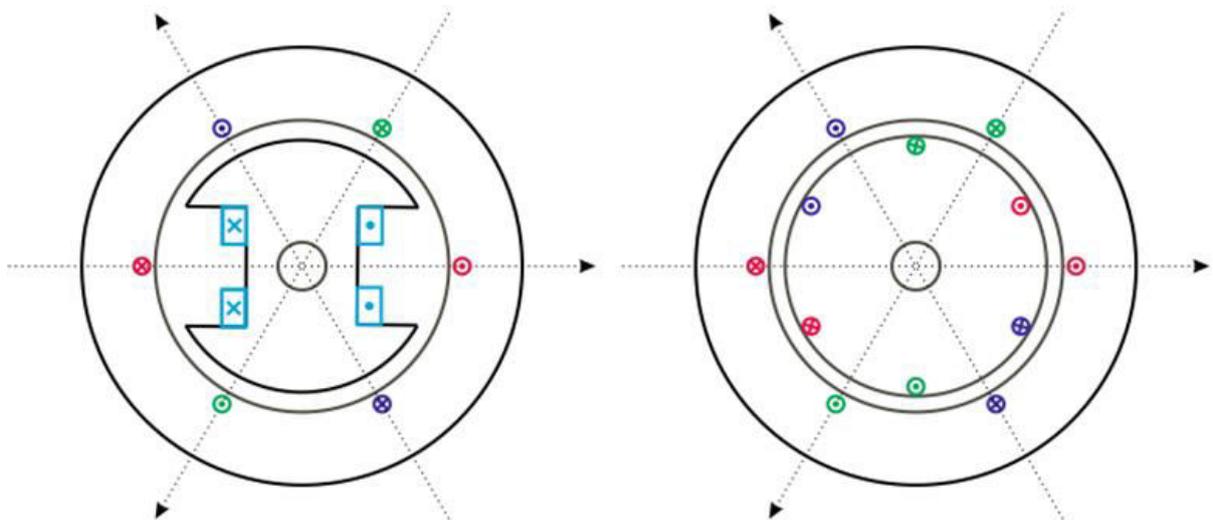


Fig.I.2.2. Structure de la machine à pôles saillants, à rotor bobiné à gauche et pôles lisse à droite

Le courant passant dans le circuit inducteur crée une force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer. Le champ magnétique de l'inducteur interagit avec le champ magnétique créé par l'enroulement au stator (la *réaction d'induit*). Le résultat de cette interaction est le couple électromagnétique qui engendre le mouvement du rotor (fonctionnement moteur)

ou freine le rotor (fonctionnement générateur). En régime établi, la vitesse du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ magnétique généré par les enroulements au stator. D'où le nom de « *machines synchrones* » pour ce type de machines.

I.3. Modèle abc

Les comportements statique et dynamique d'une machine peuvent être prévus grâce aux modèles de cette machine. Chaque modèle se caractérise par différents degrés de complexité. Généralement, en augmentant la complexité d'un modèle, le temps d'élaboration de ce modèle et son temps de simulation augmentent. Nous allons rappeler les modèles les plus connus dans la littérature et dégager les avantages et inconvénients de chacun.

D'une manière générale, les modèles de la machine synchrone ont comme entrées :

- tensions au stator v_a , v_b et v_c
- tension de l'excitation v_f
- vitesse mécanique ω_{mec}

et comme sorties :

- courants statoriques i_a , i_b et i_c
- courant inducteur i_f
- couple électromagnétique T_e

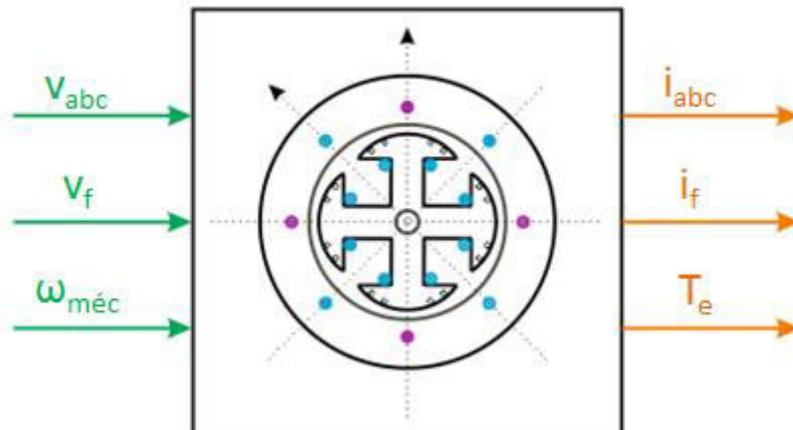


Fig.I.3.1. Illustration du modèle général de la machine principale

I.3.1. Définitions des différents enroulements

En général, la machine synchrone triphasée est modélisée comme sur la figure *I.3.2.* selon un modèle de type circuit avec 3 circuits au stator et 3 circuits au rotor. Les vecteurs des tensions statoriques, générées par les enroulements statoriques, se situent sur les axes de ces mêmes enroulements a , b et c . Les vecteurs des tensions rotoriques se situent sur le repère tournant au rotor. En 1904, André Blondel a proposé « la théorie des deux réactions ». Cette théorie consiste à décomposer la force magnétomotrice de l'armature en deux composantes, sur deux axes orthogonaux. Un de ces axes s'aligne sur l'axe du pôle du rotor et est appelé l'axe d (longitudinale, direct ou polaire) et l'autre en quadrature est appelé l'axe q (transversal ou interpolaire). Grâce au repère de Blondel (ou repère de Park), nous pouvons analyser mathématiquement l'alternateur dans lequel l'entrefer n'est pas constant.

Dans le cas de la machine à pôles saillants, l'entrefer n'est pas constant et est symétrique par rapport aux deux axes perpendiculaires d - q . Parfois, pour modéliser les amortisseurs, il y a plus qu'un circuit dans l'axe d et l'axe q [1][11].

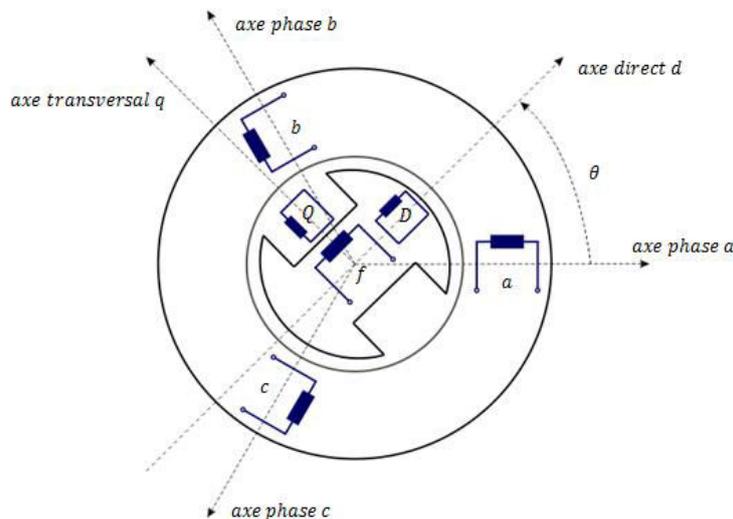


Fig.I.3.2. Structure générale de la machine synchrone triphasée avec amortisseurs

Dans le cas de la machine à pôles saillants, la perméance du circuit magnétique change selon la position dans l'entrefer. Elle est maximale dans l'axe d et minimale dans l'axe q .

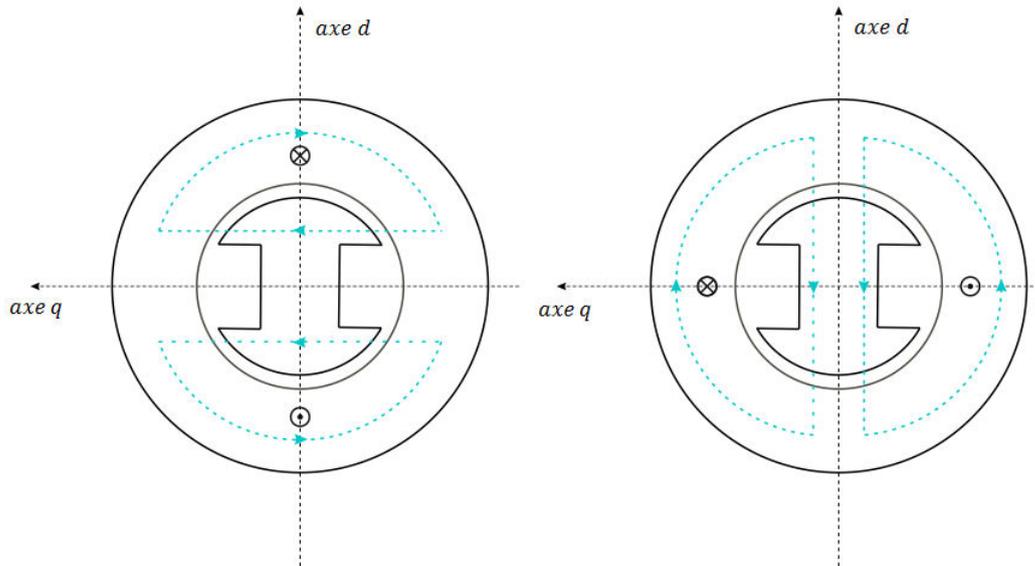


Fig.I.3.3. Circulation du champ statorique dans l'axe q (à gauche) et dans l'axe d (à droite)

Le circuit magnétique est conçu de façon à ce que la variation de la perméance entre ces deux axes soit sinusoïdale. L'hypothèse du premier harmonique, dite « sinusoïdale », permet d'établir les formules analytiques qui décrivent les réactances de la machine. Cette hypothèse simplificatrice peut s'exprimer de la façon suivante :

« On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase de l'induit »[12].

Les formules analytiques des inductances peuvent être dérivées à partir des relations géométriques entre les forces magnétomotrices, les réluctances et les flux magnétiques. Nous adoptons les conventions de la figure I.3.2 où la phase a est l'origine des angles. L'angle θ est un angle électrique qui permet de caractériser les distributions des forces magnétomotrices et les flux de la machine.

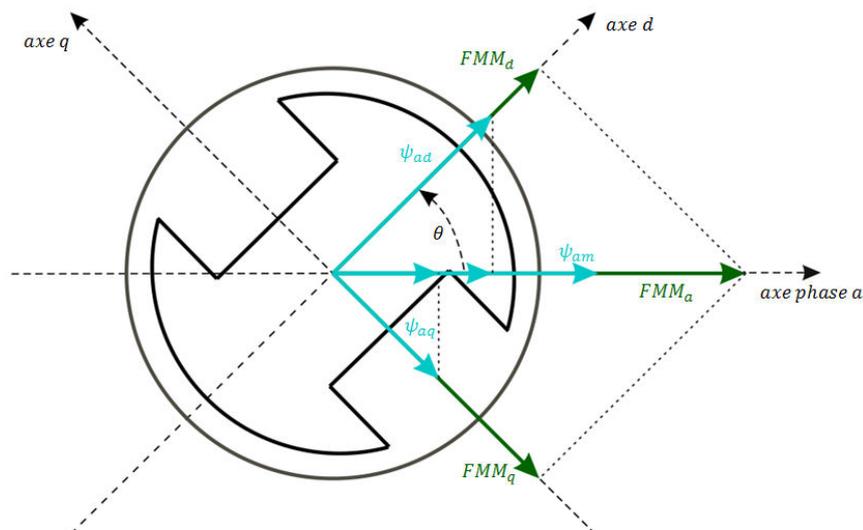


Fig.I.3.4. Illustration des flux et des forces magnétomotrices sur un diagramme vectoriel

À partir de la force magnétomotrice FMM_a de la figure I.3.4., nous déduisons les forces magnétomotrices dans les axes d - q :

$$FMM_{ad} = FMM_a \cos \theta \quad (I.1)$$

$$FMM_{aq} = -FMM_a \sin \theta \quad (I.2)$$

Les flux correspondants peuvent être calculés en connaissant les réluctances des chemins de chacun des flux :

$$\psi_{ad} = \frac{FMM_d}{\mathcal{R}_d} \quad (I.3)$$

$$\psi_{aq} = -\frac{FMM_q}{\mathcal{R}_q} \quad (I.4)$$

En ayant les vecteurs des flux ψ_{ad} et ψ_{aq} , le flux magnétisant ψ_{am} de la phase a est calculé :

$$\psi_{am} = \psi_{ad} \cos \theta - \psi_{aq} \sin \theta \quad (I.5)$$

Le flux ψ_{am} peut être exprimé en fonction des forces magnétomotrices et des réluctances :

$$\begin{aligned} \psi_{am} &= \frac{FMM_d}{\mathcal{R}_d} \cos \theta - \frac{FMM_q}{\mathcal{R}_q} \sin \theta \\ \psi_{am} &= FMM_a \left(\frac{1}{\mathcal{R}_d} \cos^2 \theta + \frac{1}{\mathcal{R}_q} \sin^2 \theta \right) \end{aligned}$$

Le flux ψ_{am} divisé par le courant i_a donne la partie magnétisante de l'inductance de la phase a :

$$L_{am} = \frac{\psi_{am}}{i_a} = \frac{FMM_a}{i_a} \left(\frac{1}{\mathcal{R}_d} \cos^2 \theta + \frac{1}{\mathcal{R}_q} \sin^2 \theta \right) = L_{hd} \cos^2 \theta + L_{hd} \sin^2 \theta \quad (I.6)$$

$$L_{am} = \frac{L_{hd} + L_{hd}}{2} + \frac{L_{hd} - L_{hd}}{2} \cos 2\theta = L_{h1} + L_{h2} \cos 2\theta =$$

Pour calculer l'inductance propre de la phase a , il faut diviser ce flux par le courant i_a et ajouter le terme qui représente l'inductance de fuites $L_{s\sigma}$ supposé indépendant de l'angle θ :

$$L_a = L_{s\sigma} + \frac{\psi_{am}}{i_a} = L_{s\sigma} + L_{h1} + L_{h2} \cos 2\theta \quad (I.7)$$

$$L_a = L_h + L_{h2} \cos 2\theta$$

Les inductances L_b et L_c peuvent être obtenues en remplaçant l'angle θ par respectivement $\theta + 4\pi/3$ et $\theta + 2\pi/3$:

$$L_b = L_h + L_{h2} \cos \left(2\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.8)$$

$$L_c = L_h + L_{h2} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (I.9)$$

Le même type d'analyse peut être conduit pour obtenir les formules analytiques pour les mutuelles. Les mutuelles entre les phases statoriques suivent les formules analytiques suivantes :

$$M_{ab} = -\frac{L_{h1}}{2} + L_{h2} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (I.10)$$

$$M_{ac} = -\frac{L_{h1}}{2} + L_{h2} \cos \left(2\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.11)$$

$$M_{bc} = -\frac{L_{h1}}{2} + L_{h2} \cos 2\theta \quad (I.12)$$

Les mutuelles entre le stator et le rotor peuvent être calculées avec les formules suivantes :

$$M_{fa} = M_{af} \cos(\theta) \quad (I.13)$$

$$M_{fb} = M_{af} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (I.14)$$

$$M_{fc} = M_{af} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.15)$$

$$M_{Da} = M_{aD} \cos \theta \quad (I.16)$$

$$M_{Db} = M_{aD} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (I.17)$$

$$M_{Dc} = M_{aD} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.18)$$

$$M_{Qa} = M_{aQ} \sin \theta \quad (I.19)$$

$$M_{Qb} = M_{aQ} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (I.20)$$

$$M_{Qc} = M_{aQ} \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (I.21)$$

Les inductances propres et mutuelles relatives au rotor sont constantes si les effets des encoches sont négligés:

$$L_f = \text{const}$$

$$L_D = \text{const}$$

$$L_Q = \text{const}$$

$$M_{fD} = \text{const}$$

$$M_{fQ} = 0$$

$$M_{DQ} = 0$$

Dans ce manuscrit, un alternateur à 4 pôles, à pôles saillants, de tension nominale U égale à 400 V et d'une puissance active de 120 kW sera étudié. Cette machine a été modélisée avec deux logiciels de calcul par éléments finis (*EF*). Les deux modèles ont été validés avec la caractérisation à vide. Sur *Fig.I.3.5-I.3.8*, nous pouvons observer les inductances en fonction de l'angle mécanique issue du modèle *EF*. Quand le circuit magnétique n'est pas saturé, les inductances propres et mutuelles peuvent être décrites avec les formules analytiques.

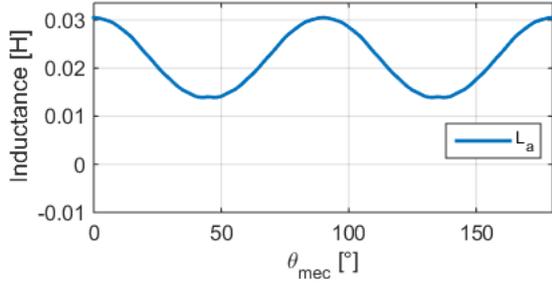


Fig.I.3.5. Variation de l'inductance propre de la phase a

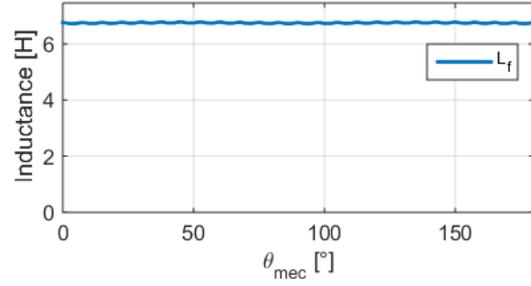


Fig.I.3.6. Variation de l'inductance propre du circuit f

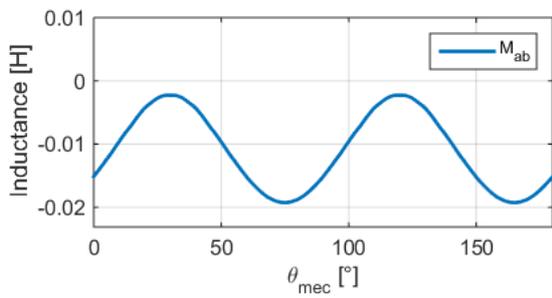


Fig.I.3.7. Variation de l'inductance mutuelle entre les phases a et b

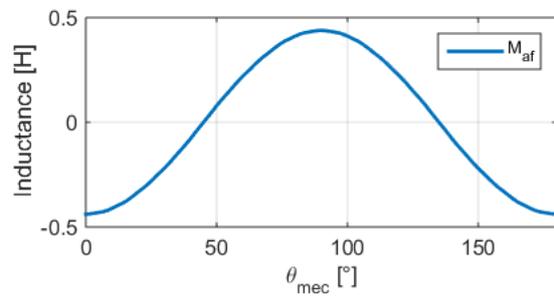


Fig.I.3.8. Variation de l'inductance mutuelle entre la phase a et le circuit f

Après avoir défini toutes les inductances, les flux totaux passant par chacun des enroulements de la machine sont calculés de la façon suivante :

$$\psi_a = L_a i_a + M_{ab}i_b + M_{ac}i_c + M_{fa}i_f + M_{Da}i_D + M_{Qa}i_Q \quad (I.22)$$

$$\psi_b = L_b i_b + M_{ab}i_a + M_{bc}i_c + M_{fb}i_f + M_{Db}i_D + M_{Qb}i_Q \quad (I.23)$$

$$\psi_c = L_c i_c + M_{bc}i_b + M_{ac}i_a + M_{fc}i_f + M_{Dc}i_D + M_{Qc}i_Q \quad (I.24)$$

$$\psi_f = L_f i_f + M_{fa}i_a + M_{fb}i_b + M_{fc}i_c + M_{fD}i_D \quad (I.25)$$

$$\psi_D = L_D i_D + M_{Da}i_a + M_{Db}i_b + M_{Dc}i_c + M_{fD}i_f \quad (I.26)$$

$$\psi_Q = L_Q i_Q + M_{Qa}i_a + M_{Qb}i_b + M_{Qc}i_c \quad (I.27)$$

Soit sous forme matricielle :

$$[\psi_{abcfdQ}] = [L_{abcfdQ}][i_{abcfdQ}] \quad (I.28)$$

Où $[\psi_{abcdefDQ}]$ est un vecteur de 6 flux, $[i_{abcdefDQ}]$ est un vecteur de 6 courants et $[L_{abcdefDQ}]$ est la matrice 6 x 6 des inductances.

I.3.2. Circuits magnétiquement couplés

Après avoir caractérisé les flux qui parcourent les enroulements de la machine, nous pouvons établir les équations électriques de la machine. En général, l'équation de tension relative à l'enroulement s'écrit par :

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (I.29)$$

R étant la résistance du circuit. Sachant que le circuit magnétique n'est pas saturé et que les inductances varient cycliquement en fonction de la position du rotor, cette expression peut être développée :

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d[Li]}{dt} = L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} i = L \frac{di}{dt} + \omega \frac{dL}{d\theta} i = e_{tran} + e_{rot} \quad (I.30)$$

où ω étant la vitesse angulaire électrique, e_{tran} représente la tension induite de transformation, e_{rot} représente la tension induite de rotation.

Pour un système réel de n enroulements, ceci représente globalement les interactions physiques dans une machine. Le flux ψ_i de cette machine qui traverse l'enroulement avec l'indice « i » dépend de la position du rotor θ et des valeurs de n courants à un instant donné :

$$\psi_i = f_{\psi_i}(i_1, i_2, \dots, i_n, \theta) \quad (I.31)$$

Avec un système simple composé de 3 enroulements qui ne changent pas de position, figure I.3.9, le terme de la force électromotrice e_{rot} est donc absent.

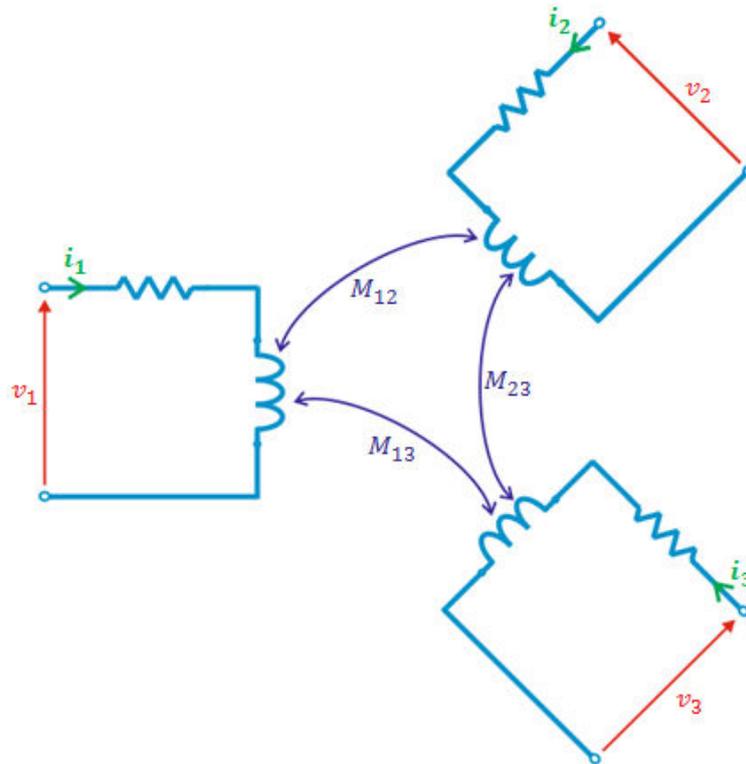


Fig.I.3.9. Système composé de 3 enroulements qui sont couplés magnétiquement

Les équations de tension pour ce système s'écrivent sous forme suivante :

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} = R_1 i_1 + \frac{d}{dt} (L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13} i_3) \quad (I.32)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} = R_2 i_2 + \frac{d}{dt} (L_2 i_2 + M_{12} i_1 + M_{23} i_3) \quad (I.33)$$

$$v_3 = R_3 i_3 + \frac{d\psi_3}{dt} = R_3 i_3 + \frac{d}{dt} (L_3 i_3 + M_{23} i_2 + M_{13} i_1) \quad (I.34)$$

Le flux capté par chacun des enroulements est fonction de 3 courants :

$$\psi_1 = f_{\psi_1}(i_1, i_2, i_3) \quad (I.35)$$

$$\psi_2 = f_{\psi_2}(i_1, i_2, i_3) \quad (I.36)$$

$$\psi_3 = f_{\psi_3}(i_1, i_2, i_3) \quad (I.37)$$

Les inductances propres (L_1 , L_2 et L_3) et les inductances mutuelles (M_{12} et M_{23}) varient en fonction des 3 courants du système. Dans une machine, les interactions physiques sont plus complexes, les modèles à plusieurs enroulements doivent utiliser des simplifications pour intégrer la saturation. La théorie des circuits couplés représente le fond commun des modèles de type circuit qui sont utilisés dans ce travail.

I.3.3. Équations de tension

Pour le modèle présenté sur la figure I.3.2., les six enroulements obéissent aux équations :

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (I.38)$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (I.39)$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (I.40)$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (I.41)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (I.42)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (I.43)$$

en appelant, R_s résistance d'une phase du stator, R_f la résistance du circuit f , R_D la résistance des amortisseurs dans l'axe d et R_Q la résistance des amortisseurs dans l'axe q.

Ce système d'équations de tension de la machine synchrone s'exprime sous forme matricielle :

$$[v] = [R][i] + \left[\frac{d\psi}{dt} \right] = [R][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right] + [\omega] \left[\frac{dL}{d\theta} \right] [i] \quad (I.44)$$

Pour simuler un transitoire, il faut intégrer le système d'équations :

$$\left[\frac{di}{dt} \right] = [L^{-1}] \left([v] - [R][i] - [\omega] \left[\frac{dL}{d\theta} \right] [i] \right) \quad (I.45)$$

À chaque pas de simulation, il faut recalculer la matrice $[L]$ et la matrice $\left[\frac{dL}{d\theta} \right]$. De plus, il faut inverser la matrice $[L]$. Cela ne pose pas de difficulté pour les ordinateurs courants. Néanmoins, ce modèle n'est pas commode pour appliquer une régulation et n'est pas linéaire, parce que les inductances varient avec l'angle électrique θ . De plus, certaines études analytiques comme l'étude pour la stabilité statique sont difficiles à faire avec ce modèle. Pour ces raisons, le modèle dq a été développé.

I.4. Modèle dq

En 1929, dans son célèbre article [13], R.H Park a repris le repère de A. Blondel pour simplifier les équations de tensions de la machine synchrone. Le repère de Blondel, appelé aussi le repère de Park ou le repère dq , est un repère tournant. Le vecteur du flux du stator tourne à la même vitesse que le rotor. En conséquence, ce vecteur peut être décomposé en deux composantes constantes dans ce repère de Blondel. Cette transformation des grandeurs statoriques en grandeurs rotoriques permet de faciliter l'analyse des régimes transitoires des machines. Ce type de représentation est aussi plus commode pour étudier la régulation de la machine synchrone.

I.4.1. Transformation de Park

En appliquant la transformation de Park aux équations de tension (I.31-I.36), un changement de variables est obtenu. Les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le modèle dq classique est illustré sur la figure I.4.1.

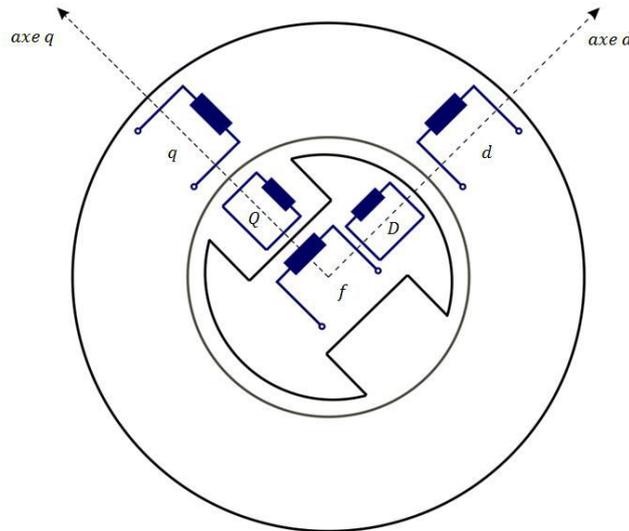


Fig.I.4.1. Modèle dq de la machine synchrone

La transformation de Park appliquée aux tensions statoriques donne :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

Soit sous forme abrégée :

$$[v_{dq0}] = [A][v_{abc}] \quad (I.47)$$

avec ψ_d le flux d'axe d , ψ_q le flux d'axe q , ψ_0 le flux de la composante homopolaire qui n'intervient que lorsque la somme des courants i_a , i_b et i_c n'est pas nulle.

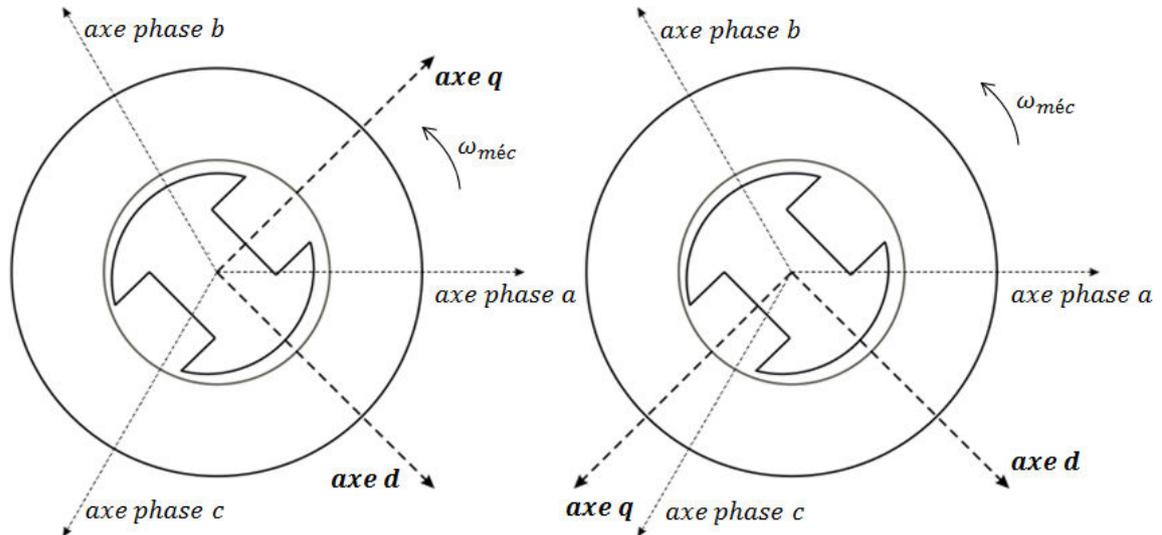


Fig.I.4.2. Deux conventions possibles pour le repère dq

La matrice $[A]$ est une matrice des transformations, dite « matrice de Park ». Selon la convention prise sur la figure I.4.2. à gauche [6][7][8][11] :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

Avec l'angle θ défini comme :

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (I.49)$$

ω représente la vitesse angulaire électrique, qui est égale à la pulsation des flux en régime synchrone. L'angle θ_0 est l'angle entre l'axe de la phase a et l'axe d à l'instant 0. Parfois, certains auteurs prennent la convention de la figure I.4.2. à droite [12][14]. Dans ce cas, la matrice de Park est :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

Nous allons utiliser la première convention qui peut être trouvée dans la majorité des livres. Dans ce cas, la matrice inverse est :

$$[A^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.51)$$

D'où la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (I.52)$$

La même transformation peut être appliquée aux autres variables du stator : les flux (ψ_a , ψ_b et ψ_c) et les courants (i_a , i_b et i_c).

Pour expliquer l'origine du coefficient $2/3$ dans la matrice de Park, nous nous intéressons à un instant de fonctionnement de la machine de la figure I.4.1. En régime permanent, les tensions statoriques sont définies avec les formules suivantes:

$$v_a = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \beta) \quad (I.53)$$

$$v_b = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (I.54)$$

$$v_c = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \beta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (I.55)$$

V étant la valeur efficace de tension simple au stator. β est l'angle entre la phase a et la tension V . Sur la figure I.4.3., les projections de la tension simple au stator sur les axes d - q peuvent être calculées de la façon suivante :

$$v_d = \frac{2}{3} \left[v_a \cos(\theta) + v_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

$$v_d = \frac{2}{3} \sqrt{2} V \left[\cos(\omega t + \beta) \cos(\theta) + \cos\left(\omega t + \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t + \beta - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (I.56)$$

$$v_d = \frac{2}{3} \sqrt{2} V \left[\frac{3}{2} \cos(\beta - \theta_0) \right] = \sqrt{2} V \cos(\beta - \theta_0)$$

$$v_q = -\frac{2}{3} \left[v_a \sin(\theta) + v_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] = \sqrt{2} V \sin(\beta - \theta_0) \quad (I.57)$$

Il en résulte que les composantes de la tension sont indépendantes de la position du rotor. Le coefficient $2/3$, dans la transformation de Park permet d'avoir les relations simples entre les variables statoriques et le repère de Blondel :

$$v = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (I.58)$$

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (I.59)$$

$$\psi = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \quad (I.60)$$

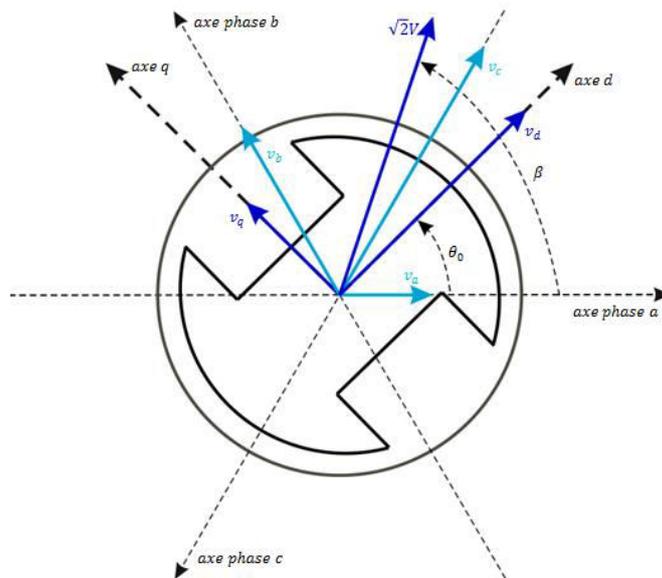


Fig.I.4.3. Interprétations des composantes de tension au stator v_d et v_q

La transformation de Park a permis d'obtenir les variables statoriques qui sont constantes en régime établi synchrone, ceci simplifie l'analyse de la machine et sa régulation.

I.4.1. Matrices des inductances pour le modèle dq

L'établissement du modèle linéaire dq classique oblige à formuler plusieurs hypothèses simplificatrices [14] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé. En conséquence, les relations entre les flux et les courants sont linéaires.
- Les distributions des forces magnétomotrices de l'armature ont des formes sinusoïdales. Cette périodicité est fonction de l'angle qui désigne la position de rotor par rapport au stator. Par conséquent, le modèle ne considère que le premier harmonique des distributions spatiales.
- L'effet de peau et les courants de Foucault sont négligeables. Les résistances des enroulements de la machine sont constantes quel que soit l'état de fonctionnement de la machine.

Pour calculer la matrice des inductances qui va établir les relations entre courants et flux, il faut modifier la matrice de transformation de Park pour l'appliquer aux équations *I.31-I.36*. Les flux exprimés en fonction des inductances et des courants dans le repère de Park sont :

$$\begin{aligned} [\psi_{dq0fDQ}] &= [A_1][\psi_{abcFDQ}] = [A_1][L_{abcFDQ}][i_{abcFDQ}] \\ [\psi_{dq0fDQ}] &= [A_1][L_{abcFDQ}][A_1^{-1}][i_{dq0fDQ}] = [L_{dq0fDQ}][i_{dq0fDQ}] \end{aligned} \quad (I.61)$$

La matrice $[A_1]$ est définie comme :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} [A] & [0] \\ [0] & [I] \end{bmatrix} \quad (I.62)$$

avec $[0]$ étant la matrice nulle 3 sur 3 et $[I]$ la matrice unité 3 sur 3.

En développant le système des équations *I.61* il reste :

$$\psi_d = L_d i_d + M_{af} i_f + M_{aD} i_D \quad (I.63)$$

$$\psi_q = L_q i_q + M_{aQ} i_Q \quad (I.64)$$

$$\psi_0 = L_0 i_0 \quad (I.65)$$

$$\psi_f = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d + M_{fD} i_D \quad (I.66)$$

$$\psi_D = L_D i_D + \frac{3}{2} M_{aD} i_d + M_{fD} i_f \quad (I.67)$$

$$\psi_Q = L_Q i_Q + \frac{3}{2} M_{aQ} i_q \quad (I.68)$$

Avec les inductances statoriques définies de façon suivante [8]:

$$L_d = L_{s\sigma} + \frac{3}{2}(L_{h1} + L_{h2}) \quad (I.69)$$

$$L_q = L_{s\sigma} + \frac{3}{2}(L_{h1} - L_{h2}) \quad (I.70)$$

$$L_0 = L_{s\sigma} \quad (I.71)$$

Au moment de la création du modèle dq , il n'y avait pas de modèles EF et pour cette raison les mutuelles entre les enroulements n'étaient pas faciles à déterminer. La seule caractéristique disponible était la courbe à vide. En ayant la courbe à vide, la mutuelle M_{af} peut être calculée par :

$$M_{af} = \frac{v_{vide}}{\omega I_f} \quad (I.72)$$

v_{vide} étant la valeur crête de la tension simple aux bornes du stator, ω la vitesse angulaire électrique et I_f le courant inducteur qui est faible pour ne pas saturer le circuit magnétique de la machine. Pour résoudre ce problème, une hypothèse simplificatrice est faite : toutes les inductances mutuelles sont égales à la mutuelle entre le stator et le rotor M_{af} .

$$M_{af} = M_{ad} = M_{aq} \quad (I.73)$$

De nos jours, la détermination de ces mutuelles est faisable. Un seul problème peut apparaître lors de la définition des circuits amortisseurs dans les axes $d-q$. Nous nous occupons de ce problème dans le chapitre III. En disposant un modèle EF, nous pouvons faire plusieurs simulations magnétostatiques pour déterminer rapidement les valeurs exactes de chacune des inductances.

I.4.2. Équations de Park

La transformation de Park appliquée sur les équations électriques I.38-I.40 donne :

$$\begin{aligned} [v_{dq0}] &= [A][v_{abc}] = [R][A][i_{abc}] + [A] \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \\ [v_{dq0}] &= [R][i_{dq0}] + [A] \frac{d}{dt} ([A^{-1}][\psi_{dq0}]) \\ [v_{dq0}] &= [R][i_{dq0}] + [A] \frac{d}{dt} ([A^{-1}][\psi_{dq0}]) + [A][A^{-1}] \frac{d}{dt} ([\psi_{dq0}]) \end{aligned} \quad (I.74)$$

Le produit de la matrice $[A]$ et sa matrice inverse $[A^{-1}]$ est une matrice unité.

Par contre, le produit de la matrice $[A]$ et la dérivée de sa matrice inverse $[A^{-1}]$ donne comme résultat:

$$\begin{aligned}
 [A] \frac{d}{dt}([A^{-1}]) &= \\
 &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \right) \quad (I.75) \\
 [A] \frac{d}{dt}([A^{-1}]) &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [\omega]
 \end{aligned}$$

La matrice $[\omega]$ ne comporte que les éléments liés à la vitesse angulaire électrique. Les équations de tension *I.74* peuvent être réécrites sous forme :

$$[v_{dq0}] = [R][i_{dq0}] + [\omega][\psi_{dq0}] + \left[\frac{d\psi_{dq0}}{dt} \right] \quad (I.76)$$

étant donné que le produit $[\omega]/[\psi]$ représente la tension induite de rotation et $\left[\frac{d\psi}{dt} \right]$ représente la tension induite de transformation. En développant ces équations et en ajoutant les équations de tension du rotor, 6 équations électriques dans le repère de Blondel sont obtenues :

$$v_d = R_s i_d - \omega \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \quad (I.77)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \quad (I.78)$$

$$v_0 = R_s i_0 + \frac{d\psi_0}{dt} \quad (I.79)$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (I.80)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (I.81)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (I.82)$$

Ces équations sont appelées le système d'équations de Park qui peut être utilisé pour l'analyse des régimes établis et des régimes transitoires des machines synchrones. En régime établi, le terme de la dérivée de flux $\left[\frac{d\psi}{dt} \right]$ devient nul. De plus, l'équation *I.79* pour la composante homopolaire ne sera pas utilisée dans le cadre de ce travail, parce que nous n'analyserons que les régimes pendant lesquels la somme des courants statoriques i_a , i_b et i_c est nulle.

À partir de l'équation de la puissance active instantanée de la machine, l'équation de couple électromagnétique peut être dérivée:

$$T_e = \frac{3p}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.83)$$

avec p le nombre de paires de pôles

Ayant l'équation de couple électromagnétique, l'équation mécanique peut être établie :

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_m - T_e \quad (1.84)$$

J étant l'inertie du rotor, T_m le couple du moteur qui entraîne la machine. Le couple généré par l'alternateur T_e s'oppose au couple du moteur, ω_{mec} étant la vitesse mécanique du rotor.

I.4.3. Diagramme vectoriel de la machine à pôles saillants

Pour les études des régimes permanents et des régimes transitoires, il faut établir les conventions des signes et le diagramme vectoriel entre les tensions, les courants et les flux. Les conventions prises dans ce paragraphe seront utilisées dans la suite de ce manuscrit. En régime établi, les équations des tensions statoriques ont la forme suivante :

$$v_d = R_s i_d - \omega \psi_q = R_s i_d - \omega L_q i_q \quad (1.85)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega \psi_d = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega M_{af} i_f = R_s i_q + \omega \psi_{dd} + e \quad (1.86)$$

Avec e défini comme la force magnétomotrice créée par le circuit f , le flux ψ_{dd} représente la réaction d'induit qui s'oppose au flux du circuit f et au flux de fuites dans l'axe d. Dessinons maintenant le diagramme vectoriel de machine synchrone à pôles saillants :

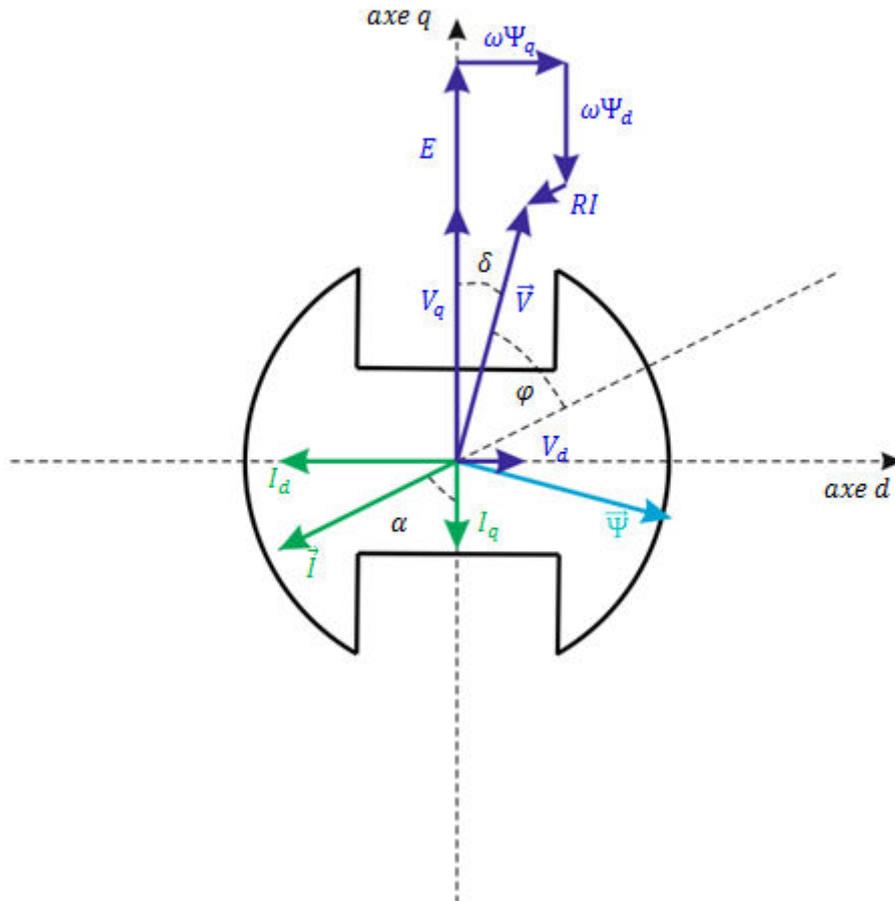


Fig.I.4.4. Diagramme de tension de la machine à pôles saillants

Ce diagramme de tension est appelé « diagramme de Blondel ». Le diagramme de tension de la machine à rotor cylindrique est plus simple parce que les réluctances dans les axes d et q sont égales. Le diagramme de tension pour la machine à rotor cylindrique est appelé « diagramme de Behn Eschenburg ». Avec φ l'angle entre le courant \vec{I} et la tension simple \vec{V} aux bornes de la machine avec lequel le facteur de puissance est calculé, δ l'angle entre E et V appelé angle de charge, et α l'angle de calage entre la force électromotrice E et le courant \vec{I} (l'angle de déphasage interne). Ces angles nous permettent d'établir des relations simples entre les valeurs efficaces des variables électriques de la machine et les variables électriques dans le repère de Blondel :

$$V_d = V \sin \delta \quad (1.87)$$

$$V_q = V \cos \delta \quad (1.88)$$

$$I_d = I \sin \alpha \quad (1.89)$$

$$I_q = I \cos \alpha \quad (1.90)$$

$$P = 3VI \cos \varphi \quad (1.91)$$

$$Q = 3VI\sin\varphi \quad (I.92)$$

Dans le cadre de cette thèse, nous allons analyser le fonctionnement de la machine en mode générateur. Pour ce mode de fonctionnement, deux types de diagrammes vectoriels peuvent être distingués :

- Générateur produisant de la puissance réactive
- Générateur consommant de la puissance réactive

Ces deux types de fonctionnement sont présentés sur la figure I.4.5, la chute ohmique au stator est négligée :

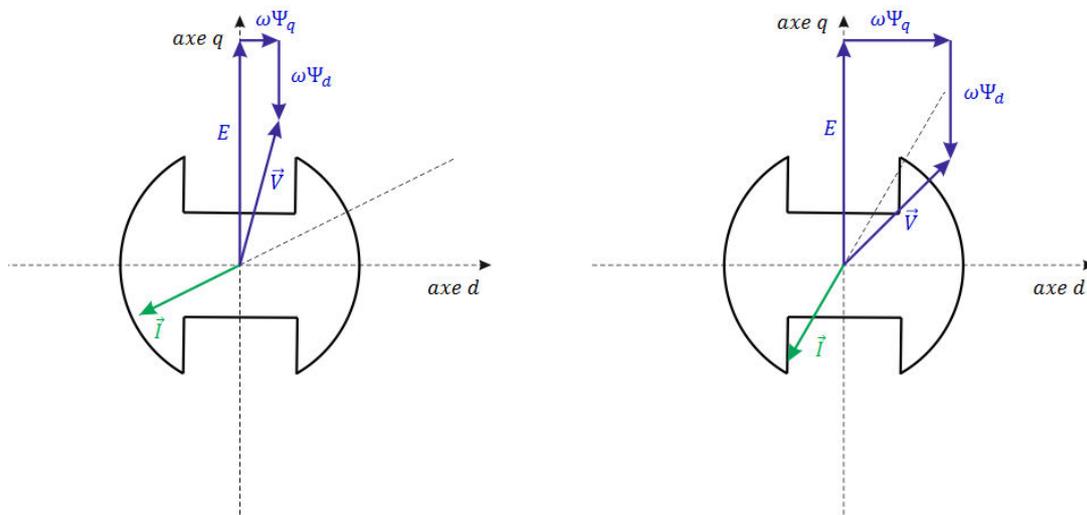


Fig.I.4.5. Deux diagrammes de tension de l'alternateur produisant la puissance réactive (à gauche) et absorbant la puissance réactive (à droite)

La convention de type récepteur pour le fonctionnement de la machine en générateur ou en moteur a été choisie. Ce choix paraît plus intuitif parce que le courant i_d est toujours négatif et s'oppose à la force magnétomotrice du circuit f qui est positive. Le courant i_d est souvent démagnétisant pour les deux modes de fonctionnement. Dans le cas du générateur produisant de la puissance réactive, les deux composantes du courant i_d et i_q sont négatives, les deux composantes de tension v_d et v_q sont positives. Ce choix de convention sera observable sur les courbes des courants et des tensions des simulations dans les chapitres qui suivent.

I.5. Modèle *EF*

Le calcul des champs par la méthode des éléments finis (*EF*) pour les machines électriques existe depuis longtemps. Les premiers articles sur l'analyse des transitoires des modèles *EF* des machines électriques ont été publiés au milieu des années 70 [15]. Depuis cette époque, les modèles *EF* ont été largement diffusés dans le monde académique et dans le monde industriel, parce qu'ils permettent d'analyser la machine avec une très bonne précision. Dans les années 80, les calculs de court-circuit brusque triphasé ont été

faits avec les modèles EF [5][16]. Le mouvement relatif entre le rotor et le stator pendant le court-circuit triphasé a été publié pour la première fois en 1987[17].

Dans les années 90, les simulations des transitoires avec les modèles EF ont été améliorés[18][19]. Grâce aux modèles EF, les études en régime établi comme la caractérisation à vide ou la caractérisation en court-circuit peuvent être obtenues avec un écart de moins de 3%.

Les modèles EF sont très utiles pour l'identification des paramètres de la machine et seront utilisés dans les chapitres qui suivent pour développer les modèles d'ordre réduit de type circuit couplé pour les transitoires [20][21]. Ils permettent d'obtenir des paramètres de la machine qui ne peuvent pas être obtenus avec les essais.

Les modèles EF représentent un excellent outil d'analyse des machines électriques. Ils ont été validés avec les simulations des régimes établis [22] et les régimes transitoires [23]. Ils permettent d'analyser pratiquement tous les modes de fonctionnement d'une machine. Le seul inconvénient est le temps de calcul. Les modèles EF ne sont pas très commodes (voir impossibles) à utiliser pour mettre au point une stratégie de régulation de la machine. De plus, quand la machine fait partie d'un système plus grand comme par exemple plusieurs machines qui travaillent en parallèle, les modèles EF s'avèrent encore moins commodes. En conséquence, les modèles EF dans ce manuscrit seront utilisés comme un outil de validation des transitoires ou comme un outil pour obtenir les paramètres définissant les modèles simplifiés de machine.

I.6. Saturation

Étant un phénomène local, la saturation est difficile à modéliser. Le niveau de saturation est déterminé par la distribution des forces magnétomotrices de chacun des enroulements de la machine et par la position du rotor par rapport au stator. La saturation est à l'origine de rangs harmoniques d'espace qui sont appelés les harmoniques de saturation. Ce phénomène a surtout été étudié pour les machines à induction [4][24][25]. Les rangs harmoniques de saturation peuvent être négligés dans le cas de la machine synchrone[26], parce que la vitesse de rotation électrique est la même que la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques. Les modèles simplifiés développés dans cette thèse prendront en compte uniquement la saturation du fondamental. Néanmoins, l'intégration de la saturation du fondamental représentera une grande amélioration par rapport aux modèles linéaires. Pour simplifier ce problème, nous allons analyser 3 types de saturation :

- Saturation du flux principal sur les axes magnétiques d - q
- Saturation croisée
- Saturation des flux de fuites

I.6.1. Saturation classique

Ce type de saturation est le plus connu. Il affecte principalement le flux principal (flux utile, flux commun ou flux magnétisant) de la machine. Il est visible sur la caractérisation à vide. C'est le seul type de saturation qui est pris en compte dans la plupart des modèles utilisés pour l'analyse des transitoires. Souvent, dans le cas de l'analyse de la machine à pôles saillants, la saturation dans l'axe q est négligée. Certains auteurs disent que dans ce cas-là, comme il traverse en grande partie de l'air la saturation du flux dans l'axe q peut être négligée [12][27][28].

Sur la figure *I.6.1*, les distributions du flux ψ_d (à gauche) et du flux ψ_q (à droite) sont présentées. Ce sont les mêmes flux que sur la figure *I.3.3*. Le flux ψ_d sature les dents statoriques, la culasse du stator et le noyau du rotor. Par contre, la saturation du flux ψ_q se concentre dans les régions des cornes polaires.

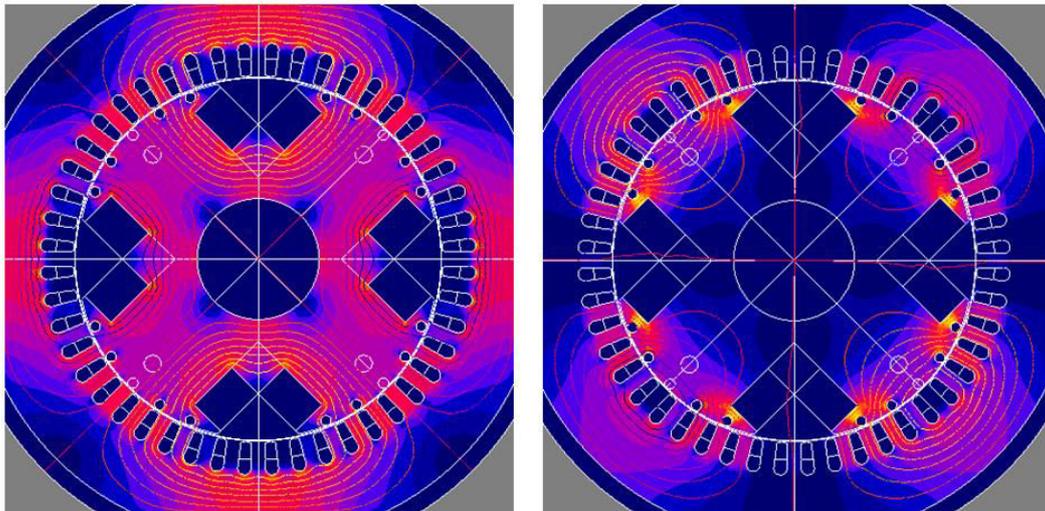


Fig.I.6.1. La distribution des flux ψ_d et ψ_q dans un modèle EF

Le modèle EF permet d'obtenir la caractérisation des flux. Sur la figure I.6.2, la variation du flux ψ_d en fonction du courant i_d et la variation du flux ψ_q en fonction du courant i_q sont présentées. Pour la machine étudiée dans ce manuscrit, au point nominal de fonctionnement, le courant i_d vaut environ -300 [A] et le courant i_q vaut environ -200 [A]. Cela montre que la saturation des flux est importante et ne peut pas être négligée.

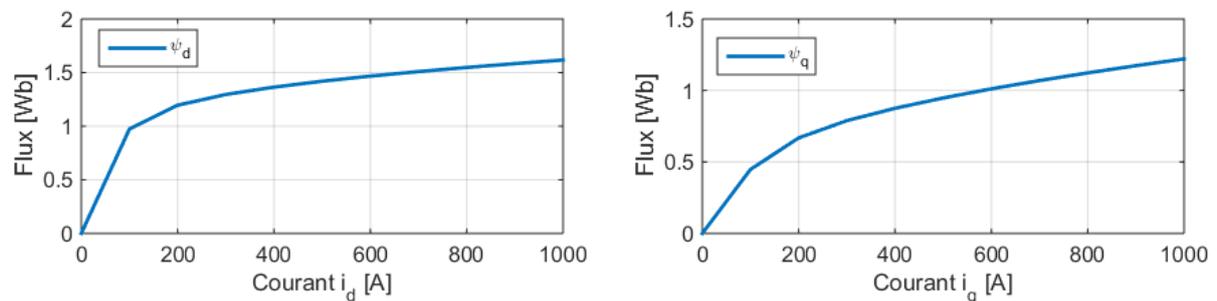


Fig.I.6.2. Caractérisation du flux ψ_d en fonction du courant i_d (à gauche), et du flux ψ_q en fonction du courant i_q (à droite)

I.6.2. Saturation croisée

La saturation croisée ou l'effet croisé (*cross-magnetization* ou *cross saturation*) vient du fait que les flux dans les axes d - q ont des parties de leurs chemins en commun. Sur la figure I.6.3, le phénomène de la saturation croisée est présenté. Les réluctances des parties des trajets des flux en commun augmentent. De ce fait, les courants d'axe q diminuent les flux sur l'axe d et les courants d'axe d diminuent les flux sur l'axe q .

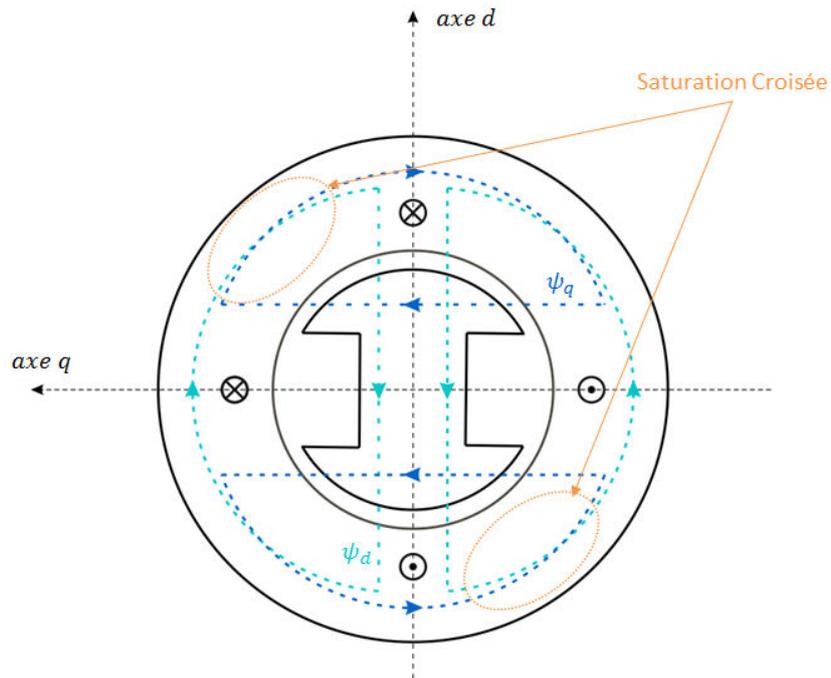


Fig.I.6.3. Interprétation physique de la saturation croisée

Après une première prise en compte où ce type de saturation était réduit à un terme mathématique [29], à partir de 1984 l'existence de ce phénomène a été démontrée et il a été étudié de nombreuses fois [3][30][31][32].

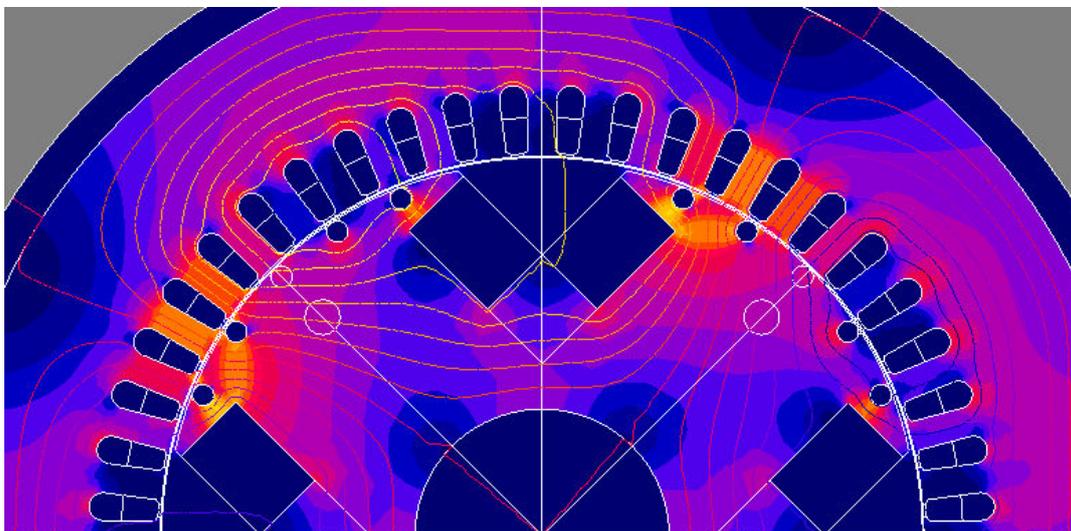


Fig.I.6.4. Distribution des flux dans la machine

Les résultats de la simulation magnétostatique du modèle EF sur la figure I.6.4. permettent de visualiser la saturation croisée. Dans cette simulation les courants statoriques i_d et i_q ne sont pas nuls. Sur chaque épanouissement polaire, une corne polaire est plus saturée que l'autre. La saturation de la machine en charge diffère notablement de la saturation de la machine à vide.

Sur la figure *I.6.5.*, les variations des flux du stator ψ_d et ψ_q en fonction des courants dans l'axe en quadrature sont présentées. La saturation croisée dans le cas de la machine étudiée est un phénomène particulièrement présent.

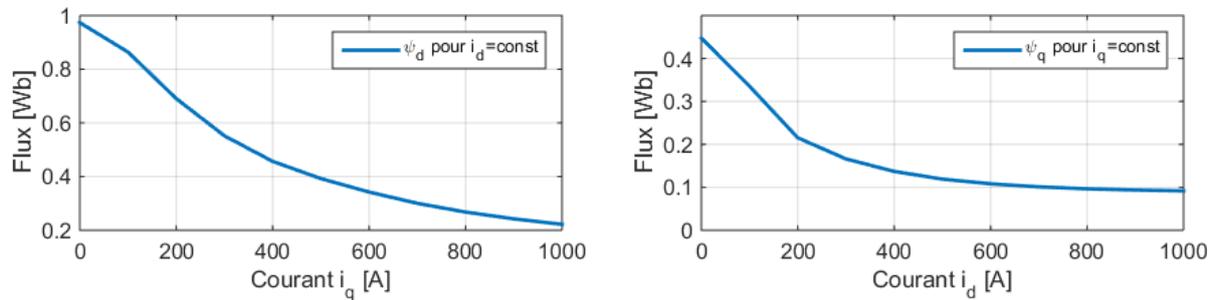


Fig.I.6.5. Caractérisation du flux ψ_d en fonction du courant i_q (à gauche), et du flux ψ_q en fonction du courant i_d (à droite)

I.6.3. Saturation des flux de fuites

L'étude de la saturation des flux de fuites est particulièrement difficile. Ce sujet a fait l'objet de plusieurs articles [33][34][35][36]. Dans une machine connectée à une charge, le flux total ψ_{tot} passant par un enroulement est constitué du flux de fuites ψ_o et du flux utile ψ_m :

$$\psi_{tot} = \psi_o + \psi_m \tag{I.93}$$

Sur la figure *I.6.6.*, la distribution des flux de la machine étudiée au point de fonctionnement nominal est présentée. De nouveau, la saturation croisée est bien visible.

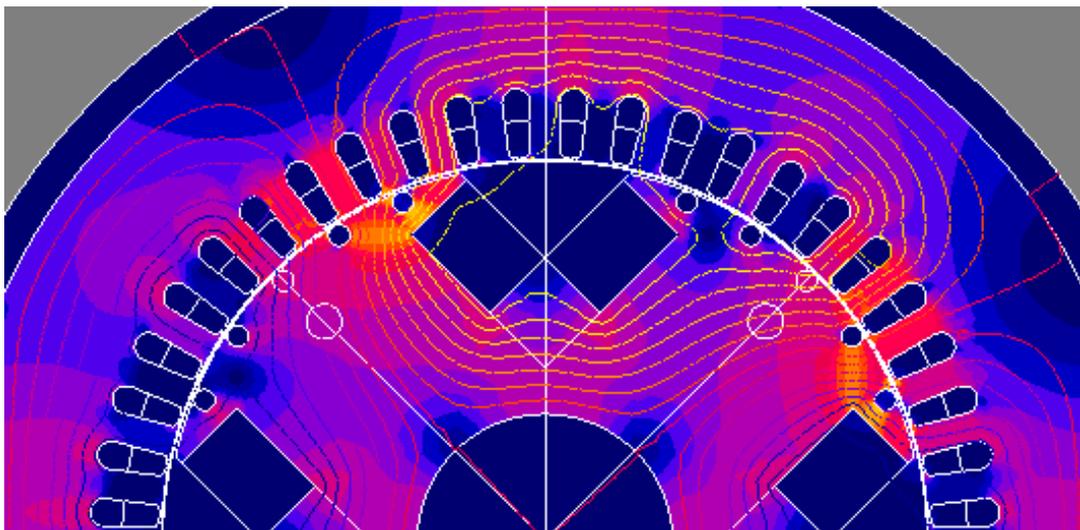


Fig.I.6.6. Distributions des flux dans la machine en régime établi

Les trajets du flux magnétisant ψ_m et du flux de fuites ψ_o ont des parties communes, d'où la difficulté de les distinguer et de les calculer séparément. Lors du court-circuit triphasé,

le flux commun entre les enroulements est minimisé et les flux prépondérants dans la machine sont des flux de fuites. Sur la figure I.6.7., la distribution des flux dans la machine pendant le court-circuit triphasé est montrée. Lorsque le courant inducteur I_f atteint sa valeur crête, la saturation est localisée surtout dans les cornes polaires et les dents statoriques[37]. Le flux commun est minimisé à cause d'une réaction d'induit qui est très forte. Le flux dans la culasse du stator est très faible. En conséquence, le flux qui peut être observé sur cette figure est surtout le flux de fuites. Dans le chapitre suivant, nous allons développer des outils qui nous permettront de caractériser la saturation des flux de fuites.

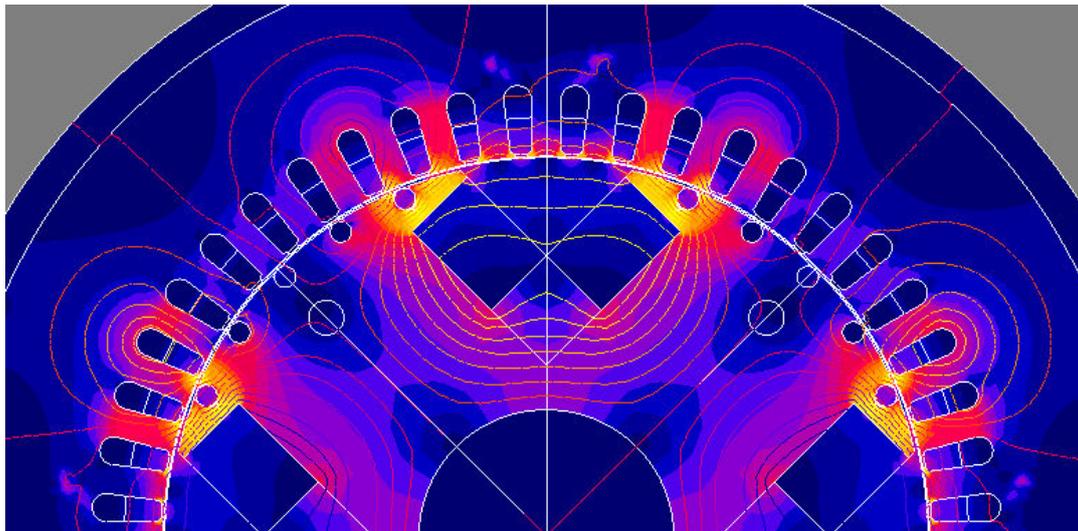


Fig.I.6.7. Distributions des flux dans la machine pendant le court-circuit nominal

I.6.4. Influence de la saturation sur la performance

Le circuit magnétique de la machine qui travaille dans les conditions nominales est déjà saturé. La bonne connaissance du comportement de la machine permet d'établir la régulation qui est optimale et d'éviter la perte du synchronisme. Le décrochage de la machine peut être particulièrement désastreux pour le système dans laquelle elle travaille. Voici une liste des paramètres qui sont impactés par la saturation :

- les amplitudes des courants en régime établi et en régime transitoire ;
- le couple électromagnétique produit par la machine ;
- la puissance active ;
- la puissance réactive ;
- la tension à la sortie de la machine ;
- la stabilité statique.

Tous ces paramètres et l'impact de la saturation sur ces paramètres seront étudiés dans les chapitres qui suivent. En général, toutes les variables de la machine qui sont calculées avec les flux, les courants ou les inductances de la machine sont affectées par la saturation. Dans la majorité des cas, les courants dans une machine réelle atteignent des valeurs plus importantes que dans les simulations d'un modèle linéaire. En conséquence, le choix de la protection de la machine et des interrupteurs doit être fait avec des marges plus importantes si nous ne disposons que d'un modèle linéaire. Cela augmente les coûts. La

bonne intégration de la saturation dans les modèles pour l'analyse des transitoires est importante au vu des aspects économiques, mais aussi pour la sûreté de fonctionnement.

I.7. Conclusion

Nous avons présenté et détaillé dans ce chapitre la modélisation la plus répandue de la machine synchrone à pôles saillants. L'approche de modélisation par circuits couplés (en anglais *coupled circuits modelling*) nous semble nécessaire pour pouvoir analyser les comportements dynamiques des systèmes qui sont constitués de plusieurs machines. Cela permet de faire les simulations avec un temps de calcul beaucoup plus court que pour les modèles *EF*. Au cœur de ce type de modélisation, nous avons un système d'équations avec :

- des équations électriques en nombre proportionnel au nombre des différents circuits;
- une équation mécanique;

Le point faible de ces modèles de type circuit est la linéarité supposée du circuit magnétique. L'absence de saturation dans les modèles est une hypothèse qui simplifie grandement la conception du modèle et raccourcit la durée des simulations. Le modèle de type circuit dans le repère *abc* n'est pas très commode à réguler et à analyser. D'où l'intérêt d'utiliser le modèle *dq* qui nous permet d'avoir des valeurs constantes des courants et des tensions en régime établi. Ces modèles simplifiés montrent bien les interactions physiques dans la machine, mais en même temps ils sont limités en précision.

Pour les applications industrielles, la saturation joue un rôle primordial. Pour économiser sur les matériaux et rendre les machines plus petites, elles sont déjà saturées au point de fonctionnement nominal. La saturation est un phénomène local qui est très bien modélisé par les modèles *EF*. Sa modélisation doit être simplifiée pour l'intégrer dans les modèles de type circuit. Nous avons distingué 3 types de saturation. La saturation «classique» qui est visible sur la courbe à vide est la plus simple à obtenir. La caractérisation de la saturation croisée peut être obtenue grâce aux simulations magnétostatiques des modèles *EF*. La saturation des flux de fuites est la plus difficile à observer et à quantifier.

Le choix des modèles de type circuit va dans le sens de la rapidité d'exécution des calculs. Ceci est nécessaire lors qu'il s'agit de la simulation d'un système comportant plusieurs éléments. Dans le chapitre qui suit nous allons intégrer la saturation dans les modèles de type circuit au sens du premier harmonique.

I.8. Bibliographie

- [1] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, et S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [2] P. Vas, K. E. Hallenius, et J. E. Brown, « Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-1, n° 1, p. 103-112, mars 1986.
- [3] A. El-Serafi, A. Abdallah, M. El-Sherbiny, et E. Badawy, « Experimental verification of the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 23, n° 5, p. 3029-3031, sept. 1987.
- [4] J. C. Moreira et T. A. Lipo, « Modeling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n° 2, p. 343-349, mars 1992.
- [5] A. Y. Hannalla et D. C. MacDonald, « Sudden 3-phase short-circuit characteristics of turbine generators from design data using electromagnetic field calculations », *Transm. Distrib. IEE Proc. C - Gener.*, vol. 127, n° 4, p. 213-220, juill. 1980.
- [6] T. A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines, Second Edition*. CRC Press, 2012.
- [7] I. Boldea, *Synchronous Generators, Second Edition*. CRC Press, 2015.
- [8] J.-D. Chatelain, *Machines électriques*. Dunod, 1983.
- [9] « Machines synchrones - Principes généraux et structures ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/differents-types-de-machines-electriques-tournantes-42249210/machines-synchrones-d3520/>. [Consulté le: 04-oct-2017].
- [10] F. Giri, *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [11] P. W. Sauer, *Power System Dynamics and Stability*. Prentice Hall, 1998.
- [12] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Eyrolles, 1987.
- [13] R. H. Park, « Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I », *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, n° 3, p. 716-727, juill. 1929.
- [14] « Régimes transitoires des machines électriques tournantes ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-convertisseurs-et-machines-electriques-tiadb/archive-1/regimes-transitoires-des-machines-electriques-tournantes-d554/>. [Consulté le: 12-oct-2017].
- [15] A. Y. Hannalla et D. C. MacDonald, « Numerical analysis of transient field problems in electrical machines », *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 123, n° 9, p. 893-898, sept. 1976.

- [16] S. C. Tandon, A. F. Armor, et M. V. K. Chari, « Nonlinear Transient Finite Element Field Computation for Electrical Machines and Devices », *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, n° 5, p. 1089-1096, mai 1983.
- [17] P. J. Turner, « Finite-Element Simulation of Turbine-Generator Terminal Faults and Application to Machine Parameter Prediction », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-2, n° 1, p. 122-131, mars 1987.
- [18] S. I. Nabeta, A. Foggia, J. L. Coulomb, et G. Reyne, « Finite element simulations of unbalanced faults in a synchronous machine », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, n° 3, p. 1561-1564, mai 1996.
- [19] A. Tessarolo, C. Bassi, et D. Giulivo, « Time-Stepping Finite-Element Analysis of a 14-MVA Salient-Pole Shipboard Alternator for Different Damper Winding Design Solutions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 6, p. 2524-2535, juin 2012.
- [20] D. K. Sharma, D. H. Baker, J. W. Dougherty, M. D. Kankam, S. H. Minnich, et R. P. Schulz, « Generator Simulation-Model Constants by Finite Elements: Comparison with Test Results », *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-5, n° 7, p. 48-48, juill. 1985.
- [21] R. Escarela-Perez, E. Campero-Littlewood, et T. Niewierowicz, « Efficient finite-element computation of synchronous machine transfer functions », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, n° 2, p. 1245-1248, mars 2002.
- [22] M. A. A. L et D. C. MacDonald, « Lumped modelling of open-circuit turbogenerator operational parameters », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, n° 3, p. 347-353, sept. 1999.
- [23] « Finite-element simulation of a generator on load during and after a three-phase fault - IEEE Journals & Magazine ». [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeexplore.ieee.org/document/182663/>. [Consulté le: 16-oct-2017].
- [24] K. Oberretl, M. J. Lees, et C. E. Tindall, « Field-theory analysis of saturation harmonics in induction machines », *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 121, n° 9, p. 1022-1024, sept. 1974.
- [25] I. Zagradisnik et B. Hribernik, « Influence of anisotropy of magnetic material on the saturation harmonics in the three-phase induction motor », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, n° 1, p. 491-494, janv. 1988.
- [26] F. P. de Mello et L. N. Hannett, « Representation of Saturation in Synchronous Machines », *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 1, n° 4, p. 8-14, nov. 1986.
- [27] J. Machowski, J. Bialek, et J. R. Bumby, *Power System Dynamics and Stability*. John Wiley & Sons, 1997.
- [28] Kundur, *Power System Stability And Control*. McGraw-Hill, 1994.
- [29] K. P. Kovacs, « On the Theory of Cylindrical Rotor A. C. Machines, Including Main Flux Saturation », *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-103, n° 4, p. 754-761, avr. 1984.

- [30] P. Vas, K. E. Hallenius, et J. E. Brown, « Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-1, n° 1, p. 103-112, mars 1986.
- [31] S. H. Minnich, R. P. Schulz, D. H. Baker, D. K. Sharma, R. G. Farmer, et J. H. Fish, « Saturation Functions for Synchronous Generators from Finite Elements », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-2, n° 4, p. 680-692, déc. 1987.
- [32] A. M. El-Serafi, A. S. Abdallah, M. K. El-Sherbiny, et E. H. Badawy, « Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, n° 4, p. 815-823, déc. 1988.
- [33] P. Run-hao, Z. Haisen, Z. Dongdong, et L. Jiakuan, « Analytical method for starting performance calculation of induction motors considering skin effect and leakage flux saturation », in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, p. 135-138.
- [34] M. A. Masadeh et P. Pillay, « Induction motor emulation including main and leakage flux saturation effects », in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, p. 1-7.
- [35] Z. Xinli, L. Yingli, et M. Liang, « Synchronous Machine Parameters Estimation Considering the Field Flux Leakage Saturation », in *2006 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, 2006, p. 492-492.
- [36] J. C. Flores, G. W. Buckley, et G. McPherson, « The Effects of Saturation on the Armature Leakage Reactance of Large Synchronous Machines », *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-103, n° 3, p. 593-600, mars 1984.
- [37] J. Cros *et al.*, *Simulation Methods for the Transient Analysis of Synchronous Alternators*. 2016.

Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques

II.1. Introduction	37
II.2. Définition générale du problème	39
II.2.1. Choix des variables	39
II.2.2. Représentation de l'intégration par schémas blocs.....	42
II.3. Modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ non-linéaire basé sur les cartographies des flux.....	44
II.3.1. Modèle linéaire	44
II.3.2. Modèle non linéaire dans le repère dq	45
II.3.3. Inversion de la relation flux-courant.....	47
II.3.4. Mise en œuvre et validation du modèle	51
II.4. Modèle $dq k_{sat}$ fondé sur les coefficients de saturation	54
II.4.1. Définition des courants magnétisants.....	54
II.4.2. Validation de la définition des courants magnétisants	55
II.4.3. Intégration des coefficients de saturation.....	57
II.4.4. Organisation de la simulation	63
II.4.5. Analyse des simulations	67
II.5. Évolutions potentielles de la modélisation saturée dynamique	72
II.5.1. Modèle dq non-linéaire [$L_{dqf-sat}$]	72
II.5.2. Modèle non-linéaire de type circuit sans boucle statique.....	73
II.6. Flux de fuites	78
II.6.1. Estimation des inductances de fuites par minimisation des flux.....	79
II.6.2. Deuxième méthode pour évaluer les inductances de fuites.....	84
II.7. Conclusion.....	86
II.8. Bibliographie.....	88

II.1. Introduction

Ce chapitre présente la modélisation dynamique non-linéaire de type circuit des machines synchrones. La durée importante des calculs demandés par les simulations avec les modèles EF nous contraint à utiliser des modèles simplifiés pour les études de stabilité des alternateurs connectés au réseau. Les modèles non-linéaires de type circuit pour les régimes établis et les régimes transitoires des machines à courant alternatif ont été développés par de nombreux auteurs [1][2][3][4][5][6][7][8][9]. Ce chapitre vise à établir une vision globale sur les modèles non-linéaires, à expliquer la nécessité d'avoir un modèle de type circuit précis et à obtenir des informations indispensables pour la mise en place d'un tel modèle. Il présente également les mécanismes physiques à l'origine des différences entre les modèles linéaires et non-linéaires et donne un état de l'art non-exhaustif des méthodes pour intégrer la saturation dans un modèle dq d'une machine synchrone sans amortisseurs. L'analyse de l'état de l'art des différents modèles dq non-linéaires a pour but de mettre en évidence leurs avantages et inconvénients et permettra de définir le choix d'une méthode pour intégrer la saturation dans le modèle d'un générateur synchrone comportant des amortisseurs. Ce chapitre expose et compare les outils pour développer un modèle dynamique non-linéaire pour la plupart des machines électriques.

II.2. Définition générale du problème

Avant de développer un modèle non-linéaire, nous allons faire le choix des variables qui seront utilisées pour l'intégration des équations différentielles et nous montrons comment la saturation intervient pour différencier la résolution par rapport au cas linéaire. L'organisation de la résolution est ensuite visualisée par des diagrammes de simulation.

II.2.1. Choix des variables

L'équation de départ pour l'analyse des transitoires des machines est l'équation de tension qui fait intervenir la dérivée du flux :

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Pour un circuit seul, le flux peut toujours être exprimé par un produit entre une inductance et un courant. Si l'inductance est constante, la dérivée du flux vaut :

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d(Li)}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Si le système est non-linéaire et l'inductance dépend du courant, la dérivée du flux devient plus compliquée à calculer et passe par la dérivée d'une fonction composée :

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d[L(i(t))i(t)]}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL(i(t))}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{di} \frac{di}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Ceci a une implication sur la complexité de la résolution des équations des modèles non-linéaires. Prenons par exemple un modèle dq non-linéaire d'une machine synchrone sans amortisseurs dans lequel la saturation croisée est négligée. On intègre les effets de la saturation avec les inductances d'un axe magnétique qui varient selon le courant de cet axe [10]. L'inductance L_q du circuit statorique q varie avec le courant statorique i_q et les inductances L_d , L_f et M_{af} varient avec le courant magnétisant i_{md} de l'axe d . Ce courant magnétisant peut être défini en associant les courants i_d et i_f [17] :

$$i_{md} = f(i_d, i_f) \quad (\text{II.4})$$

où i_d est la composante d'axe d du courant statorique et i_f est le courant inducteur.

Les flux ψ_d , ψ_q et ψ_f du modèle dq s'expriment par :

$$\psi_d = L_{s\sigma}i_d + k_d M_{dm}(i_{md})i_{md} \quad (\text{II.5})$$

$$\psi_q = L_{s\sigma}i_q + M_{qm}(i_q)i_q \quad (\text{II.6})$$

$$\psi_f = L_{f\sigma}i_f + k_f M_{dm}(i_{md})i_{md} \quad (\text{II.7})$$

où $L_{s\sigma}$ et $L_{f\sigma}$ sont les inductances de fuites des circuits au stator et du circuit inducteur, M_{dm} et M_{qm} sont les inductances magnétisantes dans les axes magnétiques d - q , i_q est la composante d'axe q du courant statorique, k_d et k_f sont respectivement les coefficients qui prennent en compte les nombre de spires des circuits d et f .

En supposant des inductances de fuites constantes, les dérivées des flux ψ_d , ψ_q et ψ_f sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} &= \frac{d}{dt} (L_{s\sigma}i_d + k_d M_{dm}(i_{md})i_{md}) \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= L_{s\sigma} \frac{di_d}{dt} + k_d \left(M_{dm} \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \frac{dM_{dm}}{di_{md}} \frac{di_{md}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_q}{dt} &= \frac{d}{dt} (L_{s\sigma}i_q + M_{qm}(i_q)i_q) \\ \frac{d\psi_q}{dt} &= L_{s\sigma} \frac{di_q}{dt} + M_{qm} \frac{di_q}{dt} + i_q \frac{dM_{qm}}{di_q} \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_f}{dt} &= \frac{d}{dt} (L_{f\sigma}i_f + k_f M_{dm}(i_{md})i_{md}) \\ \frac{d\psi_f}{dt} &= L_{f\sigma} \frac{di_f}{dt} + k_f \left(M_{dm} \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \frac{dM_{dm}}{di_{md}} \frac{di_{md}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Avec les dérivées des flux, les équations de Park du *chapitre I* permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - \omega \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \\ v_d &= R_s i_d - \omega (L_{s\sigma}i_q + M_{qm}(i_q)i_q) + L_{s\sigma} \frac{di_d}{dt} \\ &\quad + k_d \left(M_{dm} \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \frac{dM_{dm}}{di_{md}} \frac{di_{md}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{aligned} v_q &= R_s i_q + \omega (L_{s\sigma}i_d + k_d M_{dm}(i_{md})i_{md}) + L_{s\sigma} \frac{di_q}{dt} + M_{qm} \frac{di_{mq}}{dt} \\ &\quad + i_q \frac{dM_{qm}}{di_{mq}} \frac{di_{mq}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

$$v_f = R_f i_f + L_{f\sigma} \frac{di_f}{dt} + k_f \left(M_{dm} \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \frac{dM_{dm}}{di_{md}} \frac{di_{md}}{dt} \right) \quad (\text{II.13})$$

Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques à air des machines électriques

Si la saturation croisée est prise en compte, ces équations deviennent plus lourdes, la partie commune du flux dépend de deux courants i_1 et i_2 qui sont en quadrature et la dérivée de ce flux est donnée par

$$\frac{d\psi_1}{dt} = \frac{d[\psi_1(i_1(t), i_2(t))]}{dt} = \frac{\partial \psi_1}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi_1}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Ce développement des équations de tension montre que pour un modèle non-linéaire, une résolution avec les courants pour variables d'état passe par la connaissance de plusieurs coefficients variables. À chaque pas de simulation, il faut calculer les coefficients des dérivées des courants qui dépendent des valeurs des inductances et de leurs dérivées partielles. Pour la stabilité numérique de cette résolution, il faut s'assurer d'une continuité de ces dérivées.

En comparaison, le choix du flux comme variable d'état pour l'intégration d'un tel système d'équations est plus simple. La dérivée du flux est donnée directement par la tension et par le courant sans faire intervenir de coefficients variables.

II.2.2. Représentation de l'intégration par schémas blocs

Les équations de tension sous forme matricielle du modèle *abc* sont données par :

$$[v] = [R][i] + \left[\frac{d\psi}{dt} \right] \quad (\text{II.15})$$

Les équations du modèle *dq* sont données par :

$$[v] = [R][i] + [\omega][\psi] + \left[\frac{d\psi}{dt} \right] \quad (\text{II.16})$$

Les deux modèles de type circuit sont excités avec les tensions $[v]$. Les courants $[i]$ et les flux $[\psi]$ résultent de l'intégration de ces équations. Pour l'instant, la partie mécanique est simplifiée et la vitesse de rotation du rotor qui intervient par la matrice $[\omega]$ est supposée constante.

Le schéma bloc du modèle *abc* est présenté sur la *Fig.II.2.1*.

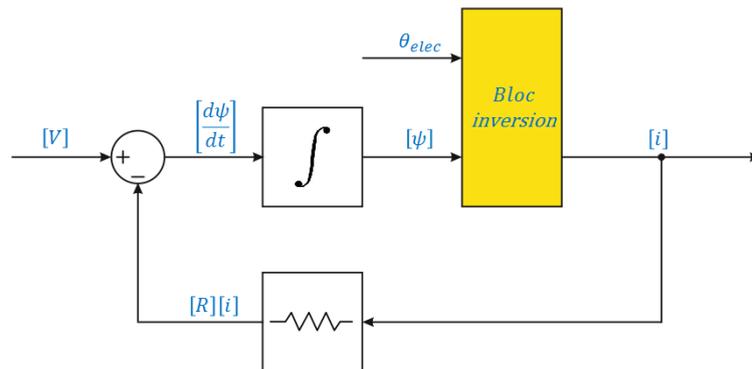


Fig.II.2.1 Schéma bloc général pour le modèle de type circuit dans le repère *abc*

En supposant que l'état magnétique de la machine ne dépend que des courants i_d , i_q et i_f qui représentent les courants circulant dans les bobines, la position du rotor n'intervient pas pour le schéma bloc du modèle *dq* qui est alors le suivant :

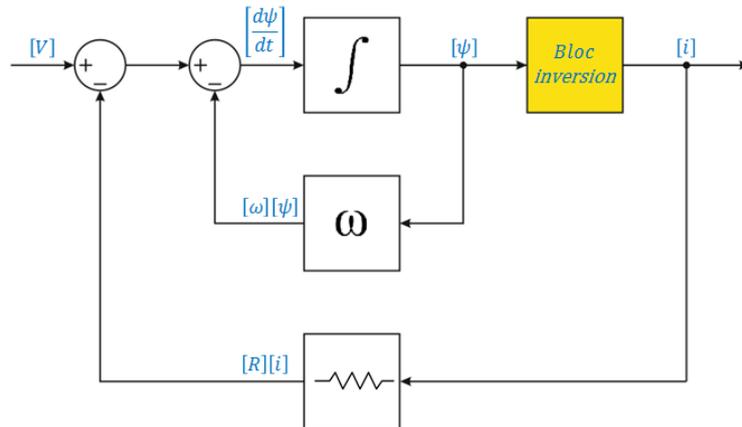


Fig.II.2.2 Schéma bloc général pour la résolution du modèle dq

En observant les deux schémas blocs pour l'intégration des modèles dynamiques, nous constatons qu'au cœur de la procédure de simulation où le flux est choisi comme variable d'état, nous devons obtenir les courants à partir de ces flux. C'est le problème rencontré avec les systèmes non-linéaires en utilisant la formulation en flux et c'est le rôle du bloc d'inversion. Ces deux schémas représentent le point commun de tous les modèles de type circuit. Ce qui diffère entre les modèles de type circuit sont :

- les paramètres électriques (tension, résistance,...),
- le nombre d'équations,
- la méthode pour l'inversion de la relation flux-courant,
- la méthode pour la représentation de la saturation dans le processus de résolution des équations

II.3. Modèle dq $\psi(i_d, i_q, i_f)$ non-linéaire basé sur les cartographies des flux

Afin de simplifier le problème dans un premier temps, nous allons commencer par la modélisation d'une machine sans circuits amortisseurs. Nous essayons d'améliorer le modèle dq , parce qu'il est plus adapté pour l'analyse de la stabilité et plus simple à utiliser que le modèle abc pour la régulation. Ce nouveau modèle non-linéaire sera comparé avec le modèle EF et avec le modèle dq linéaire. Nous faisons le choix du simulateur Simulink en raison de son caractère système et pour l'intégration des équations différentielles de Park selon un algorithme mis au point spécifiquement lors de l'étude et implémenté dans ce simulateur en utilisant la fonction «LookUp Tables (LUTs)».

II.3.1. Modèle linéaire

Pour le modèle linéaire, les flux sont donnés par la matrice d'inductance :

$$[\psi_{dqf}] = [L_{dqf}][i_{dqf}] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{af} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}M_{af} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Les courants sont obtenus directement en utilisant la matrice inverse :

$$[i_{dqf}] = [L_{dqf}]^{-1}[\psi_{dqf}] \quad (\text{II.18})$$

En développant l'équation (II.18), nous obtenons les courants en fonction des flux :

$$i_d = -\frac{2L_f}{3M_{af}^2 - 2L_dL_f}\psi_d + \frac{2M_{af}}{3M_{af}^2 - 2L_dL_f}\psi_f \quad (\text{II.19})$$

$$i_q = \frac{1}{L_q}\psi_q \quad (\text{II.20})$$

$$i_f = \frac{3M_{af}}{3 * M_{af}^2 - 2L_dL_f}\psi_d - \frac{2L_d}{3 * M_{af}^2 - 2L_dL_f}\psi_f \quad (\text{II.21})$$

Pour simuler un régime transitoire en modèle dq , il faut alors intégrer le système d'équations suivant :

$$\left[\frac{d\psi}{dt}\right] = [v] - [R][L_{dqf}]^{-1}[\psi] - [\omega][\psi] \quad (\text{II.22})$$

II.3.2. Modèle non linéaire dans le repère dq

Pour le cas du modèle non-linéaire, le circuit magnétique devenant saturé, les flux ne sont plus obtenus par une combinaison linéaire des courants avec les coefficients d'inductance.

On ne peut qu'écrire que chacun des flux du modèle dq est une fonction des 3 courants :

$$\psi = f(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.23})$$

Le système d'équations de la machine synchrone sans amortisseurs est alors :

$$\frac{d\psi_d(i_d, i_q, i_f)}{dt} = v_d - R_s i_d + \omega \psi_q(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.24})$$

$$\frac{d\psi_q(i_d, i_q, i_f)}{dt} = v_q - R_s i_q - \omega \psi_d(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.25})$$

$$\frac{d\psi_f(i_d, i_q, i_f)}{dt} = v_f - R_f i_f \quad (\text{II.26})$$

De plus, en prenant en compte l'hypothèse du premier harmonique et en négligeant les effets d'encoches, le couple électromagnétique sous conditions de saturation peut être exprimé par :

$$T_{em} = \frac{3p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (\text{II.27})$$

Pour le reste de manuscrit, on appelle ce modèle « le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ ».

Les flux ψ_d , ψ_q et ψ_f peuvent être présentés sous forme de cartographies. Chaque cartographie représente un flux en fonction des différents courants. Les cartographies des flux sont obtenues avec les simulations magnétostatiques à partir du modèle EF de la machine synchrone étudiée dans ce manuscrit. Sur la *Fig.II.3.1*, la méthode de réalisation des cartographies est présentée. Les plages des intensités des courants du modèle sont choisies en ayant à l'esprit les transitoires qui vont provoquer les amplitudes des courants les plus fortes. Une fois les valeurs extrêmes des courants i_{min} et i_{max} définies, il faut discrétiser les vecteurs des courants avec un pas assez important pour que la fabrication des cartographies ne soit pas trop longue et assez faible pour que l'interpolation entre les points de la cartographie soit précise. Les vecteurs des courants du modèle dq [$i_d\text{-vec}$], [$i_q\text{-vec}$] et [$i_f\text{-vec}$] sont définis comme suit :

- [$i_d\text{-vec}$] = { $i_d\text{-min}$: pas du courant i_d : $i_d\text{-max}$ }
- [$i_q\text{-vec}$] = { $i_q\text{-min}$: pas du courant i_q : $i_q\text{-max}$ }
- [$i_f\text{-vec}$] = { $i_f\text{-min}$: pas du courant i_f : $i_f\text{-max}$ }

Dans la première étape de calcul des cartographies des flux, on choisit trois valeurs issues des tableaux pour les trois courants i_d , i_q et i_f . Ensuite, la transformée inverse de Park est appliquée sur les courants statoriques i_d et i_q . Puis, les quatre courants (i_a , i_b , i_c et i_d) sont

Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques aire des machines électriques

utilisés dans le modèle EF pour la simulation magnétostatique. Pour obtenir la valeur moyenne du couple électromagnétique, les flux pour chaque combinaison des courants sont obtenus avec la méthode de l'article [11]. Cette méthode vise à minimiser le nombre de calculs en magnétostatique pour obtenir le couple moyen et les flux moyens dans le repère dq . À l'issue de cette simulation, quatre flux sont obtenus dans le repère abc . La transformée de Park est appliquée sur ces quatre flux pour obtenir trois flux (d, q, f) dans le repère de Blondel. Ces calculs sont faits pour toutes les combinaisons des courants i_d, i_q et i_f issues des vecteurs courants $[i_{d-vec}]$, $[i_{q-vec}]$ et $[i_{f-vec}]$.

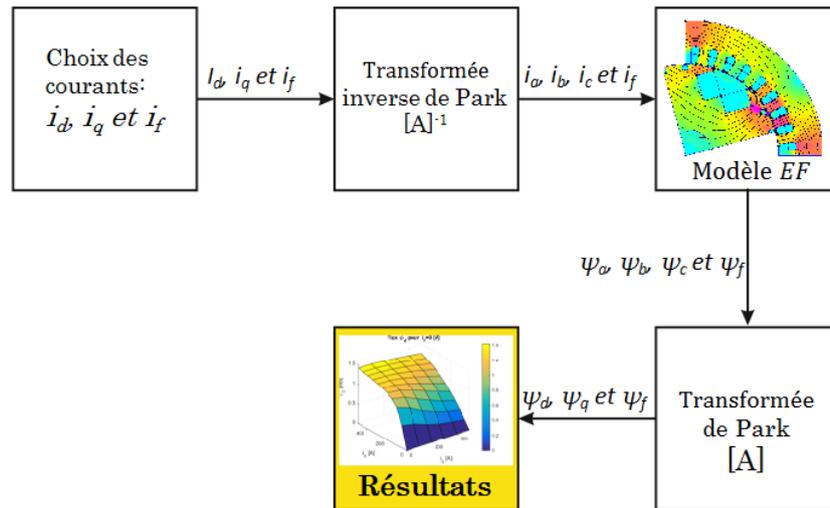


Fig.II.3.1 Procédure de calcul des cartographies de flux.

La Fig.II.3.2 permet de montrer l'évolution du flux ψ_d en fonction de deux courants statoriques i_d et i_q pour une valeur du courant inducteur i_f donnée. Dans l'annexe A.1., il y a 8 autres cartographies des flux. Ces figures montrent les évolutions des flux ψ_d, ψ_q et ψ_f en fonction des courants i_d, i_q et i_f . Sur toutes ces figures (à part celles où les flux sont tracés en fonction des courants i_d et i_f), la saturation croisée est bien visible.

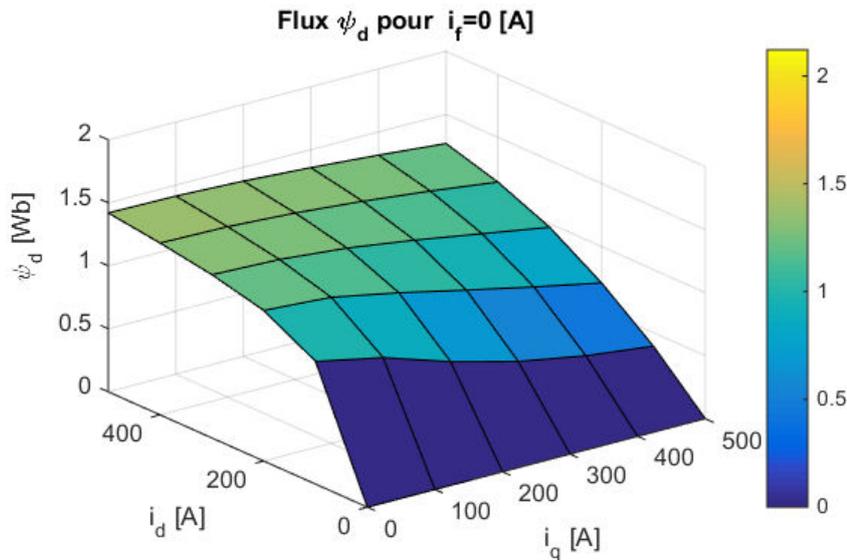


Fig.II.3.2 Cartographie du flux ψ_d en fonction des courants i_d et i_q pour le courant $i_f=0$ A.

Nous savons que pour intégrer les équations (II.24-II.26), il faut trouver les valeurs des courants du modèle dq pour des valeurs données des flux :

$$i_d = f_{id}(\psi_d, \psi_q, \psi_f) \quad (\text{II.28})$$

$$i_q = f_{iq}(\psi_d, \psi_q, \psi_f) \quad (\text{II.29})$$

$$i_f = f_{if}(\psi_d, \psi_q, \psi_f) \quad (\text{II.30})$$

Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons au calcul des courants à partir des flux.

II.3.3. Inversion de la relation flux-courant

Le problème posé par l'expression des courants en fonction des flux peut être abordé par au moins trois façons :

- faire un ajustement de fonction (Curve fitting) sur les données des cartographies des flux pour trouver une formulation analytique qui exprime des flux en fonction des courants. Dans un deuxième temps, trouver une fonction analytique inverse pour exprimer les courants en fonction des flux. Ceci va entraîner des écarts liés aux ajustements.
- à partir des cartographies des flux, produire des cartographies des courants en fonction des flux avec un algorithme non-linéaire.
- utiliser une troisième voie qui sera présentée dans le paragraphe II.4.

Les cartographies des flux peuvent être approximées avec les fonctions suivantes :

- les polynômes ;

- les fonctions rationnelles;
- les fonctions logistiques (Verhulst).
- Selon l'article [12], le choix des fonctions logistiques est le meilleur, parce qu'il permet de bien modéliser la saturation et d'éviter les problèmes d'instabilité numérique. Cette approche a été appliquée aux moteurs synchrones à aimant permanent[13] et aux machines à induction[14]. Dans le cas de la machine à rotor bobiné la situation est plus compliquée parce que dans l'axe d , il y a deux enroulements qui produisent de la force magnétomotrice (FMM). Ceci va produire trois fonctions qui dépendent de 3 variables qu'il faut inverser. Ce problème est compliqué par la présence des deux sources de FMM sur l'axe d dont l'effet sur une valeur de flux est délicat à discriminer.
 - Nous allons calculer les courants en fonction des flux en utilisant un algorithme d'optimisation qui va résoudre les équations non-linéaires. Les cartographies des flux en fonctions des courants serviront comme données d'entrées. Pour établir des cartographies des courants en fonction des flux, il faut choisir les pas des flux pour avoir des cartographies des courants assez précises d'une part, et pour que le temps des simulations des régimes transitoires d'autre part, ne soit pas trop long.

Les vecteurs flux du modèle dq $[\psi_{d-vec}]$, $[\psi_{q-vec}]$ et $[\psi_{f-vec}]$ sont définis comme suit :

- $[\psi_{d-vec}] = \{\psi_{d-min} : \text{pas du flux } \psi_d : \psi_{d-max}\}$
- $[\psi_{q-vec}] = \{\psi_{q-min} : \text{pas du flux } \psi_q : \psi_{q-max}\}$
- $[\psi_{f-vec}] = \{\psi_{f-min} : \text{pas du flux } \psi_f : \psi_{f-max}\}$
- Les valeurs extrêmes des vecteurs flux ψ_{min} et ψ_{max} sont choisies en prenant en compte les régimes établis et transitoires où la machine est la plus saturée. Après avoir défini les vecteurs flux $[\psi_{vec}]$ et calculé les cartographies des flux $f_{\psi}(i_d, i_q, i_f)$, on peut passer à la réalisation des cartographies des courants en fonctions des flux. Pour y arriver, nous devons résoudre un système de 3 équations non-linéaires pour toutes les combinaisons des valeurs des vecteurs des flux.
- Le système à résoudre contient :
 - 3 inconnues : les courants i_d , i_q et i_f ;
 - 3 fonctions :

$$\psi_d = f_{\psi_d}(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.31})$$

$$\psi_q = f_{\psi_q}(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.32})$$

$$\psi_f = f_{\psi_f}(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.33})$$

- Nous cherchons à minimiser les écarts entre les flux donnés par le système d'équations suivant :

$$\Delta\psi_d = \psi_{d-ref} - f_{\psi_d}(i_d, i_q, i_f) \quad (\text{II.34})$$

$$\Delta\psi_q = \psi_{q_ref} - f_{\psi_q}(i_d, i_q, i_f) \quad (II.35)$$

$$\Delta\psi_f = \psi_{f_ref} - f_{\psi_f}(i_d, i_q, i_f) \quad (II.36)$$

Le processus est résumé sur la figure suivante *Fig.II.3.3*.

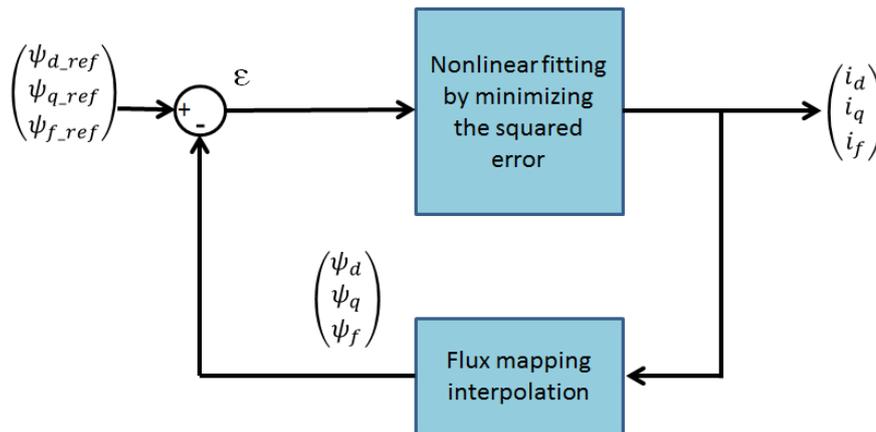


Fig.II.3.3 Diagramme simplifié pour illustrer l'inversion de la relation flux-courant [15]

Les fonctions f_{ψ_d} , f_{ψ_q} et f_{ψ_f} représentent les tableaux des flux en fonction des courants. Pour des valeurs données des courants, l'interpolation de type « *spline* » est utilisée. Les valeurs des flux ψ_{d_ref} , ψ_{q_ref} et ψ_{f_ref} viennent des vecteurs des flux $[\psi_{d_vec}]$, $[\psi_{q_vec}]$ et $[\psi_{f_vec}]$. Cette inversion est faite pour toutes les combinaisons des valeurs issues des vecteurs flux. On peut tracer l'évolution du courant i_q en fonction des flux dq sur la figure *Fig.II.3.4*. Les autres cartographies de courants sont présentées dans l'annexe A.2.

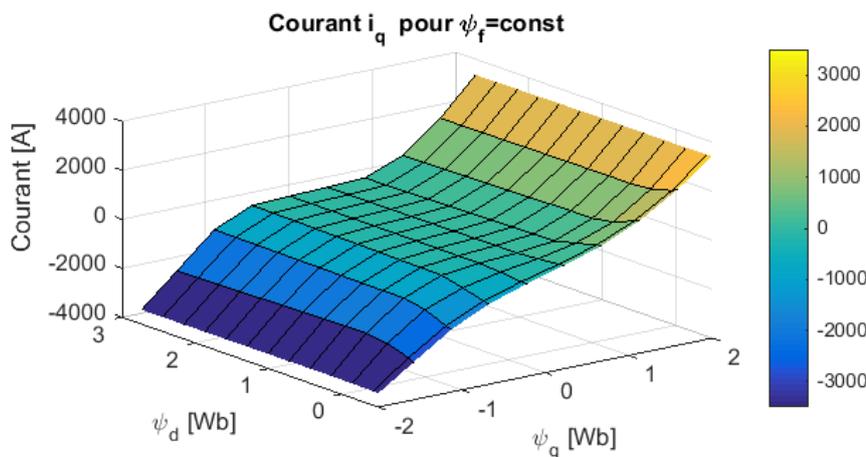


Fig.II.3.4 Cartographie du courant i_q en fonction des flux ψ_d et ψ_q pour le flux $\psi_f=const$

Dans les cartographies des courants en fonction des flux, il y a des points pour les combinaisons des flux impossibles à trouver dans une machine. Par exemple, il y a des combinaisons où le flux ψ_f a une valeur fortement négative et le flux ψ_d qui a une valeur fortement positive alors que ces deux valeurs n'apparaissent pas dans la machine en même temps. L'inversion est faite pour que les simulations des transitoires soient moins lourdes en temps de calcul. Dans la topologie de la machine pour les simulations, les courants en fonction des flux sont stockés dans les tableaux LUTs ou « LookUp Tables ».

Toutes les étapes de la création du modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ sont illustrées sur la Fig.II.3.5 La création du premier modèle peut prendre beaucoup de temps, mais une fois que les procédures pour la fabrication et l'inversion des cartographies sont mises en place, la réalisation de modèles similaires pour d'autres machines est largement écourtée. L'étape qui prend le plus de temps est la création des cartographies des flux. Pour ce modèle, cette étape a pris 15 jours à faire pour un seul ordinateur de type PC ordinaire. Le temps de calcul peut être réduit par des calculs distribués sur un réseau d'ordinateurs. L'inversion des cartographies des flux pour obtenir des cartographies des courants a pris 4 jours environ. Dans le cadre de nos études, les courants peuvent atteindre 15 fois leurs valeurs nominales. Si les courants, pendant les transitoires, atteignent des valeurs moins importantes, les valeurs extrêmes des vecteurs des courants i_{min} et i_{max} seront moins importantes. Par conséquent, le temps de calcul des cartographies des flux et de l'étape d'inversion peut être considérablement réduit.

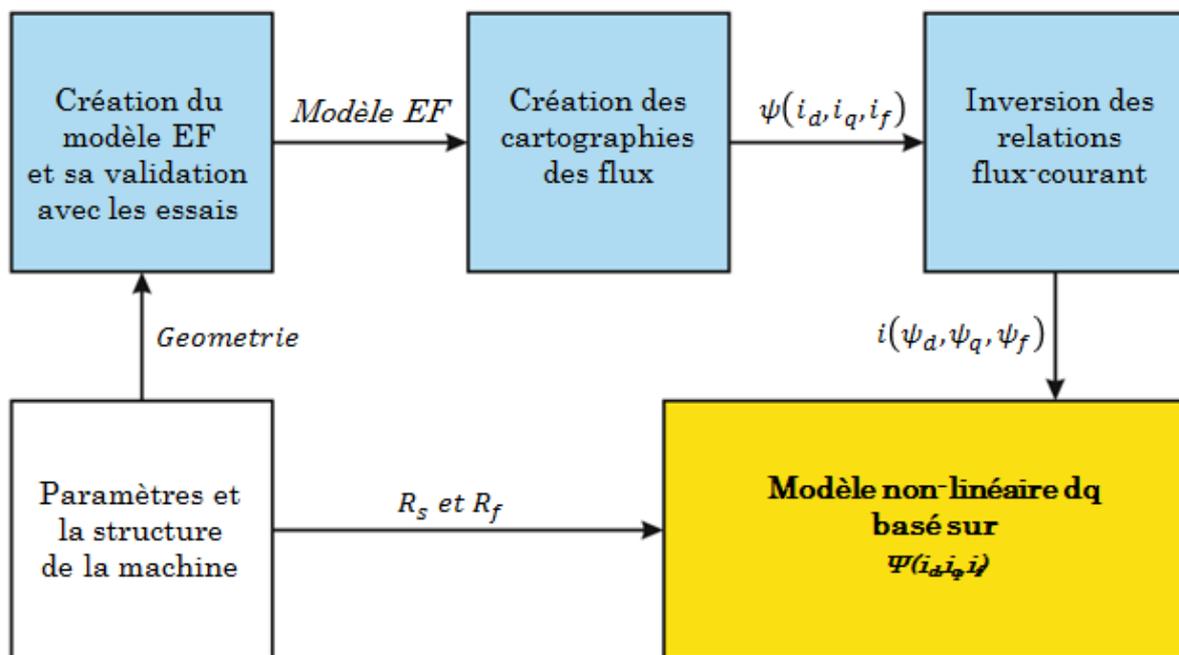


Fig.II.3.5 Étapes de la création du modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$

II.3.4. Mise en œuvre et validation du modèle

La mise en œuvre du modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ est d'abord réalisée pour simuler un court-circuit triphasé. Ceci permettra aussi de valider le comportement du modèle sur un cas test classique. La simulation est faite avec des conditions initiales à vide avant le court-circuit pour lequel les tensions statoriques sont été mises à 0 V (*Fig.II.3.6-II.3.7*). La vitesse du rotor et la tension de l'inducteur sont maintenues constantes. Le modèle dq non-linéaire a été comparé avec le modèle dq linéaire et le modèle *EF* (utilisé comme référence). Le choix d'un régime initial établi non saturé entraîne que les valeurs initiales des flux des 3 modèles sont similaires. Dans ces conditions de fonctionnement, la mise en court-circuit est très contraignante pour le courant inducteur. Sur la *Fig.II.3.11*, on observe une forte augmentation du courant inducteur i_f qui passe de 2 A en régime initial établi pour atteindre 100 A en pointe. A la figure *Fig.II.3.9*, le courant statorique i_b grimpe jusqu'à 1800 A. Avec une valeur efficace nominale du courant du stator de 216 A, la valeur atteinte représente environ six fois la valeur nominale du courant. Sur le plan mécanique, la figure *Fig.II.3.12* montre que le couple maximal dû à l'interaction entre les flux et les courants est obtenu 120 ° après la mise en court-circuit. Avec des courants transitoires plus élevés, le couple calculé par le modèle non-linéaire est supérieur à celui donné par le modèle linéaire. Le couple électromagnétique est le paramètre le plus impacté par l'hypothèse simplificatrice du premier harmonique d'espace. Le modèle ne prend pas en compte les effets des encoches au stator mais le couple calculé par le modèle reste proche de l'enveloppe moyenne du couple calculé par le modèle EF. Pour les courants, les réponses transitoires produites par le modèle proposé coïncident avec le modèle EF de référence. Par contre, le modèle dq linéaire, *Fig. II.3.8 - Fig. II.12*, donne des résultats qui sous-estiment les valeurs crêtes des courants au stator et au rotor ainsi que le couple.

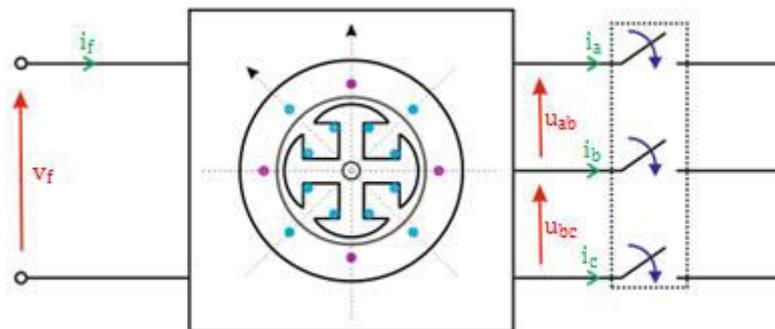


Fig.II.3.6 Topologie de la machine au moment de la validation

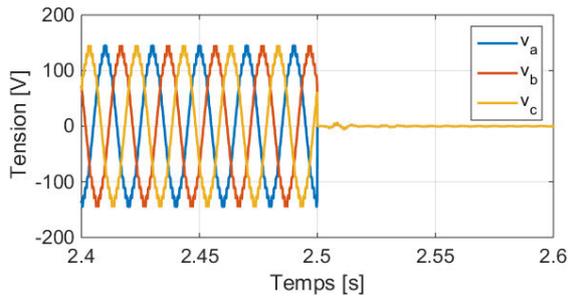


Fig.II.3.7 Tensions statoriques v_a , v_b et v_c

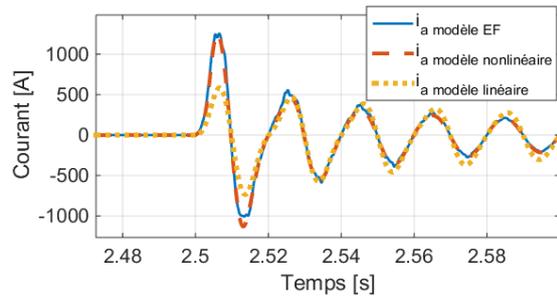


Fig.II.3.8 Courant statorique i_a

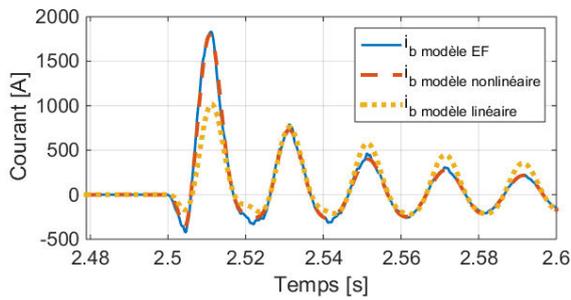


Fig.II.3.9 Courant statorique i_b

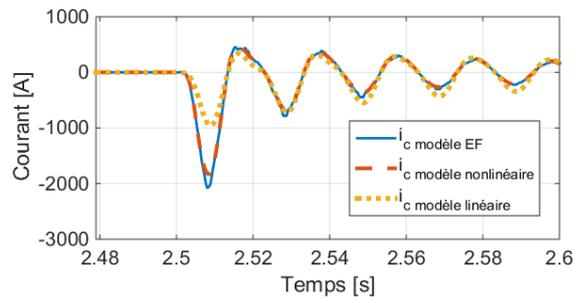


Fig.II.3.10 Courant statorique i_c

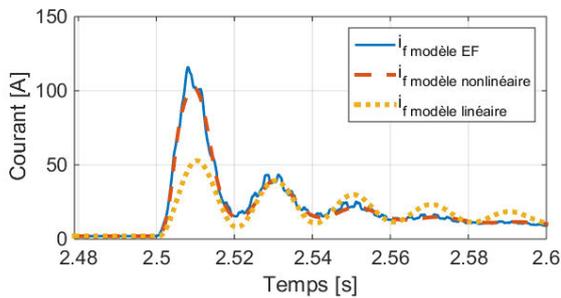


Fig.II.3.11 Courant inducteur i_r

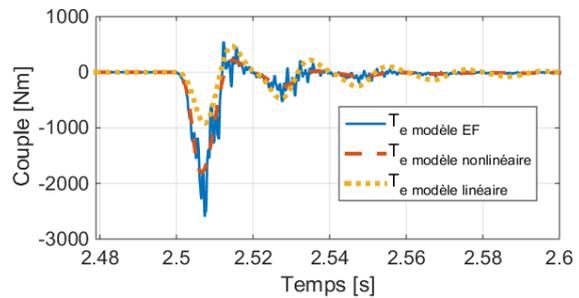


Fig.II.3.12 Couple électromagnétique T_e

Le modèle présenté dans ce sous-chapitre permet donc d'obtenir des résultats avec une précision comparable à celle du modèle *EF*. Il a été validé sur plusieurs cas de régimes transitoires. La précision du modèle *dq* proposé est justifiée par la modélisation de tous les types de saturation présentés dans le chapitre I, à savoir la saturation observable sur la courbe à vide, la saturation croisée et la saturation des inductances de fuites. En général, les modèles non-linéaires de type circuit ne contiennent pas de saturation des flux de fuites. La saturation croisée est modélisée avec des coefficients qui ont davantage un sens mathématique qu'un sens physique.

Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques aire des machines électriques

Le temps de calcul pour la simulation avec le modèle EF est d'environ 24 heures. Par contre, le temps de calcul pour la simulation avec le modèle proposé est d'environ 2 minutes. Ceci représente une amélioration importante pour les études dynamiques comme celles concernant la stabilité de la machine sur le réseau.

Nous pouvons obtenir encore une meilleure précision en faisant le même modèle dans le repère abc où chaque flux est exprimé en fonction des 4 courants et de la position du rotor :

$$\psi = f_{\psi}(i_a, i_b, i_c, i_f, \theta) \quad (\text{II.37})$$

Ce type de modèle prend ainsi en compte les harmoniques d'espace.

Le modèle présenté en [16] agit de la sorte mais il se limite à une machine faiblement saturée. Les courants de ce modèle ne dépassent pas deux fois leurs valeurs nominales. La réalisation des cartographies des flux du modèle abc prendrait ici au moins 10 fois plus de temps que pour le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$.

Une prochaine étape pourrait consister à faire un modèle avec les amortisseurs. Ceci se traduit par la dépendance des flux du modèle de 5 courants :

$$\psi = f(i_d, i_q, i_f, i_D, i_Q) \quad (\text{II.38})$$

Pour les raisons mentionnées ci-dessus, l'établissement des cartographies pour ce modèle avec 5 courants est très long. L'ajout des amortisseurs multiplie le temps de fabrication des cartographies des flux au moins d'un facteur 100. Avec du calcul distribué sur plusieurs cœurs, nous pourrions réduire le délai des calculs.

Néanmoins, nous allons utiliser le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ dans le chapitre VI pour les études de stabilité statique et de stabilité transitoire. Ces études sont donc faites sans prise en compte des amortisseurs. Dans le paragraphe II.4, nous allons proposer un modèle dq saturé alternatif sans amortisseurs en proposant une méthode différente.

II.4. Modèle dq k_{sat} fondé sur les coefficients de saturation

Nous venons de voir que le modèle dq $\psi(i_d, i_q, i_f)$ présenté au sous-chapitre II.3 n'est pas envisageable pour intégrer les amortisseurs sans disposer de moyens de calcul puissants. Nous nous orientons ainsi vers la création d'un modèle dq non-linéaire alternatif simplifié qui nous permettra d'incorporer les courants des amortisseurs. Il faut cependant noter que les hypothèses simplificatrices nécessitées par ce modèle réduiront sa précision.

Dans la section II.3 précédente, chacun des flux est exprimé en fonction des 3 courants du modèle dq . Pour aborder le problème d'une manière différente, nous exprimons un vecteur de flux magnétiques $[\psi_{saturé}]$ à partir des flux non saturés et en utilisant un coefficient de saturation.

On écrit ainsi avec les inductances du modèle non-saturé $[L_{non-saturé}]$, les courants $[i]$ et un facteur de saturation k_{sat} :

$$[\psi_{saturé}] = \frac{1}{k_{sat}} [\psi_{non-saturé}] = \frac{1}{k_{sat}} [L_{non-saturé}][i] \quad (\text{II.39})$$

Pour obtenir la même précision de calcul des flux saturés $[\psi_{saturé}]$ que dans le paragraphe II.3, on doit bien définir le paramètre k_{sat} . Le facteur de saturation k_{sat} est exprimé en fonction des courants d'un modèle. Pour modéliser la saturation avec les coefficients de saturation k_{sat} , nous devons établir des courants magnétisants i_{mag} et des rapports de transformations k_{tran} . D'abord, nous allons définir les courants magnétisants selon les axes magnétiques $d-q$. Ensuite, le rapport de transformation sera étudié. Enfin, nous calculerons et vérifierons la précision des facteurs de saturation.

Nous finirons par l'intégration de ces termes dans le diagramme de simulation. Les résultats à l'issue du modèle présenté dans ce paragraphe seront comparés à ceux fournis par le modèle dq $\psi(i_d, i_q, i_f)$ et le modèle dq linéaire. À partir de maintenant, pour faciliter de nombreuses comparaisons entre les modèles, le modèle dq non-linéaire présenté dans ce paragraphe sera appelé «le modèle dq k_{sat} ».

II.4.1. Définition des courants magnétisants

Un point subtil dans les modèles avec les coefficients de saturation concerne la définition des courants magnétisants. Le modèle dq k_{sat} , qui sera développé dans cette section, a 3 courants : i_d , i_q et i_f . Pour réduire la complexité des calculs, ces courants sont regroupés selon deux axes magnétiques : l'axe d et l'axe q . Les courants magnétisants représentent les forces magnétomotrices selon ces deux axes magnétiques. À la place des 3 courants pour déterminer le niveau de saturation de la machine, nous allons utiliser deux courants magnétisants i_{d-mag} et i_{q-mag} . La bonne définition des courants magnétisants

devrait permettre de bien estimer l'influence de chacun des courants du modèle sur la *FMM* selon les axes magnétiques *d-q*.

Avec les modèles basés sur des schémas équivalents de type circuit, les courants magnétisants du modèle *dq* avec les amortisseurs classiques sont définis comme suit [1][7][8] :

$$i_{d-mag} = i_d + i_f + i_D \quad (\text{II.40})$$

$$i_{q-mag} = i_q + i_Q \quad (\text{II.41})$$

Cette définition des courants magnétisants est à l'origine des premiers modèles *dq* comprenant les amortisseurs, où l'hypothèse simplificatrice d'égalité des inductances mutuelles fut appliquée. Dans le cadre de cette définition, l'influence des courants d'amortisseurs est généralement surestimée, et l'influence du courant inducteur sous-estimée.

La méthode de calcul des courants magnétisants du modèle *dq* non-linéaire sans amortisseurs proposée ici prend en compte les rapports des nombres de spire de chacun des circuits du modèle. Sur l'axe *d*, on choisit de ramener les courants au niveau du circuit inducteur, on a donc :

$$i_{d-mag} = i_f + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_{af}} i_d = i_f + k_{tran-f} i_d \quad (\text{II.42})$$

$$i_{q-mag} = i_q \quad (\text{II.43})$$

Le coefficient k_{tran-f} est le rapport de transformation, qui ramène le courant i_d au niveau de celui du circuit f . et le courant magnétisant est noté i_{d-mag} dans l'axe d . Le courant magnétisant est noté i_{q-mag} dans l'axe q . L_{af} représentant l'inductance magnétisante non-saturée du circuit f . Dans un premier temps, le rapport de transformation k_{tran-f} est calculé avec les valeurs non-saturées de l'inductance propre du circuit inducteur et de la mutuelle entre le stator et le rotor M_{af} . Il se définit avec le rapport des nombres de spires entre ces 2 circuits. Nous faisons l'hypothèse que l'impact de chacun des courants sur les courants magnétisants est linéaire et que le rapport de transformation ne varie pas avec le changement du niveau de saturation. Dans le paragraphe suivant, nous vérifierons le degré de validité de cette hypothèse.

II.4.2. Validation de la définition des courants magnétisants

Le principe de calcul avec les courants magnétisants peut être validé en comparant les valeurs des flux obtenues pour différentes combinaisons des courants dans les bobines selon la méthode illustrée à la figure *Fig. II.4.1* La structure est excitée une première fois par un courant magnétisant créé par une bobine et les résultats obtenus sont comparés à ceux donnés lors d'une seconde excitation de la structure par un courant magnétisant créé par l'autre bobine. Le courant inducteur i_f avec une valeur donnée i_{f-1} est introduit dans le

modèle EF pour une simulation magnétostatique et récupérer les flux captés par chaque bobine à l'issue de cette simulation. Ensuite, nous déterminons le courant i_{d1} pour garder le courant magnétisant identique au précédent (équation II.44) et le courant statorique i_{d1} est inséré dans le modèle EF.

$$i_{f-donné} = \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_{af}} i_d = k_{tran-f} i_d \quad (II.44)$$

$$i_{d1} = \frac{L_{af}}{3 M_{af}} i_{f1}$$

À l'issue de la simulation magnétostatique avec le courant statorique i_{d1} , nous obtenons les flux qui sont comparés avec les flux de la première simulation magnétostatique réalisée avec le courant i_{f1} .

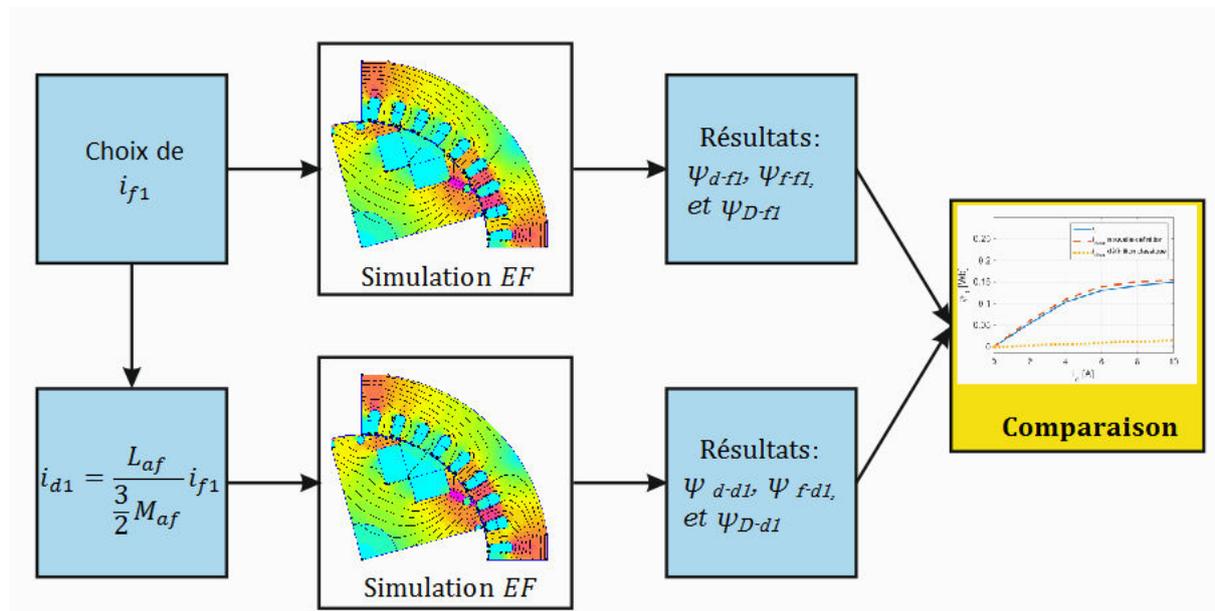


Fig.II.4.1 Procédure pour comparer la précision des courants magnétisants

Avec un courant magnétisant identique pour les deux cas, les résultats devraient être très proches et obtenir des flux similaires dans l'axe d (le flux dans l'axe q est nul). Les courbes Fig.II.4.2-II.4.3 donnent l'évolution du flux inducteur et du flux statorique en fonction du courant magnétisant obtenu avec les deux sources différentes. Les courbes des flux avec l'indice « f » représentent les courbes calculées avec le courant inducteur i_{f1} . Les courbes des flux avec l'indice « d » représentent les courbes calculées avec le courant statorique i_{d1} . Pour les deux cas de calcul, les deux courbes du flux inducteur ψ_f comme celles du flux statorique ψ_d sont légèrement différentes, parce qu'ils comprennent aussi les flux de fuites. Hormis ce faible écart, en particulier sur le flux inducteur, ces résultats valident l'utilisation des courants magnétisants. Les courbes avec l'indice « d -classique» représentent les flux où nous utilisons l'équation (II.40) pour calculer le courant magnétisant i_{d-mag} et mettent en évidence la nécessité de considérer le coefficient de transformation. Ces courbes montrent bien que le flux de bobine est principalement lié au

courant magnétisant et que le calcul des courants dans chaque bobine sera possible grâce au flux de fuite.

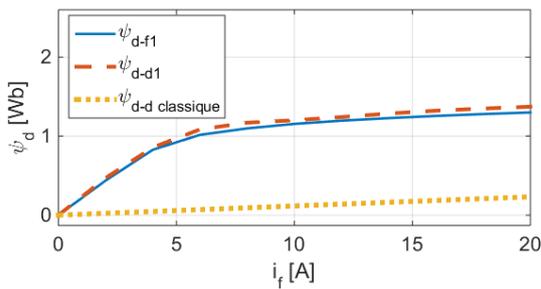


Fig.II.4.2 Évolutions du flux ψ_d pour deux sources de courants magnétisants

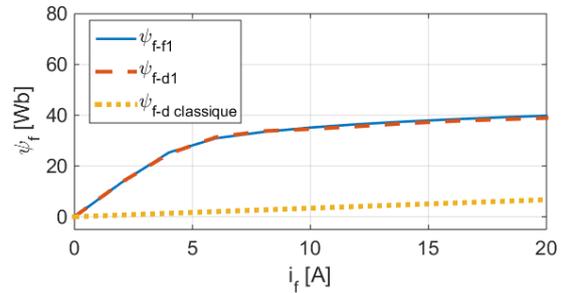


Fig.II.4.3 Évolutions du flux ψ_f pour deux sources de courants magnétisants

Les courants magnétisants permettent de réduire le nombre de courants pour décrire la saturation de la machine. Ainsi, nous les utilisons comme variables des fonctions non-linéaires des facteurs de saturation.

II.4.3. Intégration des coefficients de saturation

Certains modèles non-linéaires de type circuit utilisent la définition suivante pour calculer le facteur de saturation k_{sat} :

$$k_{sat}(i_f) = \frac{E_{lin}}{E_{non-lin}}$$

avec

(II.45)

$$E_{lin} = M_{af} i_f \omega / \sqrt{2}$$

$$E_{non-lin} = f_{\text{à vide}}(i_f)$$

E_{lin} est la valeur efficace de la force électromotrice obtenue avec l'inductance mutuelle stator-rotor non-saturée et $E_{non-lin}$ est la force électromotrice obtenue avec les mesures expérimentales à vide, c'est-à-dire avec le courant rotorique comme seule composante du courant magnétisant.

Sur Fig.II.4.4, le flux statorique ψ_d en fonction du courant statorique i_q et du courant magnétisant d'axe d limité au courant rotorique i_f est présenté. Ce flux est dépourvu du flux de fuite au stator et ne contient que la partie magnétisante du flux ψ_d capté par le circuit statorique d . On appellera ce flux « le flux magnétisant » ; on le désigne par le symbole ψ_{d-mag} . Le flux magnétisant ψ_{d-mag} peut être représenté en fonction des courants magnétisants définis dans le paragraphe précédent.

Le coefficient de saturation présenté ci-dessus peut donc s'exprimer en faisant intervenir ce flux :

$$E_{non-lin} = \psi_{d-mag}(i_f) \omega / \sqrt{2}$$

$$k_{sat}(i_f) = \frac{E_{lin}}{E_{non-lin}} = M_{af} i_f / \psi_{d-mag}(i_f)$$

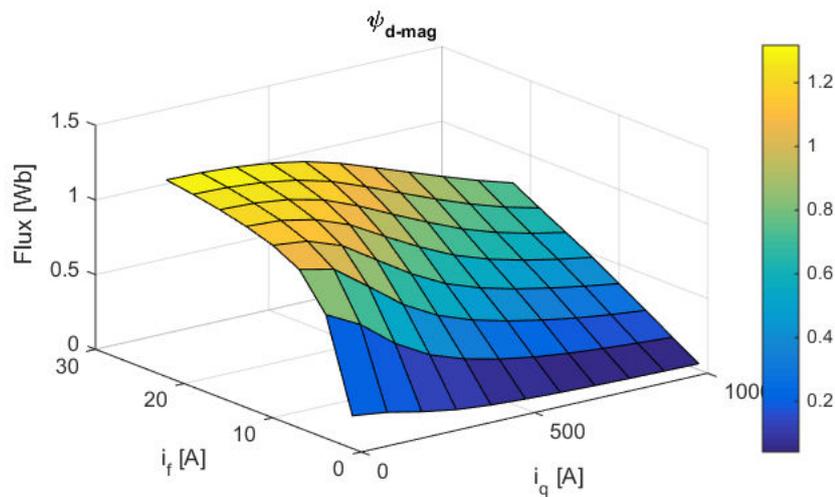


Fig.II.4.4 Flux magnétisant ψ_{d-mag} selon le courant statorique i_q et le courant inducteur i_f

En tenant compte de l'effet du courant d'axe q , nous définissons le coefficient de saturation de façon différente. Comme les flux dans les deux axes magnétiques $d-q$ varient différemment selon les courants magnétisants, nous pouvons aussi définir deux facteurs de saturation : k_{sat-d} pour l'axe d et k_{sat-q} pour l'axe q .

Le coefficient de saturation k_{sat-d} dans l'axe d est défini par :

$$k_{sat-d}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) = \frac{M_{af} i_f}{\psi_{d-mag}(i_{d-mag}, i_{q-mag})}$$

avec

(II.46)

$$i_{d-mag} = i_f + k_{tran-f} i_d$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

Le coefficient de saturation k_{sat-q} pour le flux dans l'axe q est calculé par :

$$k_{sat-q}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) = \frac{L_q i_q}{\psi_q(i_{d-mag}, i_{q-mag})}$$

avec

(II.47)

$$i_{d-mag} = i_f + k_{tran-f} i_d$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

Les évolutions des coefficients sont tracées sur les figures (Fig.II.4.5-II.4.6).

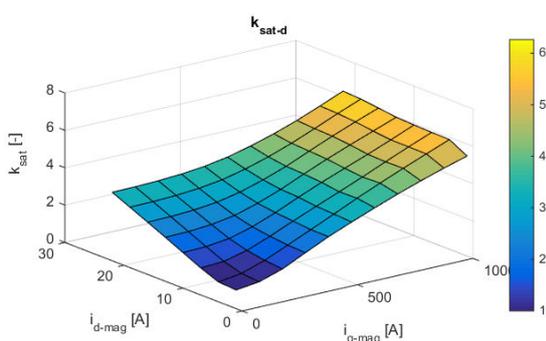


Fig.II.4.5 Coefficient k_{sat-d} dans l'axe d selon les courants magnétisants

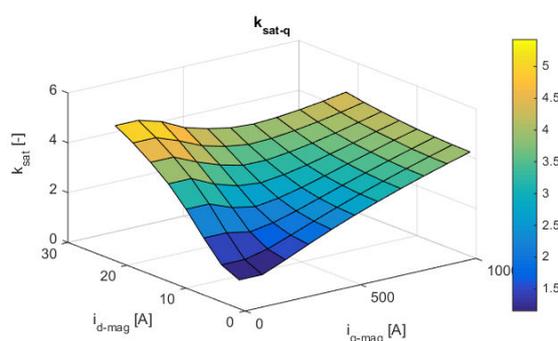


Fig.II.4.6 Coefficient k_{sat-q} dans l'axe q selon les courants magnétisants

Avec ces définitions des courants magnétisants et des coefficients de saturation, on définit les flux du modèle dq k_{sat} (ψ_{d-calc} , ψ_{q-calc} et ψ_{f-calc}) comme suit :

$$\psi_{d-EF} = f_{\psi_{dEF}}(i_d, i_q, i_f) \approx \frac{L_d i_d + M_{af} i_f}{k_{sat-d}} = \psi_{d-calc} \quad (II.48)$$

$$\psi_{q-EF} = f_{\psi_{qEF}}(i_d, i_q, i_f) \approx \frac{L_q i_q}{k_{sat-q}} = \psi_{q-calc} \quad (II.49)$$

$$\psi_{f-EF} = f_{\psi_{fEF}}(i_d, i_q, i_f) \approx \frac{L_f i_f + 1.5 M_{af} i_d}{k_{sat-d}} = \psi_{f-calc} \quad (II.50)$$

Cette approche de la prise en compte des effets de la saturation traite la saturation du circuit magnétique plus globalement que la méthode EF . En outre des hypothèses simplificatrices utilisées pour définir les courants magnétisants, on suppose que les inductances de fuites saturent de la même manière que les inductances magnétisantes. Ceci va permettre d'éviter des problèmes numériques lors du calcul des transitoires et simplifiera la fabrication du modèle. Dans le paragraphe suivant, nous évaluons les écarts créés par ces hypothèses simplificatrices.

II.4.3.1. Influence des coefficients de saturation sur le flux ψ_f

Nous validons l'approche pour modéliser des effets de la saturation en comparant le flux du circuit inducteur ψ_{f-EF} à l'issue des simulations du modèle EF et le flux inducteur ψ_{f-calc} à l'issue du calcul avec l'équation (II.51).

$$\psi_{f-calc} = \frac{L_f i_f}{k_{sat-d}}$$

Avec

$$k_{sat-d} = f_{ksatd}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) \quad (II.51)$$

$$i_{d-mag} = i_f$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

$$i_d = 0 \text{ A}$$

Dans les deux modèles, on introduit le courant statorique i_q et le courant inducteur i_f pour une large plage d'intensités. La comparaison entre le flux du circuit f ψ_{f-EF} obtenu avec le modèle EF et celui ψ_{f-calc} du modèle $dq k_{sat}$ est présentée sur la Fig.II.4.7.

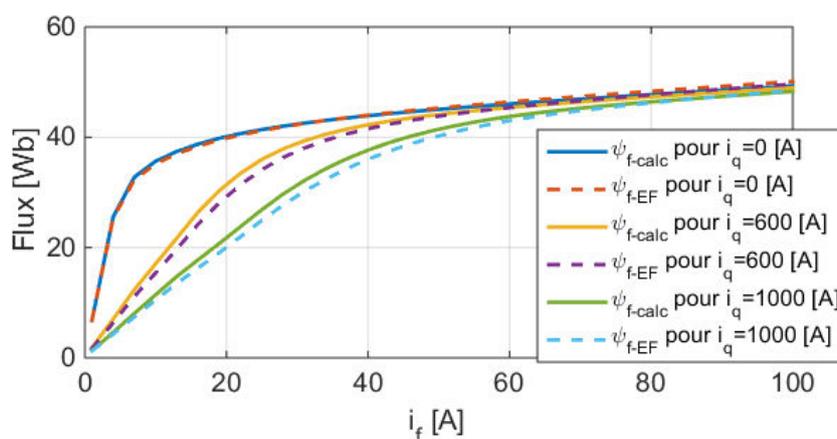


Fig.II.4.7 Comparaison des flux ψ_f obtenus avec le modèle EF et le modèle $dq k_{sat}$

II.4.3.2. Influence des coefficients de saturation sur le flux ψ_d

La seconde validation consiste à vérifier si le flux statorique ψ_d peut aussi être modélisé avec un seul facteur de saturation k_{sat-d} . Nous validons notre approche pour modéliser des effets de la saturation en comparant le flux du circuit d ψ_{d-EF} à l'issue des simulations magnétostatiques du modèle EF et le flux statorique de l'axe d ψ_{d-calc} à l'issue du calcul (II.52). Suivant l'équation (II.52), le courant statorique i_d est ramené au circuit f avec le rapport de transformation k_{tran-f} pour pouvoir calculer le facteur de saturation k_{sat-d} .

$$\psi_{d-calc} = \frac{L_d i_d}{k_{sat-d}}$$

avec

$$k_{sat-d} = f_{ksatd}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) \quad (II.52)$$

$$i_{d-mag} = k_{tran-f} i_d$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

$$i_f = 0 \text{ A}$$

Dans les deux modèles, on introduit les deux courants statoriques i_d et i_q sur une large plage d'intensités. La comparaison entre le flux ψ_{d-EF} obtenu avec le modèle EF et le flux ψ_{d-calc} du modèle $dq k_{sat}$ est présentée sur la *Fig.II.4.8*.

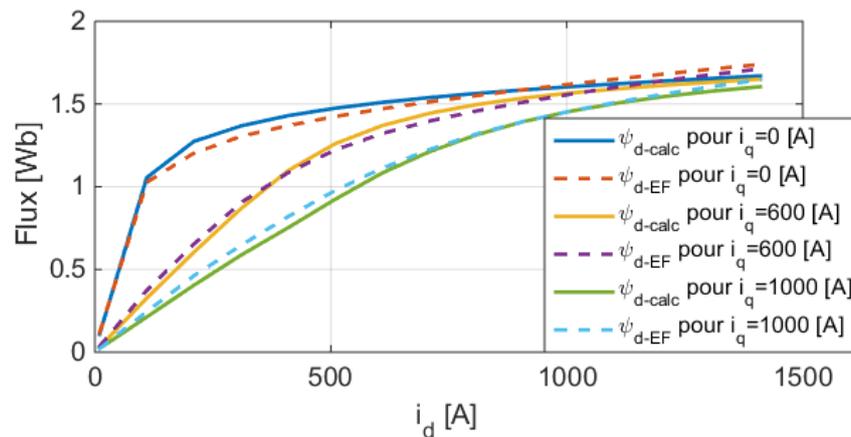


Fig.II.4.8 Comparaison des flux ψ_d obtenus avec le modèle EF et le modèle $dq k_{sat}$

Les écarts observés dans la deuxième validation pour le flux statorique ψ_d sont plus importants que pour le flux rotorique ψ_f , parce que les fuites magnétiques sont plus importantes pour le bobinage au stator.

II.4.3.3. Influence des coefficients de saturation sur le flux ψ_q

La troisième validation consiste à vérifier si le flux statorique ψ_q peut être modélisé avec le facteur de saturation k_{sat-q} . Nous validons notre approche pour modéliser des effets de la saturation en comparant le flux ψ_{q-EF} du circuit q à l'issue des simulations du modèle EF et le flux statorique ψ_{q-calc} de l'axe q à l'issue des calculs du flux. Suivant l'équation (II.53), le courant statorique i_d est ramené au circuit f avec le rapport de transformation k_{tran-f} pour pouvoir calculer le facteur de saturation k_{sat-q} dans l'axe q .

$$\psi_{q-calc} = \frac{L_q i_q}{k_{sat-q}}$$

avec

$$k_{sat-q} = f_{ksatq}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) \quad (II.53)$$

$$i_{d-mag} = k_{tran-f} i_d$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

$$i_f = 0 \text{ A}$$

Dans les deux modèles, on introduit les deux courants statoriques i_d et i_q pour une large plage des intensités. On récupère ensuite les flux ψ_{q-EF} et ψ_{q-calc} de l'axe q à l'issue de ces deux modèles. La comparaison entre le flux ψ_{q-EF} obtenu avec le modèle EF et le flux ψ_{q-calc} du modèle $dq_{k_{sat}}$ est présentée sur la *Fig.II.4.9*.

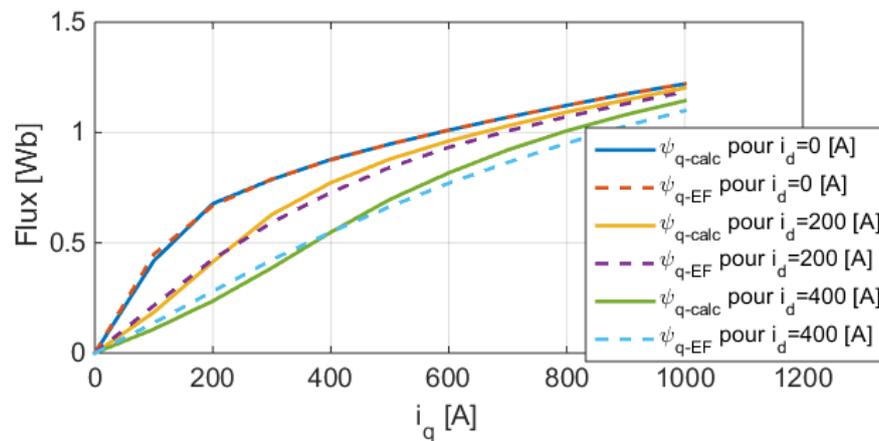


Fig.II.4.9 Comparaison des flux ψ_q obtenus avec le modèle EF et le modèle $dq_{k_{sat}}$

Comme prévu, plus on augmente l'intensité du courant statorique i_d , plus des écarts deviennent importants. Les deux facteurs de saturation peuvent être obtenus pour différentes valeurs des courants i_f et i_d de l'axe d . Cela engendre une simplification, parce que le courant statorique i_d affecte d'une manière différente l'inductance de fuites du flux statorique ψ_q que le courant inducteur i_f . Malgré tout, ces comparaisons nous montrent que les deux facteurs de saturation k_{sat-d} et k_{q-sat} définis dans le paragraphe *II.4.3* permettent de modéliser les effets de la saturation d'une manière globale avec une précision satisfaisante. Cette manière de modéliser la saturation permet d'évaluer la saturation à vide et en charge. On peut procéder maintenant à l'intégration des courants magnétisants et des facteurs de saturation dans le modèle dynamique.

II.4.4. Organisation de la simulation

Les modèles non-linéaires de type circuit qui sont basés sur les facteurs de saturation sont très répandus dans la littérature, mais la méthode pour résoudre les équations du modèle d'un pas temporel à l'autre est rarement présentée. Dans ce paragraphe, nous allons traiter cet aspect qui est peu commenté.

II.4.4.1. Mise en équations de la boucle de convergence statique

Pour simuler un transitoire du modèle dq k_{sat} pour un pas temporel donné ($n+1$), on part avec des conditions initiales : $[\psi_n]$, $[i_n]$, $[k_{sat-n}]$. Le tableau $[\psi_n]$ correspond au vecteur des flux saturés, $[i_n]$ est le vecteur des courants et $[k_{sat-n}]$ est la matrice diagonale des facteurs de saturation du modèle dq k_{sat} au pas temporel n :

$$[\psi_n] = \begin{bmatrix} \psi_{d-n} \\ \psi_{q-n} \\ \psi_{f-n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

$$[i_n] = \begin{bmatrix} i_{d-n} \\ i_{q-n} \\ i_{f-n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$[k_{sat-n}] = \begin{bmatrix} k_{sat-d-n} & 0 & 0 \\ 0 & k_{sat-q-n} & 0 \\ 0 & 0 & k_{sat-d-n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

La matrice des coefficients $[k_{sat}]$ permet de transformer le vecteur des flux saturés $[\psi]$ en vecteur des flux non-saturés $[\psi_{non-saturé-calc}]$. Les flux saturés $[\psi_{n+1}]$ du pas temporel ($n+1$) sont d'abord calculés selon l'expression suivante :

$$[\psi_{n+1}] = [\psi_n] + \Delta t([V] - [R][i_n] - [\omega][\psi_n]) \quad (\text{II.57})$$

Où Δt est le pas de calcul de la simulation. En ayant le vecteur des flux saturés $[\psi_{n+1}]$, le vecteur des courants $[i_{n+1}]$ peut donc être calculé :

$$\begin{aligned} [i_{n+1}] &= [L_{dqf}]^{-1}([k_{sat-n+1}][\psi_{n+1}]) \\ &= [L_{dqf}]^{-1}[\psi_{non-saturé-calc-n+1}] \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

$[L_{dqf}]$ est la matrice des inductances non-saturées du modèle dq linéaire du paragraphe II.3.1. Les coefficients de saturation sont calculés avec les courants du modèle. Pour résoudre ce problème, on peut ajouter au modèle dq k_{sat} une boucle de convergence qui a pour but de trouver les courants $[i_{n+1}]$ qui minimisent le système d'équations suivant :

$$\Delta_d = \psi_{d-n+1} - \psi_{d-calc-n+1} = \psi_{d-n+1} - \frac{\psi_{d-non-saturé-n+1}}{k_{sat-d-n+1}} \quad (\text{II.59})$$

$$\Delta_q = \psi_{q-n+1} - \psi_{q-calc-n+1} = \psi_{q-n+1} - \frac{\psi_{q-non-saturé-n+1}}{k_{sat-q-n+1}} \quad (\text{II.60})$$

$$\Delta_f = \psi_{f-n+1} - \psi_{f-calc-n+1} = \psi_{f-n+1} - \frac{\psi_{f-non-saturé-n+1}}{k_{sat-d-n+1}} \quad (\text{II.61})$$

Ces équations sont présentées sous forme matricielle comme suit:

$$[\Delta] = [\psi_{n+1}] - [\psi_{calc-n+1}] = [\psi_{n+1}] - [k_{sat-n+1}]^{-1}[\psi_{non-saturé-n+1}] \quad (\text{II.62})$$

Où :

$$[\psi_{non-saturé-n+1}] = [L_{dqf}][i_{n+1}] = \begin{bmatrix} \psi_{d-non-saturé-n+1} \\ \psi_{q-non-saturé-n+1} \\ \psi_{f-non-saturé-n+1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Ce qu'on appelle dans ce paragraphe « *la boucle de la convergence statique* », cette boucle qui permet de trouver les courants du modèle $[i_{n+1}]$ à chaque pas temporel de la simulation.

II.4.4.2. Mise en place de la boucle de convergence statique

Les équations différentielles qui décrivent le modèle dq k_{sat} se traduisent par l'organigramme de simulation présenté sur la Fig.II.4.10 :

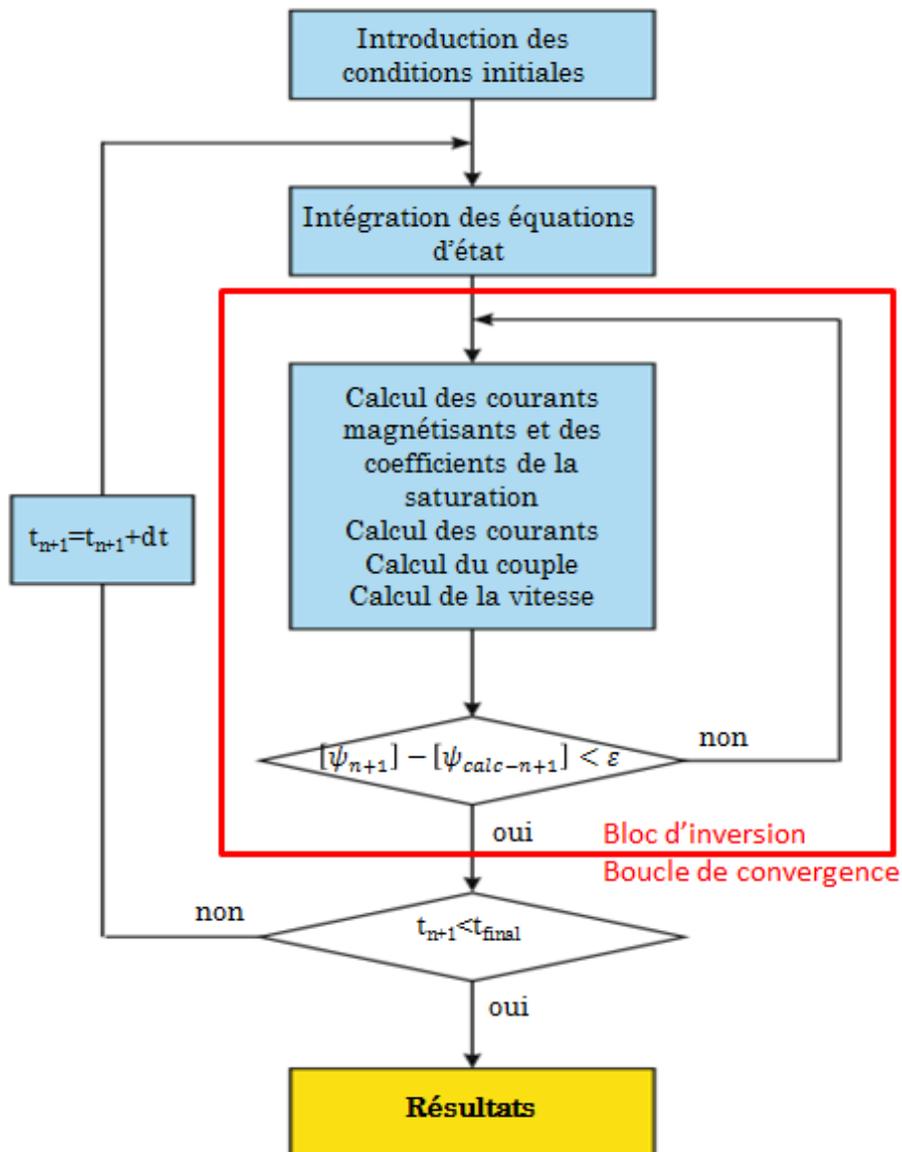


Fig.II.4.10 Organigramme de la simulation du modèle dq k_{sat} avec la boucle de convergence statique

Le bloc d'inversion de *Fig.II.4.10* du modèle dq k_{sat} intégrant la boucle de convergence statique est présenté sur la *Fig.II.4.11* :

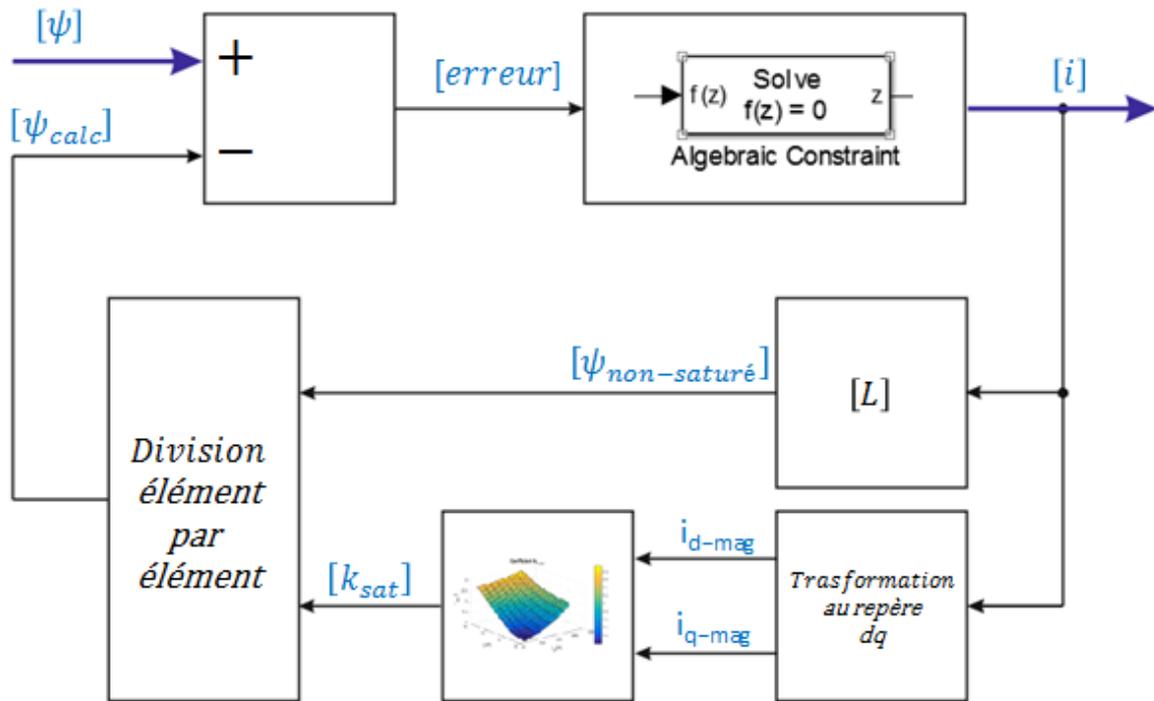


Fig.II.4.11 Diagramme de détail du « bloc d'inversion » pour incorporer la saturation dans le modèle dq k_{sat} avec la boucle de convergence statique

Dans Simulink, la boucle de convergence statique peut être réalisée par le bloc « *Algebraic Constraint* ».

II.4.5. Analyse des simulations

Après avoir défini les équations et créé le diagramme de simulation, on peut passer à l'analyse des performances du modèle $dq k_{sat}$ avec la boucle de convergence statique. On commence par l'analyse le comportement des 3 modèles (le modèle dq linéaire, le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ et le modèle $dq k_{sat}$) en régime établi. On compare ensuite les 3 modèles en simulation du court-circuit triphasé. Le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ est utilisé dans ces comparaisons comme la référence.

II.4.5.1. Régime établi

Le régime établi présenté dans ce paragraphe correspond au point de fonctionnement nominal. Cette simulation est faite pour montrer comment se comportent les différents paramètres du modèle $dq k_{sat}$. Pour ce point de fonctionnement, la machine est saturée. Pour tous les 3 modèles, on impose 3 tensions V_d , V_q et V_f qui excitent la machine :

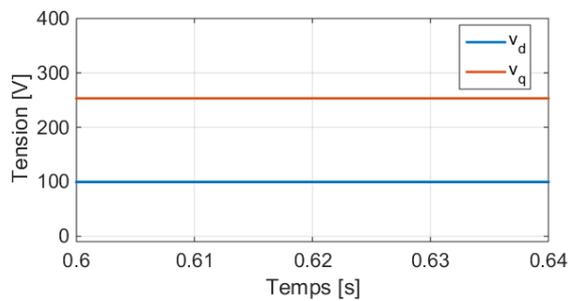


Fig.II.4.12 Tensions statoriques v_d et v_q

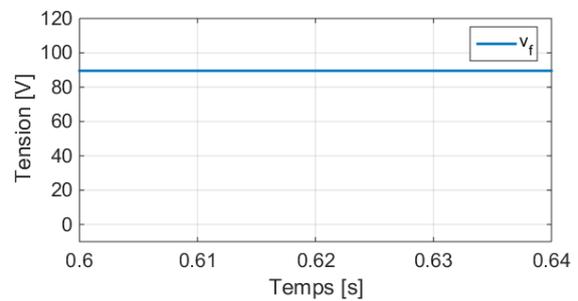


Fig.II.4.13 Tension de l'excitation v_f

Suite à l'excitation de la machine avec 3 tensions, on calcule les flux, les courants et les coefficients de saturation. Les Fig.II.4.14-II.4.16 présentent les 3 courants du modèle dq . Le plus grand écart entre le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ et le modèle $dq k_{sat}$ est observé pour le courant statorique dans l'axe q (Fig.II.4.15). Le courant inducteur est le même dans les trois cas, sa valeur est définie par la tension d'alimentation et la résistance du circuit.

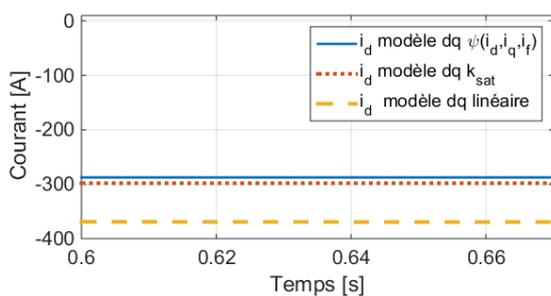


Fig.II.4.14 Courant statorique dans l'axe d i_d

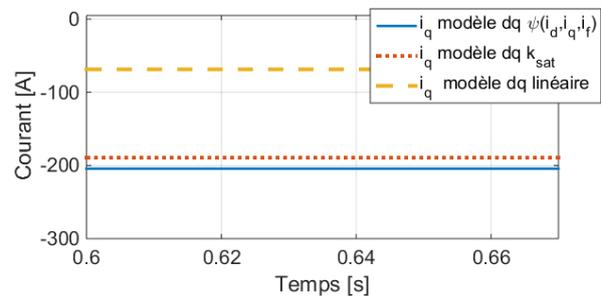


Fig.II.4.15 Courant statorique dans l'axe q i_q

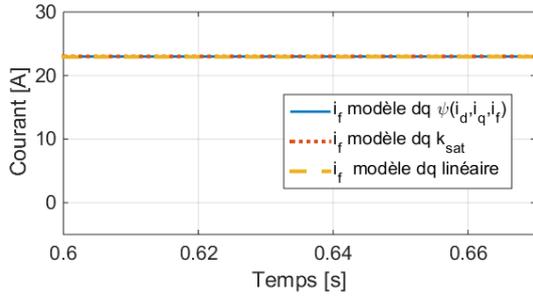


Fig.II.4.16 Courant inducteur i_f

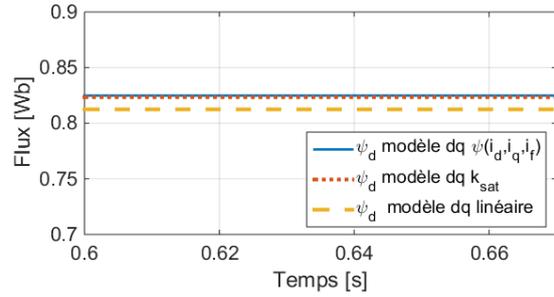


Fig.II.4.17 Flux statorique dans l'axe d ψ_d

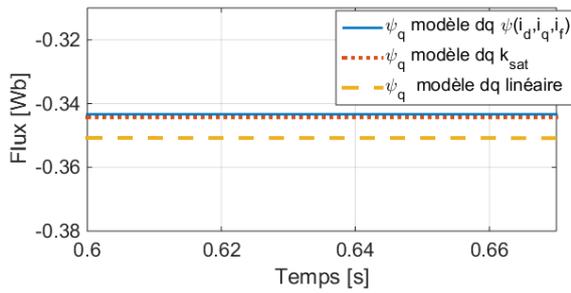


Fig.II.4.18 Flux statorique dans l'axe q ψ_q

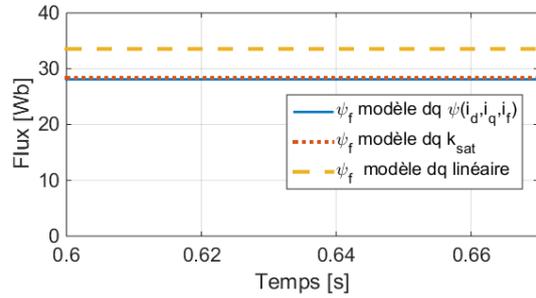


Fig.II.4.19 Flux inducteur ψ_f

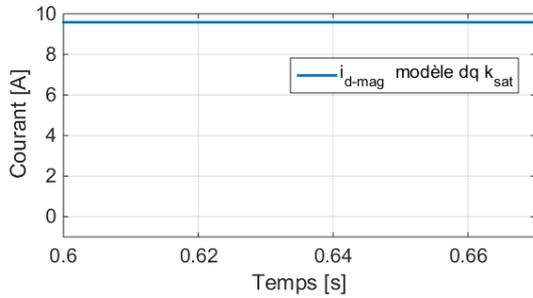


Fig.II.4.20 Courant magnétisant dans l'axe d i_{d-mag}

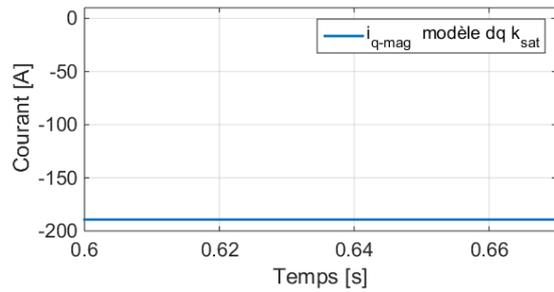


Fig.II.4.21 Courant magnétisant dans l'axe q i_{q-mag}

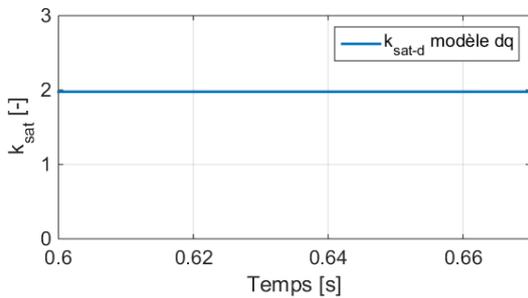


Fig.II.4.22 Facteur de saturation dans l'axe d k_{sat-d}

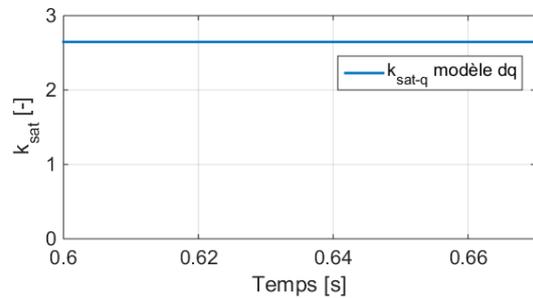


Fig.II.4.23 Facteur de saturation dans l'axe q k_{sat-q}

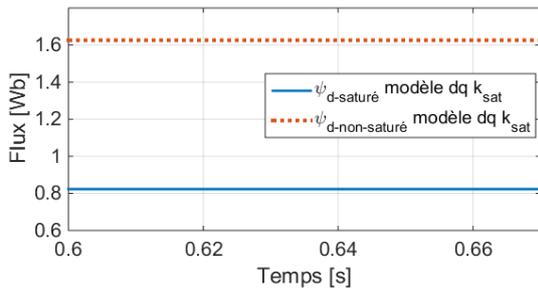


Fig.II.4.24 Comparaison des flux statorique dans l'axe d : $\psi_{d\text{-saturé}}$ et $\psi_{d\text{-non-saturé}}$

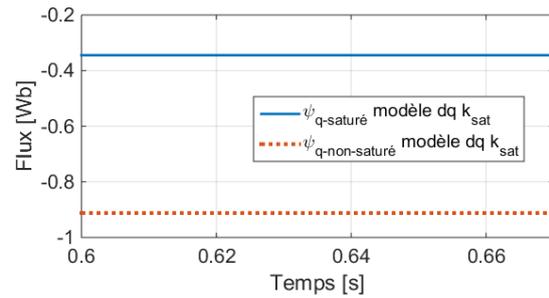


Fig.II.4.25 Comparaison des flux statorique dans l'axe q : $\psi_{q\text{-saturé}}$ et $\psi_{q\text{-non-saturé}}$

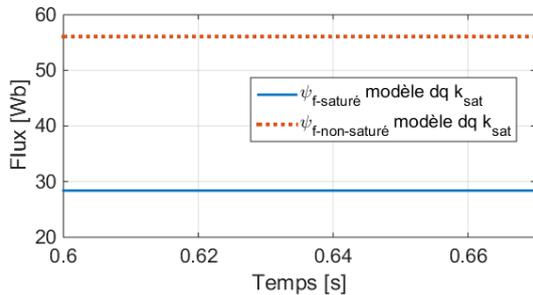


Fig.II.4.26 Comparaison des flux inducteur : $\psi_{f\text{-saturé}}$ et $\psi_{f\text{-non-saturé}}$

En régime établi, aux chutes de tension résistives près, les tensions statoriques définissant l'amplitude du flux stator, les Fig.II.4.17-II.4.19 montrent bien qu'en mode saturé pour les mêmes tensions à l'entrée des modèles, on obtient des flux peu différents entre le modèle linéaire et les modèles non-linéaires. Le courant magnétisant de l'axe d ramené en niveau de courant inducteur montre l'effet de la réaction d'induit qui s'oppose à la magnétisation du courant inducteur (Fig.II.4.20- II.4.21). Les Fig.II.4.22-II.4.23 montrent que la saturation selon les axes magnétiques d - q est différente pour les deux courants magnétisants donnés. L'axe d est muni d'un facteur moins élevé qui confirme la présence d'une réaction d'induit démagnétisante. Les Fig.II.4.24-II.4.25 présentent la comparaison entre le vecteur des flux non-saturés [$\psi_{non\text{-saturé}}$] et le vecteur des flux saturés [ψ_{calc}] de Fig.II.4.11 et de l'équation (II.62) du modèle $dq k_{sat}$. Ces comparaisons et principalement celle sur les courants des bobines montrent ici que le modèle $dq k_{sat}$, malgré l'approche plus globale pour intégrer la saturation, permet d'obtenir une précision proche de celle du modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ pour le régime établi.

II.4.5.2 Régime transitoire

On utilise le régime transitoire de court-circuit triphasé qui a déjà été présenté dans le paragraphe II.3.4. Le régime initial à vide étant choisi non saturé, toutes les valeurs (les flux et les courants) initiales des 3 modèles sont similaires. Les Fig.II.4.27- II.4.32 présentent les courants. De nouveaux, les plus grands écarts entre le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ et le modèle $dq k_{sat}$ sont observés pour le courant statorique dans l'axe q . Le modèle $dq k_{sat}$ modélise mieux la saturation du flux principal que la saturation des fuites magnétiques. Pendant les transitoires comme le court-circuit triphasé, les inductances de fuites jouent un rôle important. Pour cette raison, les écarts sur les courants entre les modèles non-linéaire pour ce régime transitoire sont plus importants.

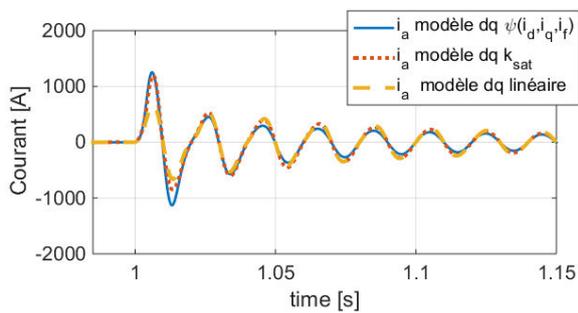


Fig.II.4.27 Courant statorique i_a

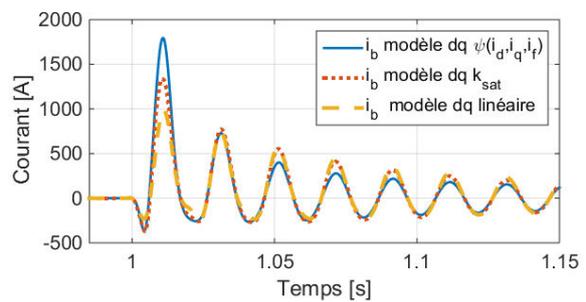


Fig.II.4.28 Courant statorique i_b

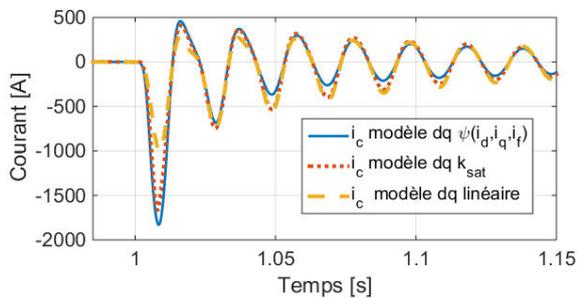


Fig.II.4.29 Courant statorique i_c

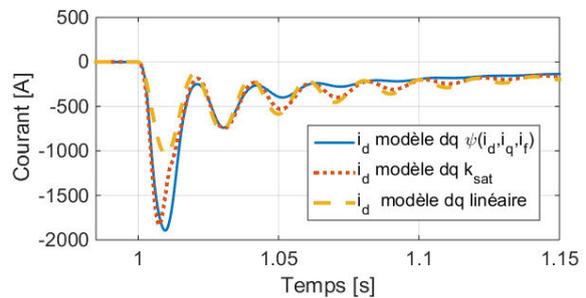


Fig.II.4.30 Courant statorique d'axe d

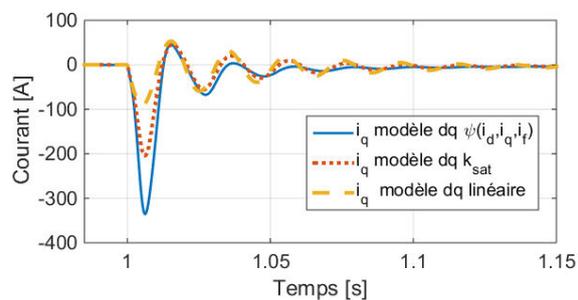


Fig.II.4.31 Courant statorique d'axe q

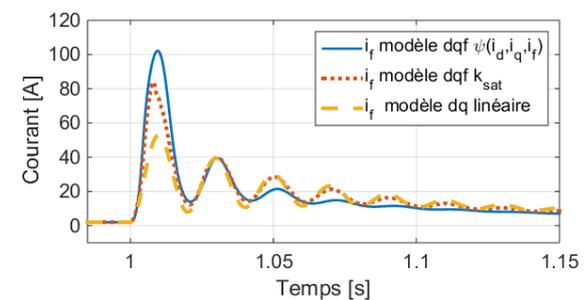


Fig.II.4.32 Courant inducteur i_f

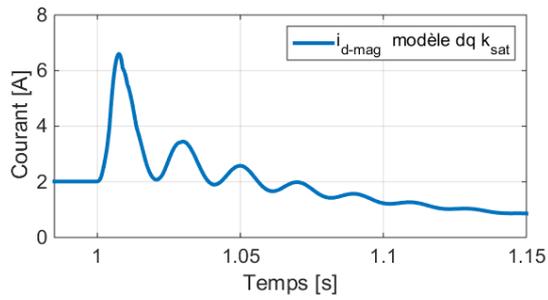


Fig.II.4.33 Courant magnétisant i_{d-mag}

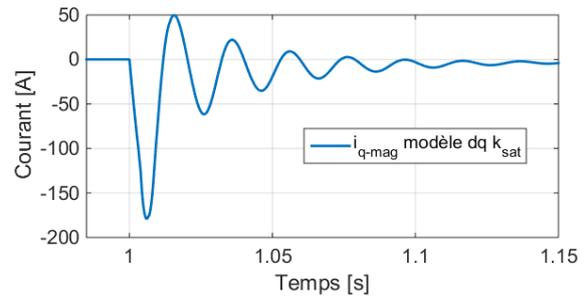


Fig.II.4.34 Courant magnétisant i_{q-mag}

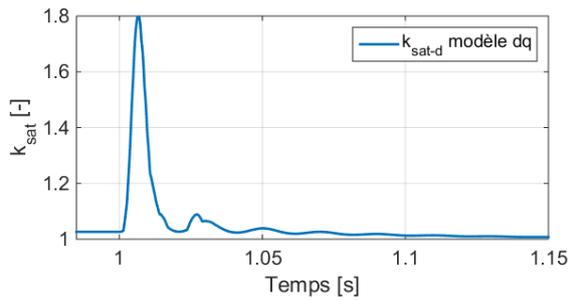


Fig.II.4.35 Facteur de saturation k_{sat-d}

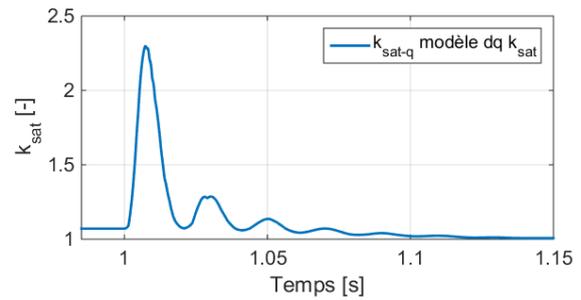


Fig.II.4.36 Facteur de saturation k_{sat-q}

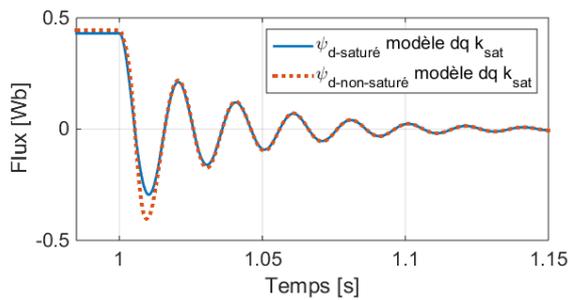


Fig.II.4.37 Comparaison des flux d'axe d : $\psi_{d-saturé}$ et $\psi_{d-non-saturé}$

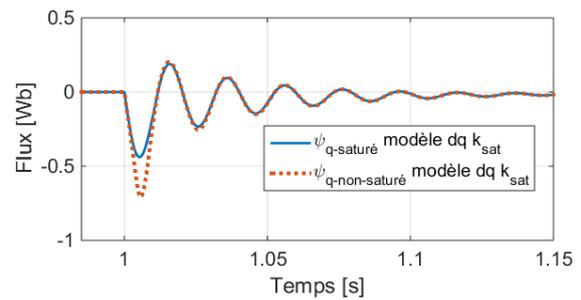


Fig.II.4.38 Comparaison des flux d'axe q : $\psi_{q-saturé}$ et $\psi_{q-non-saturé}$

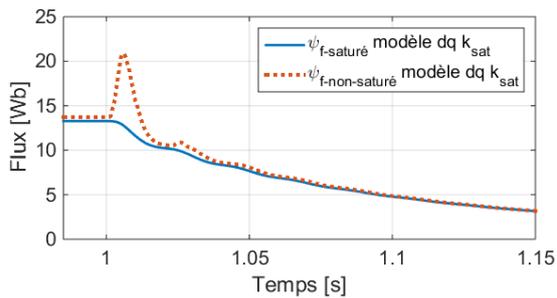


Fig.II.4.39 Comparaison des flux du circuit rotorique f : $\psi_{f-saturé}$ et $\psi_{f-non-saturé}$

Les valeurs atteintes par les courants magnétisants (*Fig.II.4.33-II.4.34*) indiquent que la saturation des axes magnétiques reste faible durant ce régime transitoire. Si le courant inducteur passe de 2A à plus de 80A, le courant magnétisant d'axe d présente une pointe qui n'est que légèrement supérieure à 6A.

La saturation transitoire d'axe q indiquée par le facteur k_{sat-q} est plus importante que celle pour l'axe d indiquée par le facteur k_{sat-d} (*Fig.II.4.35-II.4.36*). Les figures (*Fig.II.4.37-II.4.39*) présentent la comparaison entre les flux du vecteur $[\psi_{non-saturé}]$ et le vecteur des flux $[\psi_{calc}]$ du modèle dq k_{sat} . Les flux des deux vecteurs ont des valeurs similaires avant et après le transitoire, puisque les courants magnétisants pour ces instants sont faibles. Le modèle dq k_{sat} est moins précis pendant les transitoires que pendant les régimes établis. Ce modèle est cependant meilleur que sa version linéaire.

II.5. Évolutions potentielles de la modélisation saturée dynamique

Dans cette section, nous posons les bases d'une troisième méthode pour intégrer la saturation dans le modèle dq . Une méthode de simplification des calculs lors de la résolution des équations différentielles sera ensuite décrite.

II.5.1. Modèle dq non-linéaire [$L_{dqf-sat}$]

En continuant à utiliser les courants magnétisants et afin d'améliorer davantage la précision du modèle de type circuit, il nous faut aborder le problème d'une manière différente.

Exprimons les flux du modèle dq avec les inductances non-linéaires :

$$\psi_d = \psi_{ds\sigma} + k_{f-d}\psi_{d-mag} = L_{s\sigma-sat}i_d + k_{f-d}M_{d-mag}(i_f + k_{tran-f}i_d) \quad (II.64)$$

$$\psi_q = \psi_{qs\sigma} + \psi_{q-mag} = L_{s\sigma-sat}i_q + M_{q-mag}i_{q-mag} \quad (II.65)$$

$$\psi_f = \psi_{f\sigma} + \psi_{d-mag} = L_{f\sigma-sat}i_f + M_{d-mag}(i_f + k_{tran-f}i_d) \quad (II.66)$$

Ces flux saturés $[\psi]$ peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[\psi] = [L_{dqf-sat}][i] \quad (II.67)$$

Où $\psi_{f\sigma}$, $\psi_{ds\sigma}$ et $\psi_{qs\sigma}$ sont les flux de fuites, ψ_{d-mag} est le flux magnétisant capté par le bobinage du circuit inducteur, ψ_{q-mag} est le flux magnétisant capté par le circuit statorique dans l'axe q , k_{f-d} est le rapport de transformation qui permet d'obtenir le flux utile du circuit d à partir du flux magnétisant ψ_{d-mag} capté par le circuit f , $L_{f\sigma-sat}$ est l'inductance de fuites du circuit inducteur, $L_{s\sigma-sat}$ est l'inductance de fuites des enroulements statoriques, M_{d-mag} est l'inductance magnétisante dans l'axe d et M_{q-mag} est l'inductance magnétisante

dans l'axe q . Les inductances magnétisantes peuvent être obtenues d'une manière semblable à celle employée pour les coefficients de saturation dans le paragraphe II.4.3.

Les inductances de fuites ($L_{\sigma-sat}$, $L_{f\sigma-sat}$) et les inductances magnétisantes (M_{d-mag} et M_{q-mag}) sont exprimées en fonction des courants du modèle dq :

$$L_{f\sigma-sat} = f_{f\sigma-sat}(i_f) \quad (\text{II.68})$$

$$L_{\sigma-sat} = f_{\sigma-sat}(i_d, i_q) \quad (\text{II.69})$$

$$M_{d-mag} = f_{d-mag}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) \quad (\text{II.70})$$

$$M_{q-mag} = f_{q-mag}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) \quad (\text{II.71})$$

Les inductances de fuites non-linéaires ($L_{\sigma-sat}$ et $L_{f\sigma-sat}$) et les inductances magnétisantes dans chaque axe magnétique (M_{d-mag} et M_{q-mag}), permettent de connaître les coefficients de la matrice des inductances [$L_{dqf-sat}$] du modèle dq . À chaque pas de calcul d'un transitoire, il faut inverser le système matriciel pour obtenir les courants :

$$[\psi] = [L_{dqf-sat}][i] \quad (\text{II.72})$$

Cette méthode de prise en compte de la saturation décompose le flux total capté par chacun des circuits du modèle de type circuit en 2 parties. La première partie représente la saturation du flux de fuites ψ_o en fonction des courants qui parcourent l'inductance de fuites. La seconde partie représente le flux magnétisant ψ_{mag} qui varie en fonction des courants magnétisants. Néanmoins, la matrice [$L_{dqf-sat}$], étant une matrice non-linéaire dont les coefficients dépendent des courants recherchés, des problèmes numériques lors de l'intégration du système des équations du modèle non-linéaire peuvent apparaître. Nous étudierons donc dans le paragraphe II.6 comment évaluer les inductances de fuites saturables.

II.5.2. Modèle non-linéaire de type circuit sans boucle statique

La boucle de convergence statique présentée dans le paragraphe II.4.4.1 peut causer des problèmes numériques pour un modèle intégrant les amortisseurs et rendre les calculs des régimes transitoires plus longs. Pour éliminer la boucle de convergence statique, on se sert d'une opportunité offerte par la boucle temporelle dont le pas de temps est assez faible.

II.5.2.1. Mise en contexte du modèle dq k_{sat} sans boucle statique de convergence

Reprenons les étapes de l'intégration des équations du modèle dq k_{sat} qui n'a pas de boucle de convergence. À chaque pas temporel de la simulation, plusieurs étapes de calcul sont effectuées pour incorporer la saturation dans le modèle dq . Pour chaque pas de temps, le système d'équations est intégré afin d'obtenir le vecteur des flux saturés [ψ_{n+1}]. Ensuite, le produit matriciel entre le vecteur de flux saturés [ψ_{n+1}] et la matrice des coefficients de saturation [k_{sat-n}] est effectué pour obtenir le vecteur des flux non-saturés [$\psi_{non-saturé-calc-n+1}$] :

$$[\psi_{non-saturé-calc-n+1}] = [k_{sat-n}][\psi_{n+1}]$$

$$[k_{sat-n}] = \begin{bmatrix} k_{sat-d-n} & 0 & 0 \\ 0 & k_{sat-q-n} & 0 \\ 0 & 0 & k_{sat-d-n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

La matrice des inductances non-saturées $[L_{dqf}]$ est inversée et multipliée par le vecteur des flux insaturés pour obtenir le vecteur des courants $[i_{n+1}]$:

$$[i_{n+1}] = [L_{dqf}]^{-1}[\psi_{non-saturé-calc-n+1}] = [L_{dqf}]^{-1}[k_{sat-n}][\psi_{n+1}] \quad (\text{II.74})$$

La saturation est incorporée dans le «*bloc d'inversion*» tel que représenté sur *Fig.II.2* Pour calculer les courants $[i_{n+1}]$ au pas temporel donné $(n+1)$, nous avons besoin des valeurs du vecteur des flux saturés $[\psi_{n+1}]$ et des valeurs des coefficients de saturation $[k_{sat}]$. Étant donné que les coefficients de saturation k_{sat-d} et k_{sat-q} s'expriment en fonction des courants, on peut les calculer avec les courants d'un pas temporel précédent $[i_n]$. Cette simplification introduit une petite erreur qui peut être négligée (moins de 0,5%) si le pas de calcul est suffisamment faible. Une fois que les courants sont calculés, ils sont transformés en référentiel au rotor afin de calculer les courants magnétisants. Les courants magnétisants permettent de calculer le coefficient de saturation $k_{sat-n+1}$ pour l'étape suivante de la simulation.

II.5.2.2. Mise en place du modèle dq k_{sat} sans boucle statique de convergence

La méthode d'intégration de la saturation sans boucle de convergence présentée au paragraphe II.5.2.1. se représente par le diagramme de simulation comme suit :

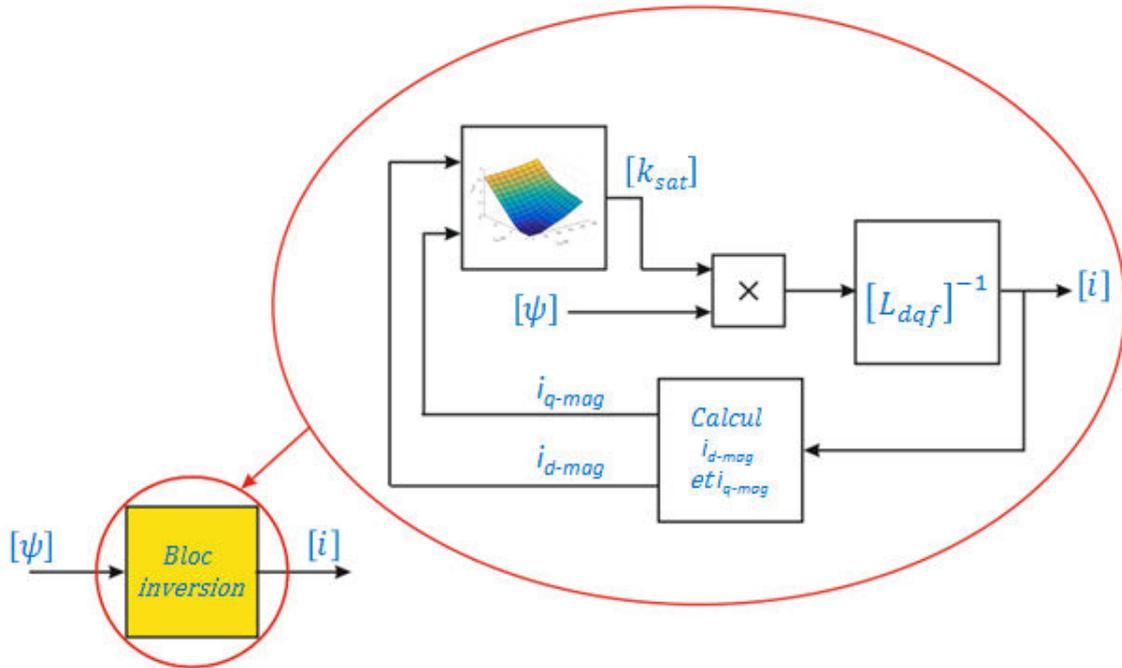


Fig.II.5.1 Schéma bloc pour incorporer la saturation dans le modèle dq k_{sat} sans boucle de convergence statique

L'organigramme du modèle $dq k_{sat}$ est présenté sur la figure au-dessous :

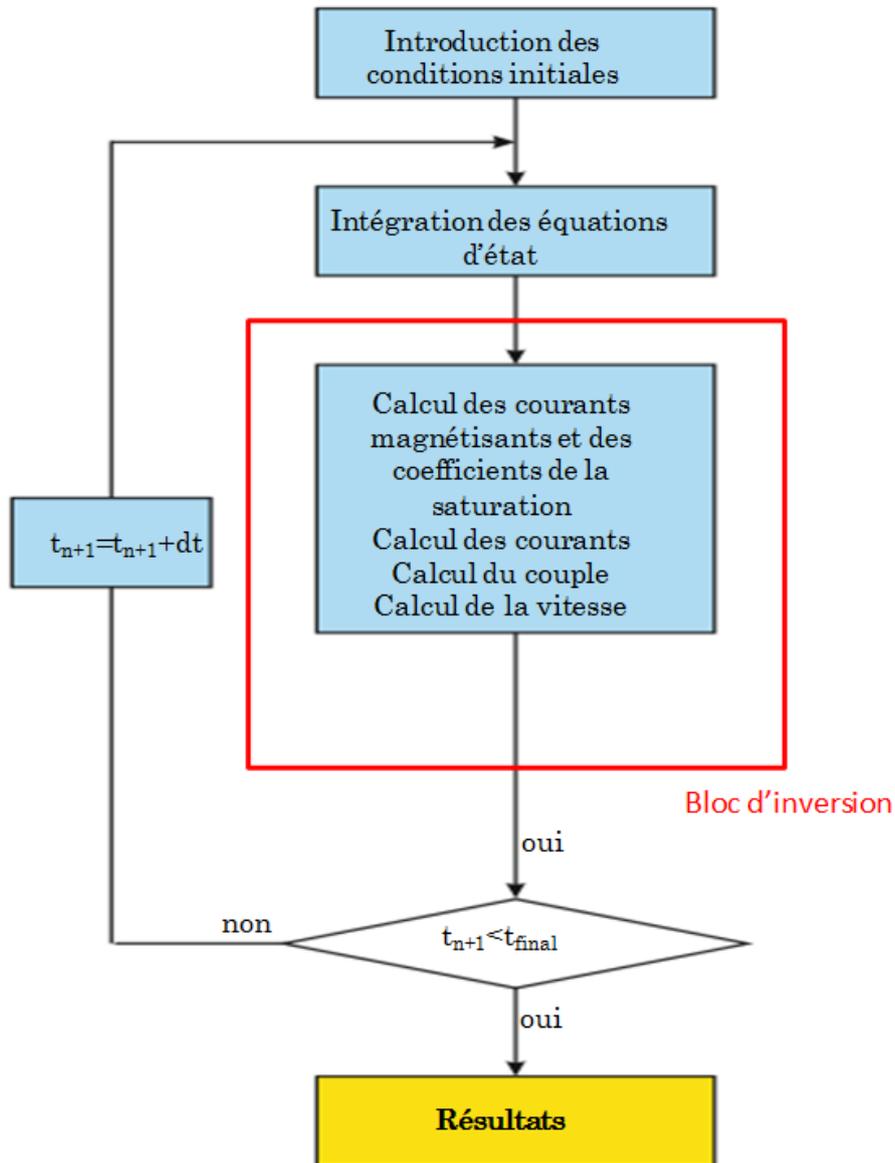


Fig.II.5.2 Organigramme de la simulation du modèle $dq k_{sat}$ sans la boucle de convergence statique

Ceci réduit le temps de calcul pour simuler les transitoire, parce que le diagramme de simulation est simplifié.

II.5.2.3. Comparaison du modèle dq k_{sat} sans boucle statique de convergence et avec la boucle

Pour évaluer l'écart de précision résultant de la suppression de la boucle de convergence, on compare les courants d'un court-circuit triphasé du modèle dq k_{sat} avec la boucle et sans la boucle de convergence statique.

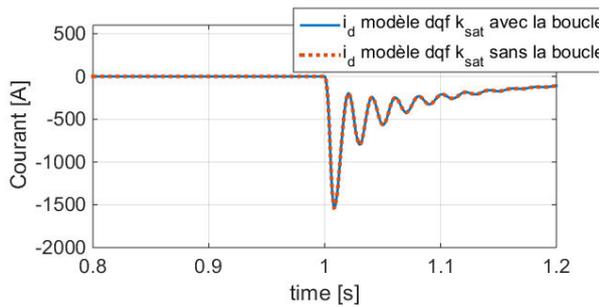


Fig.II.5.3 Comparaison du courant statorique i_d

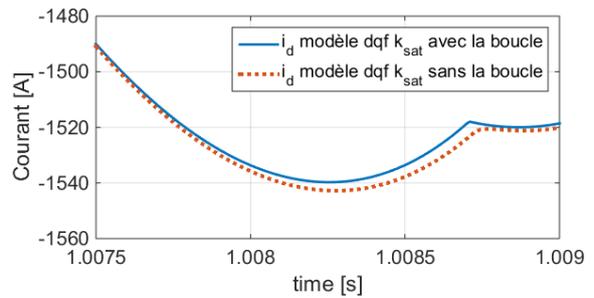


Fig.II.5.4 Comparaison du courant statorique i_d - ZOOM

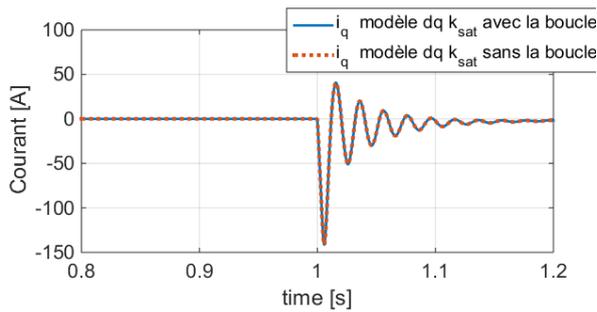


Fig.II.5.5 Courant statorique i_q d'axe q

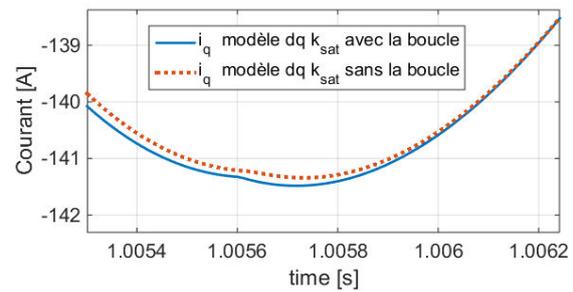


Fig.II.5.6 Courant statorique i_q d'axe q - ZOOM

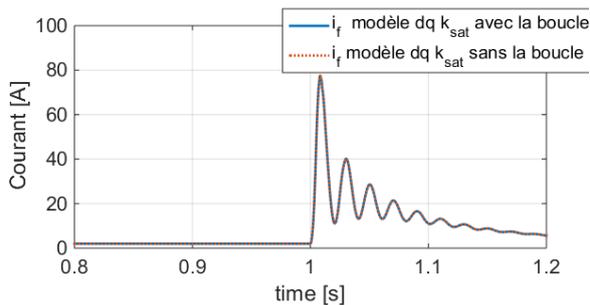


Fig.II.5.7 Courant inducteur i_f

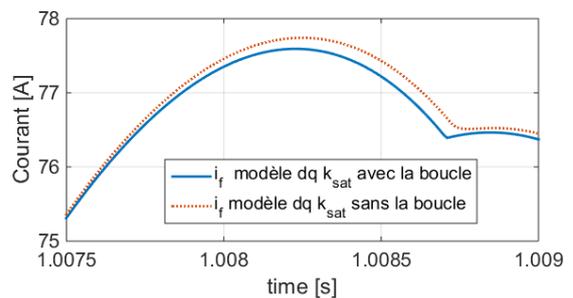


Fig.II.5.8 Courant inducteur i_f - ZOOM

Les Fig.II.5.3-II.5.8 montrent que la suppression de la boucle de convergence statique n'affecte que très faiblement la précision du modèle dq k_{sat} .

II.6. Flux de fuites

Le flux de fuites ψ_o dans une machine synchrone se compose de trois parties : la partie issue du flux de fuites d'encoche, la partie de flux de fuites d'entrefer et la partie de flux de fuites de tête de bobine.

$$\psi_\sigma = \psi_{\sigma-enc} + \psi_{\sigma-entr} + \psi_{\sigma-tête} \quad (II.75)$$

Le modèle de calcul par éléments finis *EF* représente une coupe 2D dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine, nous nous concentrons ainsi sur les flux de fuites dû aux encoches $\psi_{\sigma-enc}$ et le flux de fuites qui passe par l'entrefer $\psi_{\sigma-entr}$ comme illustré sur la *Fig.II.6.1*.

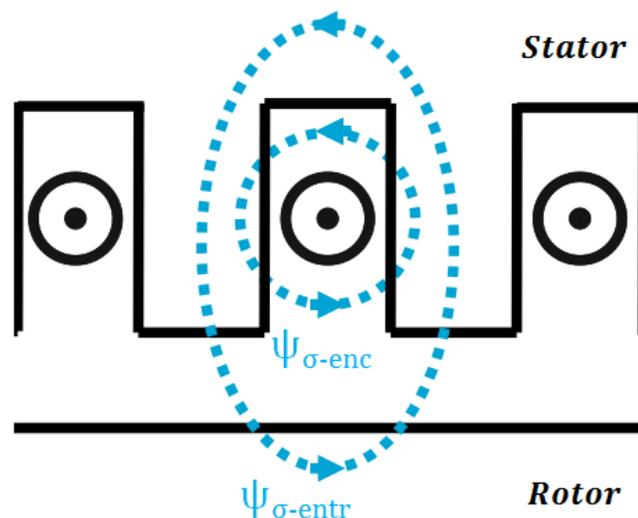


Fig.II.6.1 Les chemins de fuite pour les bobinages du stator

Le flux de fuites des têtes de bobines $\psi_{\sigma-tête}$ est généralement négligeable par rapport à la somme des flux de fuites $\psi_{\sigma-enc}$ et $\psi_{\sigma-entr}$, parce que les plaques qui couvrent les têtes de bobines sont réalisés à l'aide de matériaux présentant une très forte réluctance magnétique[17].

Néanmoins, on peut calculer les inductances de fuites analytiquement[18], avec un modèle EF en *3D* [19] ou en utilisant des mesures expérimentales [20]. Pour mieux expliquer ces phénomènes, les images des lignes des champs seront présentées. Ceci permet de démontrer que le modèle dq sans amortisseurs présenté au paragraphe II.3 prend en compte la saturation des chemins des flux de fuites.

II.6.1. Estimation des inductances de fuites par minimisation des flux

La première méthode que nous employons pour estimer et analyser la saturation des flux de fuites consiste à minimiser les flux :

- Soit minimiser le flux statorique ψ_d pour calculer le flux de fuites au rotor ψ_{fo} ,
- Soit minimiser le flux rotorique ψ_r pour calculer le flux de fuites au stator ψ_{do} .

II.6.1.1. Inductance de fuites du circuit inducteur - L_{fo}

Nous alimentons les bobines au stator et le circuit inducteur par des courants i_d et i_r dans le modèle EF de sorte à minimiser le flux statorique ψ_d . Les autres courants dans la machine sont nuls. Pour une valeur de courant i_r de 1 A, le courant i_d est calculé pour minimiser le flux ψ_d , on obtient :

$$\begin{aligned}\psi_d = 0 &= L_d i_d + M_{af} i_f \\ i_d &= -\frac{M_{af}}{L_d} i_f\end{aligned}\tag{II.76}$$

Le courant i_d vaut -19.195 A. La formule (II.76) pour le courant i_d est mise dans la formule du flux inducteur ψ_f pour donner l'inductance de fuites totales de l'inducteur :

$$\psi_f = L_f I_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d = L_f I_f - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_d} I_f = \left(L_f - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_d} \right) I_f\tag{II.77}$$

$$L'_f = L_f - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_d} = 0.44 [H]\tag{II.78}$$

Si ces courants obtenus analytiquement sont mis dans le modèle EF pour la simulation magnétostatique, les valeurs des flux obtenues s'avèrent être similaires :

$$\begin{aligned}\psi_d &= 5.82e-5 [\text{Wb}] \\ \psi_r &= 0.43231 [\text{Wb}]\end{aligned}$$

Le flux statorique dans l'axe d est négligeable. Ces valeurs valident le calcul numérique de l'inductance de fuites L_{fo} . En gardant la procédure de minimisation, nous pouvons tracer l'évolution de l'inductance de fuites L_{fo} (ou l'inductance L'_f) pour différentes valeurs du courant inducteur i_r sur les *Fig.II.6.2-III.6.3* et observer l'impact de la saturation sur cette inductance. La valeur de cette inductance est loin d'être constante. Cette situation peut être rencontrée dans la machine pendant le court-circuit où les flux au stator sont minimisés. Sur la *Fig.II.6.3*, les chemins des flux dans la machine sont présentés. Cette distribution des flux est dessinée pour le court-circuit triphasé où les courants atteignent les valeurs crêtes. Il y a 3 images pour 3 niveaux de la saturation. Les flux captés par les bobinages au stator sont très faibles. Même si à chaque fois le flux au stator est très petit, le niveau de la saturation sur chaque image diffère beaucoup. Pour le court-circuit brusque au point nominal, le courant inducteur de la machine modélisée dans ce manuscrit peut

atteindre 200 A. En conséquence, l'impact de la saturation de l'inductance $L_{f\sigma}$ sur les valeurs crêtes pendant le régime transitoire peut être considérable.

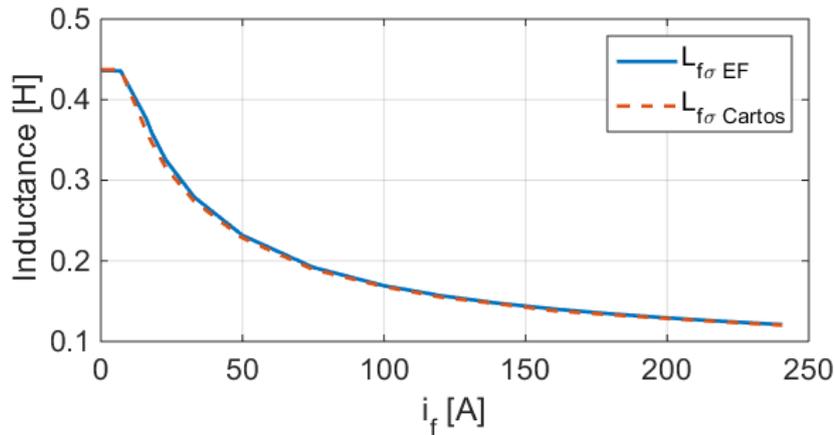


Fig.II.6.2 Inductance de fuites $L_{f\sigma}$ en fonction de courant inducteur i_f

La valeur de cette inductance est loin d'être constante. Cette situation peut être rencontrée dans la machine pendant le court-circuit où les flux au stator sont minimisés. Sur la Fig.II.6.3, les chemins des flux dans la machine sont présentés. Cette distribution des flux est dessinée pour le court-circuit triphasé où les courants atteignent les valeurs crêtes. Il y a 3 images pour 3 niveaux de la saturation. Les flux captés par les bobinages au stator sont très faibles. Même si à chaque fois le flux au stator est très petit, le niveau de la saturation sur chaque image diffère beaucoup. Pour le court-circuit brusque au point nominal, le courant inducteur de la machine modélisée dans ce manuscrit peut atteindre 200 A. En conséquence, l'impact de la saturation de l'inductance $L_{f\sigma}$ sur les valeurs crêtes pendant le régime transitoire peut être considérable.

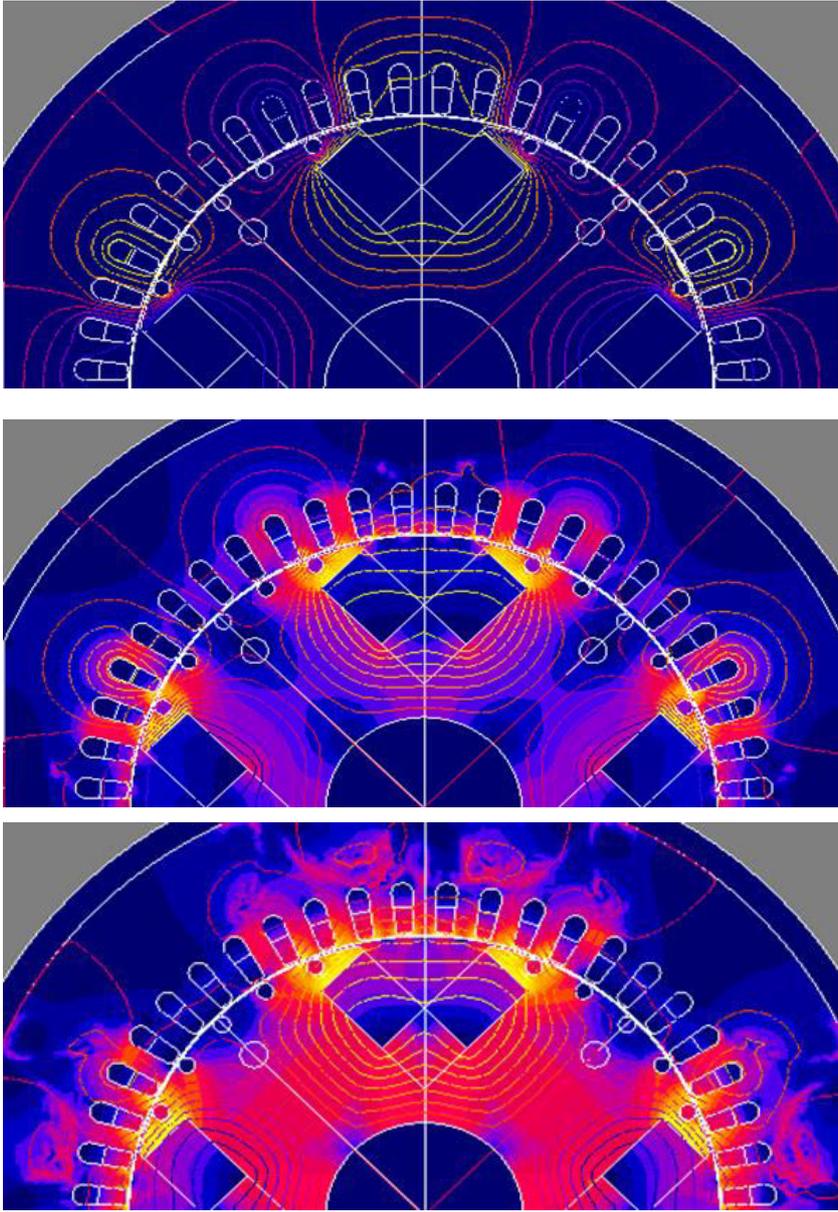


Fig.II.6.3 Images des répartitions des flux pour 3 niveaux de saturation de la machine quand les flux captés aux bobinages au stator sont minimisés

II.6.1.2. Inductance de fuites du circuit statorique – $L_{s\sigma}$

Pour calculer l'inductance de fuites au stator $L_{s\sigma}$, il faut minimiser le flux de l'inducteur ψ_f à zéro. Les valeurs des courants i_d et i_f sont calculées pour que le flux inducteur ψ_f soit minimisé :

$$\psi_f = 0 = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d \quad (\text{II.79})$$

$$i_f = -\frac{\frac{3}{2} M_{af}}{L_f} i_d$$

Lorsque le courant i_d vaut -10 A, le courant i_f vaut 0.48 A. Mettons ces valeurs dans la formule pour le flux ψ_f :

$$\psi_d = L_d i_d + M_{af} I_f = L_d i_d - \frac{\frac{3}{2} M_{af}^2}{L_f} i_d = \left(L_d - \frac{\frac{3}{2} M_{af}^2}{L_f} \right) I_f \quad (\text{II.80})$$

$$L'_d = L_d - \frac{\frac{3}{2} M_{af}^2}{L_f} = 0.763 \text{ [mH]} \quad (\text{II.81})$$

Les courants i_d et i_f sont mis dans le modèle EF. La simulation magnétostatique du modèle *EF* donne les flux suivants :

$$\psi_d = 7.6054 \text{ [mWb]}$$

$$\psi_f = -4.2931e-5 \text{ [Wb]}$$

Ces valeurs valident de nouveau le calcul de l'inductance de fuites au stator $L_{s\sigma}$. L'inductance de fuites au stator pour la machine qui est très saturée est plus que 3 fois plus petite que sa valeur non-saturée.

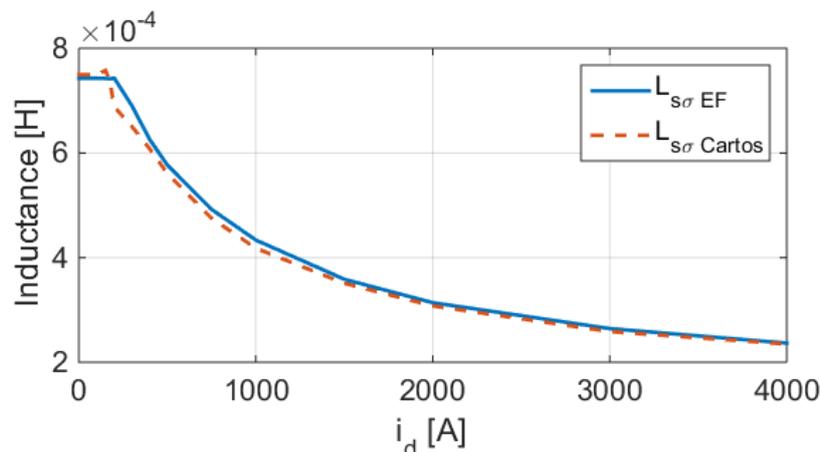


Fig.II.6.4 Inductance de fuites $L_{s\sigma}$ en fonction du courant statorique i_d

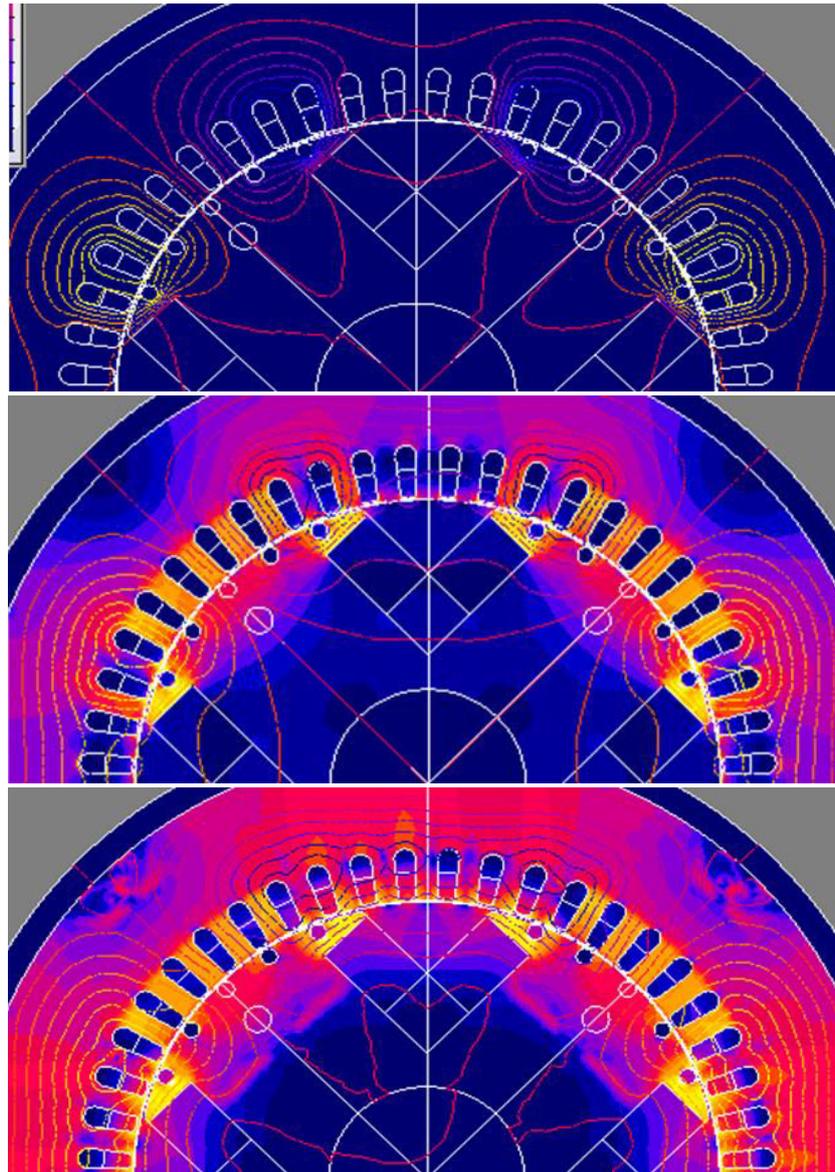


Fig.II.6.5 Images des distributions des flux pour 3 niveaux de saturation de la machine quand le flux capté au bobinage au rotor est minimisé

Sur la *Fig.II.6.5*, la distribution des flux est présentée pour trois niveaux de courant d'axe d quand le flux capté par la bobine de l'inducteur est minimisé à zéro. Lorsque la machine sature, la culasse et les dents au stator sont très saturées.

II.6.2. Deuxième méthode pour évaluer les inductances de fuites

Nous prenons la situation où le seul courant qui circule dans les circuits électriques de la machine est le courant statorique i_d . Sur la *Fig.II.6.6*, les chemins des flux sont dessinés. Le flux total au stator ψ_d contient la partie magnétisante ψ_{ad} et la partie du flux de fuites $\psi_{s\sigma}$. Le flux capté par le bobinage de l'inducteur ψ_f ne contient que la partie magnétisante ψ_{af} qui est l'image du flux magnétisant ψ_{ad} au stator.

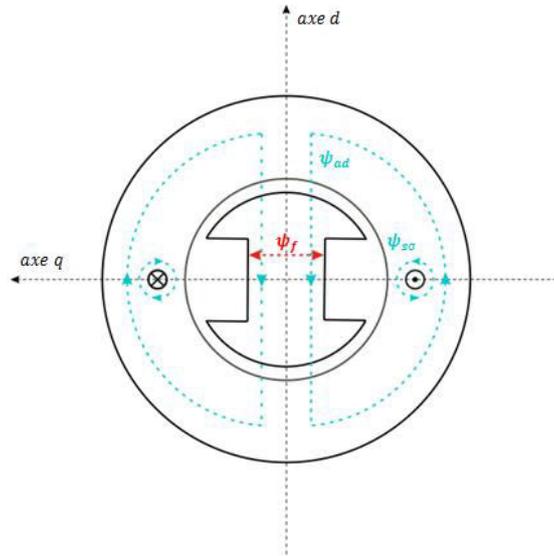


Fig.II.6.6 Chemins des flux magnétiques pour le cas où il n'y a que le courant i_d qui circule dans la machine

Pour cette situation, les flux ψ_d et ψ_f de l'axe d peuvent être présentés sous forme mathématique suivante :

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d = L_{s\sigma} i_d + L_{ad} i_d = \psi_{s\sigma} + \psi_{ad} \\ \psi_f &= \frac{3}{2} M_{af} i_d = \psi_{af}\end{aligned}\quad (\text{II.82})$$

En rapportant le flux de l'inducteur ψ_f au niveau du circuit du stator, le flux magnétisant capté par le bobinage au stator ψ_{ad} est calculé par l'expression suivante :

$$\psi_{ad} = k_{af} \psi_f \approx \frac{M_{af}}{L_{af}} \psi_f \quad (\text{II.83})$$

k_{af} étant le rapport de spires qui prend en compte le nombre de spire au stator et au rotor. En ayant le flux magnétisant du bobinage statorique ψ_{ad} , nous pouvons obtenir le flux de fuites $\psi_{s\sigma}$ au stator :

$$\begin{aligned}\psi_d &= \psi_{s\sigma} + \psi_{ad} = L_{s\sigma} i_d + k_{af} \psi_f \\ L_{s\sigma} &= \frac{\psi_d - k_{af} \psi_f}{i_d}\end{aligned}\quad (\text{II.84})$$

L'inductance de fuites au stator $L_{s\sigma}$ ainsi obtenue est tracée (Fig.II.6.7) en fonction du courant i_d . Sur la même figure, l'inductance de fuites au stator obtenue avec la première méthode est tracée. La deuxième méthode surestime la saturation de l'inductance de fuites, alors que la première méthode sous-estime la saturation des flux de fuites pour les mêmes valeurs du courant de l'excitation i_f .

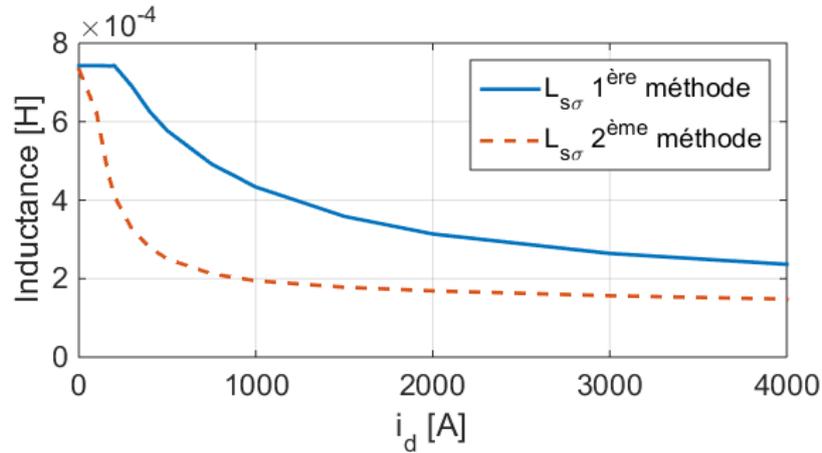


Fig.II.6.7 Inductance de fuites au stator $L_{s\sigma}$ en fonction du courant i_d

Nous répétons le même procédé pour calculer l'inductance du circuit inducteur $L_{f\sigma}$. Le seul courant qui circule dans la machine est alors le courant inducteur i_f . Le flux statorique est rapporté au circuit f avec la relation suivante :

$$\psi_{af} = \frac{1}{k_{fd}} \psi_d = \frac{L_{af}}{M_{af}} \psi_d \quad (\text{II.85})$$

Ensuite, l'inductance de fuites $L_{f\sigma}$ peut être obtenue :

$$\psi_f = \psi_{f\sigma} + \psi_{af} = L_{f\sigma} i_f + \frac{1}{k_{fd}} \psi_d \quad (\text{II.86})$$

$$L_{f\sigma} = \frac{\psi_f - \frac{1}{k_{fd}} \psi_d}{i_f}$$

En traçant l'inductance de fuites $L_{f\sigma}$ sur la Fig.II.6.8, les mêmes conclusions peuvent tirées que pour l'inductance de fuites au stator.

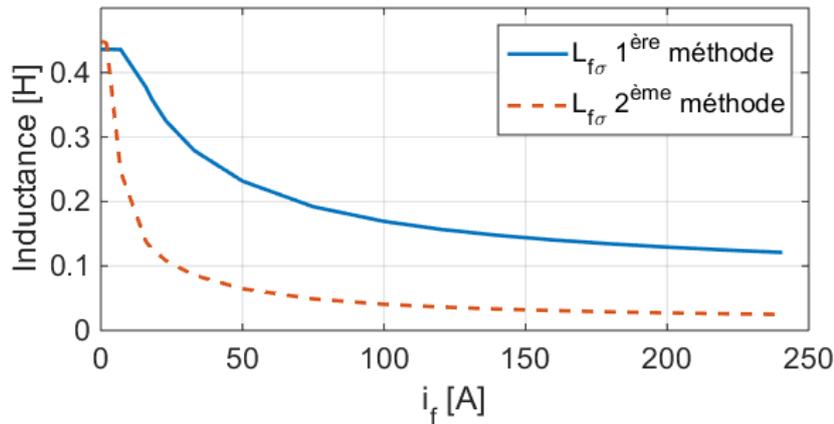


Fig.II.6.8 Inductance de fuites au rotor $L_{f\sigma}$ en fonction du courant i_f

La deuxième méthode surestime aussi la saturation de l'inductance de fuites.

II.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre différents modèles non-linéaires de la machine synchrone sans amortisseurs. Dans ces modèles, nous intégrons les effets de la saturation qui sont nécessaires pour évaluer les courants crêtes pouvant être observés durant les transitoires provoqués par les creux de tension sur une machine connectée au réseau. Ainsi, en considérant le temps de réalisation, le temps de simulation et la précision d'un modèle, nous pouvons choisir un bon modèle de type circuit pour les analyses des transitoires. Le premier modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ montre qu'il est possible d'obtenir la précision d'un modèle de type circuit très proche d'un modèle EF en ayant des résultats en un temps de simulation beaucoup plus court. Ce modèle est cependant long à réaliser en se basant sur une modélisation par éléments finis. Le modèle $dq k_{sat}$ est moins précis que le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$, mais il est plus rapide à obtenir. Le modèle $dq [L_{dq^*sat}]$ est probablement à mi-chemin entre le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ et le modèle $dq k_{sat}$ pour la précision des calculs ainsi que pour le temps de construction.

On peut faire la comparaison des modèles selon les critères suivants :

- temps de calcul pour la réalisation du modèle (--- plus de 3 jours, -- 1-3 jours, - 1 jour, +10 heures, ++moins de 10 heures),
- temps de calcul d'une simulation de 3 s (--- plus de 24 heures, -- plus d'une heure, - plus de 10 minutes, + moins de 5 minutes, moins d'une minute ++),
- précision (+++ précision à 5% près d'un modèle EF, ++ à 10 % près d'un modèle EF, + à 15 % près d'un model EF, -25% près d'un modèle EF, --40% d'un modèle *EF*) :

Chapitre II : Modélisation dynamique non-linéaire des machines électriques
 machines électriques

Critères	Temps de calcul pour la réalisation	Temps de calcul pour la simulation	Précision
Modèle EF	++	---	+++
Modèle dq linéaire	++	++	--
Modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$	---	+	+++
Modèle $dq k_{sat}$	++	++	+
Modèle $dq [L_{dqf-sat}]$	--	-	++

Les modèles développés dans ce chapitre ne permettent cependant pas de représenter correctement le comportement d'une machine où les effets des harmoniques d'espace sont très importants. Ceci sera abordé dans le *chapitre V* en développant un modèle pour l'excitatrice.

Dans la suite de nos travaux, cette première phase va nous permettre d'évaluer le choix de modèle de la machine synchrone avec la prise en compte des amortisseurs. Toutefois, pour ce faire, nous devons commencer par nous intéresser au comportement de la cage des barres formant le circuit amortisseur, ce que nous verrons au début du chapitre suivant.

II.8. Bibliographie

- [1] E. Levi, « State-space d-q axis models of saturated salient pole synchronous machines », *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 145, n° 3, p. 206-216, mai 1998.
- [2] B. Rouached, M. Bergeron, J. Cros, et P. Viarouge, « Transient fault responses of a synchronous generator with a coupled circuit model », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 583-589.
- [3] F. Kutt, M. Michna, G. Kostro, et M. Ronkowski, « Modelling of steady state and transient performance of the synchronous generator considering harmonic distortions caused by non-uniform saturation of the pole shoe », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, n° Supplement C, p. 409-414, févr. 2017.
- [4] A. Z. Gbégbé, B. Rouached, J. Cros, M. Bergeron, et P. Viarouge, « Damper Currents Simulation of Large Hydro-generator using Combination of FEM and Coupled Circuits Models », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [5] A. Demiroren et H. L. Zeynelgil, « Modelling and Simulation of Synchronous Machine Transient Analysis Using Simulink », *Int. J. Electr. Eng. Educ.*, vol. 39, n° 4, p. 337-346, oct. 2002.
- [6] J. Cros, S. Rakotovololona, M. Bergeron, J. Mathault, B. Rouached, M. et Kirouac and P. Viarouge, « Simulation Methods for the Transient Analysis of Synchronous Alternators », InTech, 11-mai-2016.
- [7] M. Alnajjar et D. Gerling, « Six-phase electrically excited synchronous generator for More Electric Aircraft », in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2016, p. 7-13.
- [8] M. A. Khlifi et B. M. Alshammari, « A Method to Saturation Modeling of Synchronous Machines in dq Axes », *World Acad. Sci. Eng. Technol. Int. J. Electr. Comput. Energ. Electron. Commun. Eng.*, vol. 9, n° 9, p. 1060-1066, 2015.
- [9] M. Michna, F. Kutt, S. Racewicz, et M. Ronkowski, « Nonlinear model of synchronous generator for autonomous electrical power systems analysis », in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, p. 853-858.
- [10] « Régimes transitoires des machines électriques tournantes ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-convertisseurs-et-machines-electriques-tiadb/archive-1/regimes-transitoires-des-machines-electriques-tournantes-d554/>. [Consulté le: 12-oct-2017].
- [11] N. Bianchi, L. Alberti, M. Popescu, et T. J. E. Miller, « FMM Harmonics Effect on the Embedded FE-Analytical Computation of PM Motors », in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, p. 1544-1551.

- [12] D. Woodburn, T. Wu, et A. Camarano, « Nonlinear, magnetics model of a synchronous generator », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 1614-1620.
- [13] A. K. Jebai, F. Malrait, P. Martin, et P. Rouchon, « Estimation of Saturation of Permanent-Magnet Synchronous Motors Through an Energy-Based Model », présenté à *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011 IEEE International, 2011, p. 1316-1321.
- [14] J. Otýpka, P. Orság, V. Stýskala, D. Kolosov, S. Kocman, et F. Vainstein, « The Enlarged d-q Model of Induction Motor with the Iron Loss and Saturation Effect of Magnetizing and Leakage Inductance », in *Intelligent Systems for Computer Modelling*, Springer, Cham, 2016, p. 11-22.
- [15] T. Wisniewski, J. C. Vannier, B. Lorcet, J. Saint-Michel, et X. Jannot, « Wound-rotor synchronous machine dq modeling with saturation for transient analysis », in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, p. 1-6.
- [16] L. Quéval et H. Ohsaki, « Nonlinear abc-Model for Electrical Machines Using N-D Lookup Tables », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, n° 1, p. 316-322, mars 2015.
- [18] M. Dabrowski, *Process of designing electric machines*. Naukowo-Techniczne, 1994.
- [19] A. Demenko et K. Hameyer, « Field and field-circuit models of electrical machines », *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 29, n° 1, p. 8-22, janv. 2010.
- [20] E. C. Bortoni et J. A. Jardini, « A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, n° 4, p. 687-691, déc. 2004.

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

III.1.	Introduction.....	91
III.2.	Modèle dq7 non-linéaire.....	92
III.2.1.	Définition des flux et des courants des amortisseurs dans le repère dq...92	
III.2.2.	Equations électriques des amortisseurs dans le repère dq.....	100
III.2.3.	Définition des courants magnétisants.....	105
III.2.4.	Incorporation de la saturation.....	105
III.2.5.	Essai en court-circuit triphasé.....	107
III.2.6.	Essai de chute de tension du réseau.....	112
III.3.	Modèle dq-abc.....	116
III.3.1.	Modèle par circuits couplés.....	116
III.3.2.	Modèle hybride <i>dq-abc</i>	117
III.4.	Conclusion.....	119
III.5.	Bibliographie.....	120

III.1. Introduction

Cette partie est consacrée à la modélisation non-linéaire des machines synchrones avec la prise en compte des amortisseurs pour l'analyse des régimes transitoires.

Deux groupes principaux de modèles de type circuit peuvent être distingués pour analyser les transitoires dans les alternateurs. Le premier groupe de modèles de type circuit est basé sur la méthode des circuits couplés dans le repère abc (appelés également « abc models », « *phase domain models* » ou « *phase-variables models* ») [1][2][3]. Nous pouvons appeler ce groupe de modèles « les modèles abc ». Les amortisseurs dans ces modèles sont caractérisés dans le repère abc . Cette méthodologie permet d'inclure les rangs harmoniques d'espace de la force magnétomotrice (MMF) dans le modèle. Ce type de modèle est parfois utilisé pour prédire la forme exacte de la forme d'onde de la tension [16]. Une limitation commune de ces modèles est l'incorporation de la saturation. Elle est parfois définie par un coefficient de saturation simple, qui ne tient pas compte de la réaction d'induit et suppose que les effets de la saturation ne diffèrent pas entre le fonctionnement de la machine en charge et à vide.

Le second groupe est basé sur la transformation de Park qui permet de simplifier les équations d'une machine pour les rangs fondamentaux. Les modèles de ce type sont généralement appelés les modèles dq [4][5][6][7][8][9][10]. Nous pouvons trouver de nombreuses versions pour les modèles dq non-linéaires de machines synchrones. Dans cette catégorie, nous incluons également les modèles abc qui n'utilisent pas la transformation Park pour les phases du stator, mais modélisent la cage d'amortisseurs avec 2 circuits équivalents: un dans l'axe d et un dans le l'axe q [11][12] tel qu'illustré à la *Fig.I.3.2*. Ce type de modèle peut manquer de lien avec la physique des circuits amortisseurs. Néanmoins, grâce au repère dq , les effets de la saturation sont bien incorporés.

Chacun de ces deux groupes de modèles présente des avantages. Le fait qu'entre 2014 et 2017, nous puissions trouver une dizaine d'articles sur ce sujet, peut indiquer un besoin pour la création d'un modèle non-linéaire plus précis que ceux actuellement disponibles.

Dans ce chapitre, une évolution du modèle dq est proposée pour représenter l'impact des amortisseurs sur la saturation. Contrairement au modèle dq classique qui décrit le comportement des amortisseurs avec 2 circuits électriques, il s'agit d'un modèle dq où le nombre de circuits va dépendre du nombre de barres sur chaque pôle. Cette évolution permet d'avoir une caractérisation simple des amortisseurs d'une machine. Le lien entre le modèle et la structure physique permet aussi de reconstituer les courants dans chaque barre à partir des courants des circuits amortisseurs des axes d et q .

En comparant les deux catégories (les modèles dq et les modèles caractérisés dans le repère abc), nous pouvons dire que les modèles dq sont plus simples pour évaluer correctement les effets de saturation, alors que les modèles abc sont plus commodes pour l'intégration de tous les couplages magnétiques dans une machine (notamment, les

couplages magnétiques liés aux enroulements amortisseurs). En conséquence, l'approche utilisée pour prendre en compte la saturation dans le modèle dq est utilisée dans un modèle abc afin d'obtenir un modèle hybride $dq-abc$ non-linéaire qui intègre les avantages des deux catégories de modèles. Le nouveau modèle est mis en œuvre avec deux essais transitoires différents afin de montrer la robustesse du modèle présenté.

III.2. Modèle dq7 non-linéaire

Nous faisons évoluer le modèle dq afin de prendre en compte des amortisseurs. L'évolution du modèle dq présenté dans ce chapitre sera appelé « le modèle $dq7$ », parce qu'il est composé de 7 équations différentielles.

Nous allons définir les flux des amortisseurs dans l'axe d et l'axe q et les courants d'amortisseurs dans le repère de Blondel vont être établis. Pour inclure la saturation, les courants magnétisants selon les axes magnétiques doivent être calculés en ajoutant des termes à la définition des courants magnétisants du chapitre précédent. L'objectif est de gagner en précision en définissant le facteur de saturation pour chaque circuit du modèle $dq7$.

Nous allons utiliser le modèle EF pour identifier les flux d'amortisseurs dans l'axe d et dans l'axe q .

III.2.1. Définition des flux et des courants des amortisseurs dans le repère dq

III.2.1.1. Mise en contexte

Les barres de la cage des amortisseurs sont réparties seulement sur une partie du pas polaire. Contrairement à la machine asynchrone, c'est un circuit asymétrique. Les valeurs et les fréquences des courants dans les amortisseurs dépendent du point de fonctionnement de la machine. En régime établi, il y a des courants induits à relativement haute fréquence dans les barres qui sont causés par le changement de la réluctance du circuit magnétique lié aux dents et aux encoches. La présence du circuit amortisseur au rotor change la THD (distorsion harmonique totale) de la tension induite au stator à vide qui est plus élevée que dans le cas du rotor sans amortisseurs [15][16]. Cela est dû aux courants induits dans les circuits amortisseurs. La dérivée de ces courants dans certaines barres d'amortisseurs peut atteindre des valeurs importantes. En régime transitoire, comme par exemple le court-circuit triphasé ou le démarrage asynchrone, les courants amortisseurs sont surtout à des fréquences qui ne dépassent pas $2f$ (où f est la fréquence des courants au stator) [17].

Il existe plusieurs modèles du circuit amortisseur avec différents degrés de complexité. Généralement pour intégrer les amortisseurs dans les modèles de type circuit, la cage d'amortisseurs est modélisée avec deux circuits : un pour l'axe d et l'autre pour l'axe q . La physique du circuit amortisseur est peu étudiée et les paramètres électriques ne peuvent pas être mesurés directement.

Les méthodes pour obtenir les couplages magnétiques liés aux amortisseurs du modèle dq peuvent être divisées en 3 catégories :

- méthodes expérimentales, par ex. Standstill Frequency Response Test (SSFR)[18][19][20],
- méthodes basées sur les modèles EF [21][22][23][24],
- méthodes basées sur les calculs analytiques [9][22].

L'article [1] montre que le modèle dq dont les paramètres ont été obtenus avec essais SSFR ne donne pas de résultats précis par rapport au modèle EF . La méthode d'identification, qui utilise le modèle EF , présenté dans le manuscrit [21], est basée sur le principe de conservation de l'énergie pour déterminer les inductances propres des amortisseurs du modèle dq . Elle n'est pas applicable pour déterminer les mutuelles entre les amortisseurs et d'autres circuits du modèle dq . En revanche, les méthodes analytiques permettent de déterminer tous les couplages liés aux amortisseurs, mais elles sont soumises à des hypothèses simplificatrices.

III.2.1.2. Définition des flux des amortisseurs dans le repère dq

Le modèle classique dq suppose souvent l'égalité de toutes les mutuelles. Puisque nous disposons du modèle EF , les valeurs exactes des inductances L_D , L_Q , M_{aD} , M_{aQ} et M_{Df} peuvent être obtenues. Pour obtenir ces inductances, il faut définir les flux des amortisseurs ψ_D et ψ_Q dans les axes dq . Les flux qui traversent les contours rouges dessinés sur *Fig.III.2.1* désignent le flux ψ_D (le flux à gauche) et le flux ψ_Q (le flux à droite) :

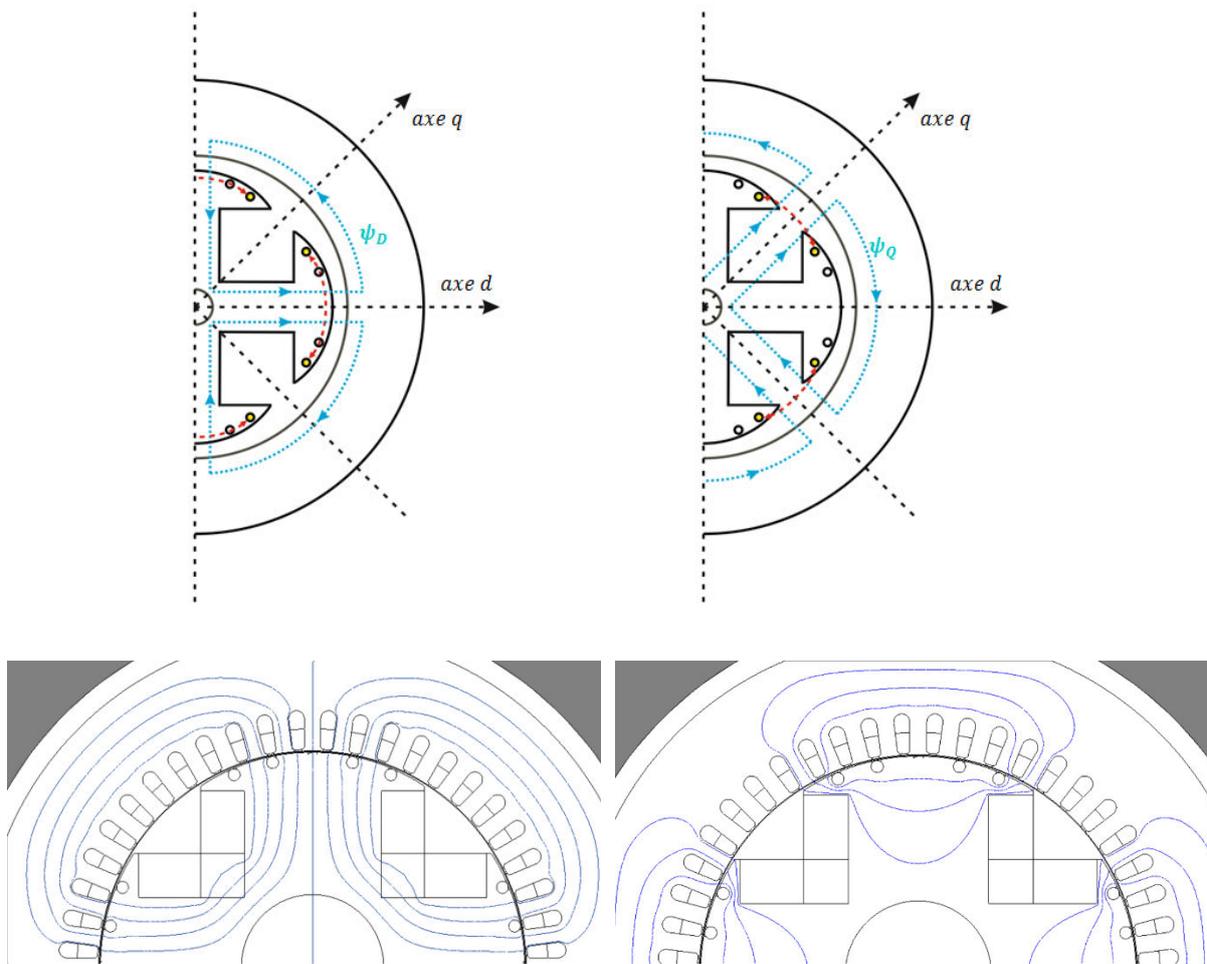


Fig.III.2.1 Flux amortisseur ψ_D et ψ_Q

Ceci ne suffit pas pour bien caractériser les flux des amortisseurs. Avec 2 barres d'amortisseurs, cette caractérisation serait suffisante. Ces deux flux caractérisent bien les flux des barres aux extrémités des épanouissements polaires de la cage. Cependant, les flux des barres qui sont plus près de l'axe polaire sont sous-estimés (notamment dans l'axe q). En conséquence, nous introduisons aussi les flux qui traversent les contours rouges dessinés sur la *Fig.III.2.2*. Ce sont les flux ψ_{D2} (le flux à gauche) et ψ_{Q2} (le flux à droite). Le flux ψ_D est normalement plus important que le flux ψ_{D2} . Par contre, dans l'axe q , le flux ψ_{Q2} est plus important que le flux ψ_Q . Cette manière de modéliser les amortisseurs

augmente la complexité du modèle dq , elle permet toutefois de simplifier la représentation et l'intégration de la saturation selon des axes magnétiques d et q .

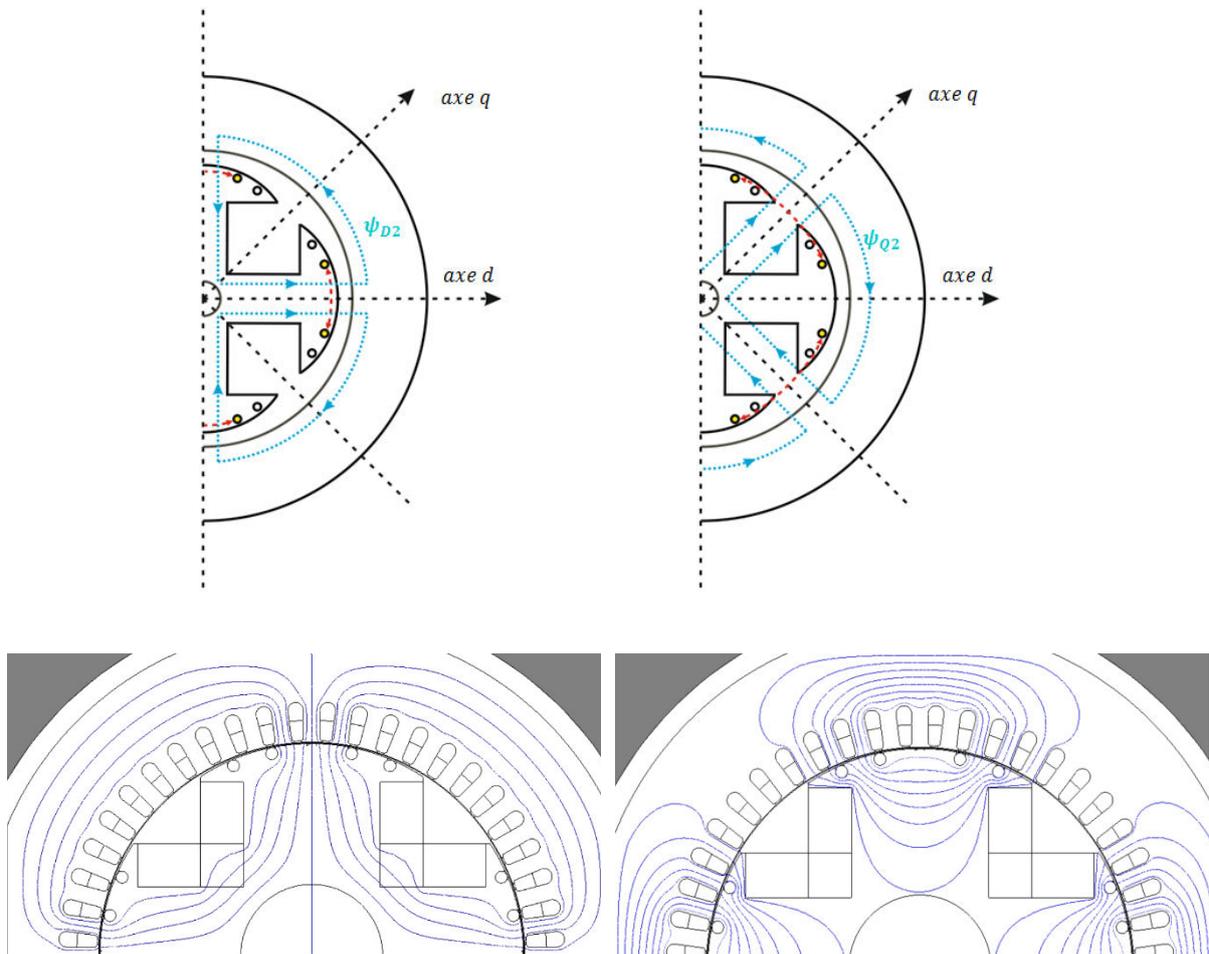


Fig.III.2.2 Flux amortisseur ψ_{D2} et ψ_{Q2}

Les calculs des flux faits avec le modèle EF passent par l'utilisation du potentiel vecteur magnétique. Sur *Fig.III.2.3-Fig.II.2.6*, les cartographies des flux des amortisseurs dans les axes d et q sont présentées. Les flux dans l'axe d sont moins influencés par la saturation croisée que pour l'axe q . Les flux d'axe q liés aux barres situées aux extrémités des épanouissements polaires saturent plus que les flux liés aux barres plus proches de l'axe polaire. Le flux utile d'axe q passe surtout par les régions aux extrémités des épanouissements polaires.

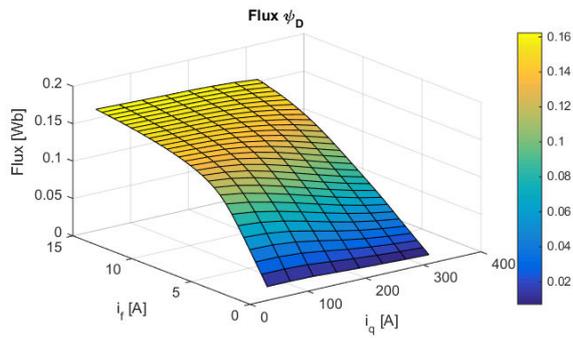


Fig.III.2.3 Cartographie du flux ψ_D en fonction des courants i_r et i_q

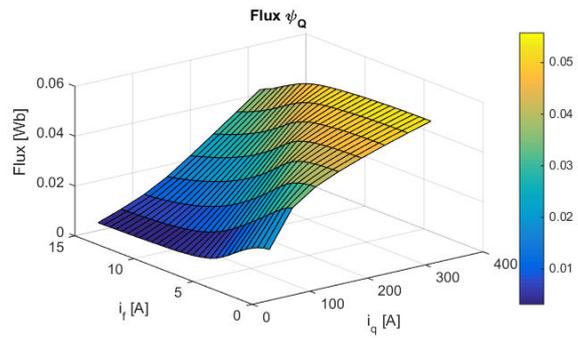


Fig.III.2.4 Cartographie du flux ψ_Q en fonction des courants i_r et i_q

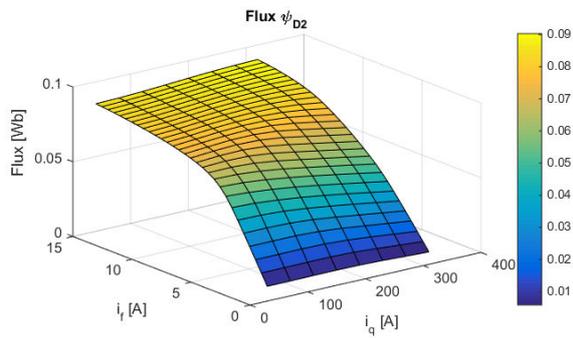


Fig.III.2.5 Cartographie du flux ψ_{D2} en fonction des courants i_r et i_q

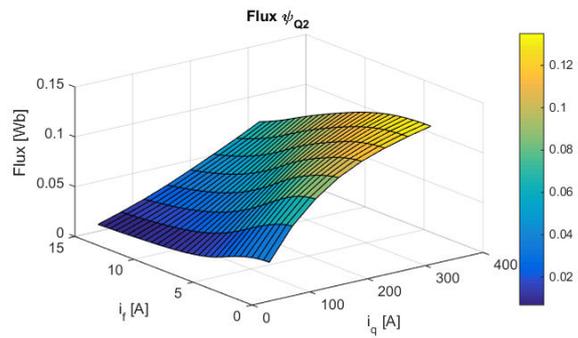


Fig.III.2.6 Cartographie du flux ψ_{Q2} en fonction des courants i_r et i_q

Une fois les flux des amortisseurs dans les axes dq définis, les inductances mutuelles entre les circuits d'amortisseurs et d'autres circuits du modèle peuvent être déterminées. Sur Fig.III.2.7, tous les circuits du modèle $dq7$ sont dessinés. Ainsi, dans l'axe d il y a 4 enroulements et il y a 3 enroulements dans l'axe q . Par rapport au modèle dq classique, nous avons ajouté un enroulement dans chacun des axes magnétiques.

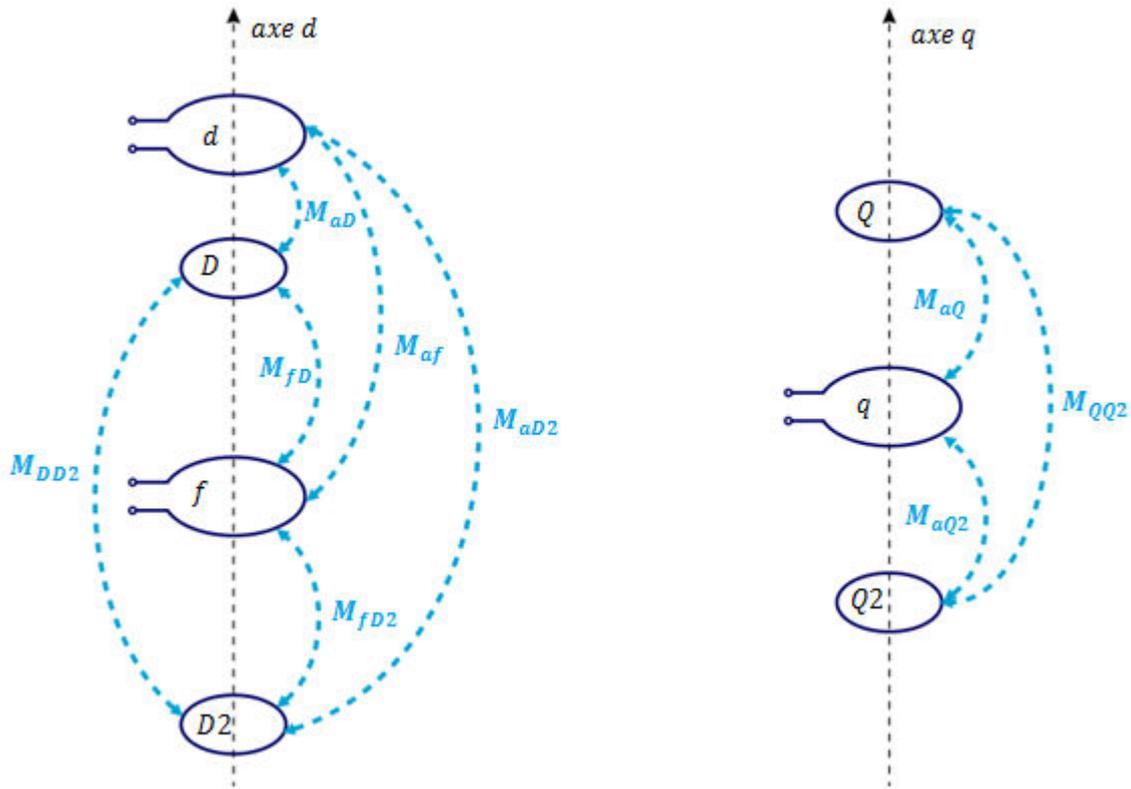


Fig.III.2.7 Flux dans l'axe direct (à gauche) et dans l'axe transversal (à droite)

Les valeurs des mutuelles peuvent être obtenues avec des formules simples comme celle de l'équation (III.1). Par exemple, la valeur non-saturée de la mutuelle M_{aD} , entre le circuit statorique d et le circuit d'amortisseurs D , peut être obtenue en mettant une petite valeur du courant i_d dans la bobine du stator dans le modèle EF. À l'issue de la simulation magnétostatique du modèle EF, le flux ψ_D est obtenu. Ensuite, la mutuelle M_{aD} est calculée avec la relation suivante :

$$M_{aD} = \frac{\psi_D}{\frac{3}{2}i_d} \quad (III.1)$$

Cette méthode est appliquée pour calculer les autres coefficients d'inductances.

III.2.1.3. Définition des courants des amortisseurs dans le repère dq

Pour calculer les inductances propres des circuits amortisseurs dans le repère de Blondel L_D , L_Q , L_{D2} et L_{Q2} , les courants de ces amortisseurs dans les axes dq doivent être définis. Rappelons d'abord que les courants d'amortisseurs dans l'axe d (i_D et i_{D2}) sont supposés circuler entre les barres amortisseurs sur le même pôle du rotor par l'axe polaire et les courants d'amortisseurs dans l'axe q (i_Q et i_{Q2}) circulent entre les barres d'amortisseurs sur différents pôles du rotor par la liaison interpolaire. Sur les figures Fig.III.2.8-III.2.9, les courants d'amortisseurs dans le repère dq sont illustrés selon deux perspectives différentes.

Dans la machine étudiée, la connexion entre les pôles du rotor est une tôle d'extrémité de noyau du rotor qui conduit les courants d'amortisseurs. Cette solution n'est pas très classique, mais elle est parfois utilisée dans l'industrie. La définition des courants d'amortisseurs dans le repère dq serait la même si nous avions une connexion plus conventionnelle entre les pôles du rotor tels que les anneaux d'extrémité [12].

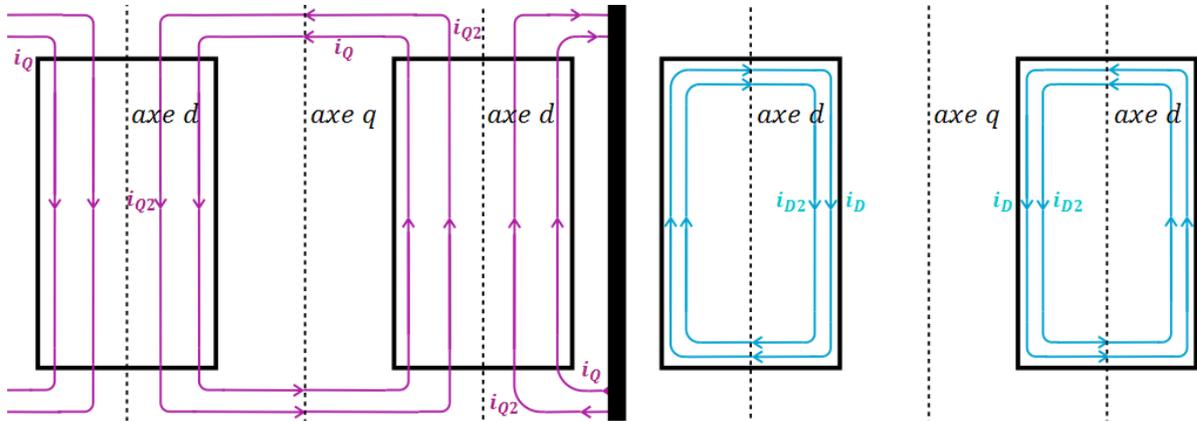


Fig.III.2.8 Les courants des amortisseurs qui parcourent dans les barres du rotor dans l'axe q (à gauche) et dans l'axe d (à droite). Vue de dessus.

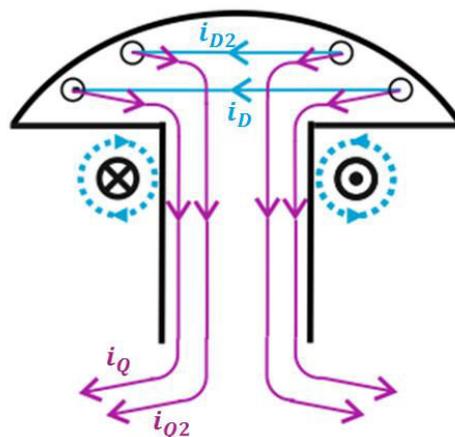


Fig.III.2.9 Répartition des courants des amortisseurs

Dans le modèle EF , nous représentons les 4 barres par pôle et les courants des barres i_{amor1} , i_{amor2} , i_{amor3} et i_{amor4} sont exprimés en fonction des courants d'amortisseur du repère dq . Sur la Fig.III.2.10, l'image montre les flux de l'axe d et de l'axe q illustre la définition des courants des barres du circuit amortisseur i_{amor1} , i_{amor2} , i_{amor3} et i_{amor4} (ou i_1 , i_2 , i_3 et i_4) en fonction des courants i_D , i_Q , i_{D2} et i_{Q2} .

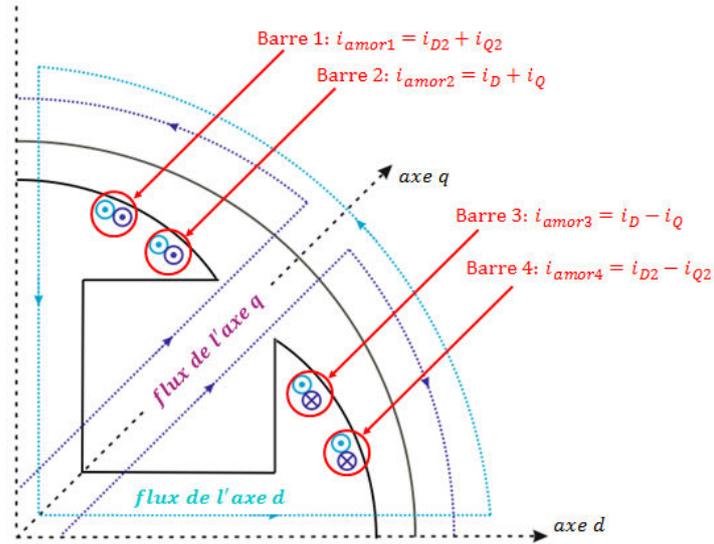


Fig.III.2.10 Courants de barres et courants des circuits

Dans le modèle *EF*, les courants des amortisseurs sont définis avec les équations suivantes :

$$i_{amor1} = i_{D2} + i_{Q2} \quad (III.2)$$

$$i_{amor2} = i_D + i_Q \quad (III.3)$$

$$i_{amor3} = i_D - i_Q \quad (III.4)$$

$$i_{amor4} = i_{D2} - i_{Q2} \quad (III.5)$$

Les courants i_{amor1} et i_{amor4} sont des courants d'amortisseurs près de l'axe polaire et les courants i_{amor2} et i_{amor3} sont des courants d'amortisseurs aux extrémités des épanouissements polaires.

III.2.2. Équations électriques des amortisseurs dans le repère dq

Le modèle dq7 contient 4 circuits qui décrivent le comportement des amortisseurs dans repère dq . Les résistances des amortisseurs (R_D et R_Q) pour le modèle dq classique sont généralement obtenues à partir des constantes de temps subtransitoires. Cette méthode ne convient pas pour la définition des flux d'amortisseurs du modèle $dq7$. Pour obtenir les chutes de tension résistives du modèle $dq7$, nous partons du schéma équivalent de la cage d'amortisseurs de la *Fig.III.2.11*.

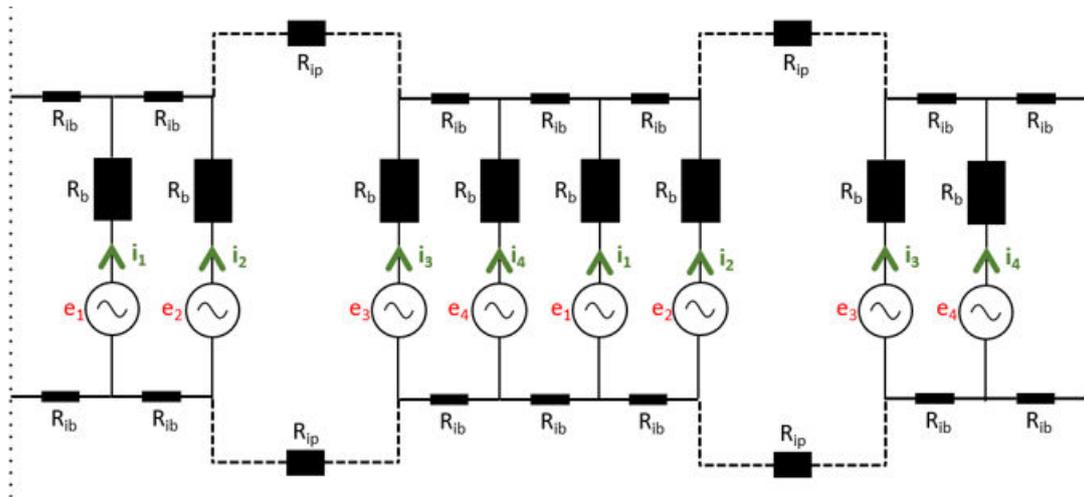


Fig.III.2.11 Schéma équivalent de la cage d'amortisseurs

Sur ce schéma, R_b est la résistance d'une barre d'amortisseurs, R_{ip} est la résistance de la connexion interpolaire, R_{ib} est la résistance de la connexion entre les barres aux extrémités des barres, e_1, e_2, e_3, e_4 sont les forces électromotrices induites dans chacune des barres d'amortisseurs. On sait que les courants qui passent par l'axe polaire sur un épanouissement polaire sont les courants d'amortisseurs de l'axe d et les courants qui passent par les connexions interpolaires ce sont les courants de l'axe q comme illustré sur la *Fig.III.2.12*.

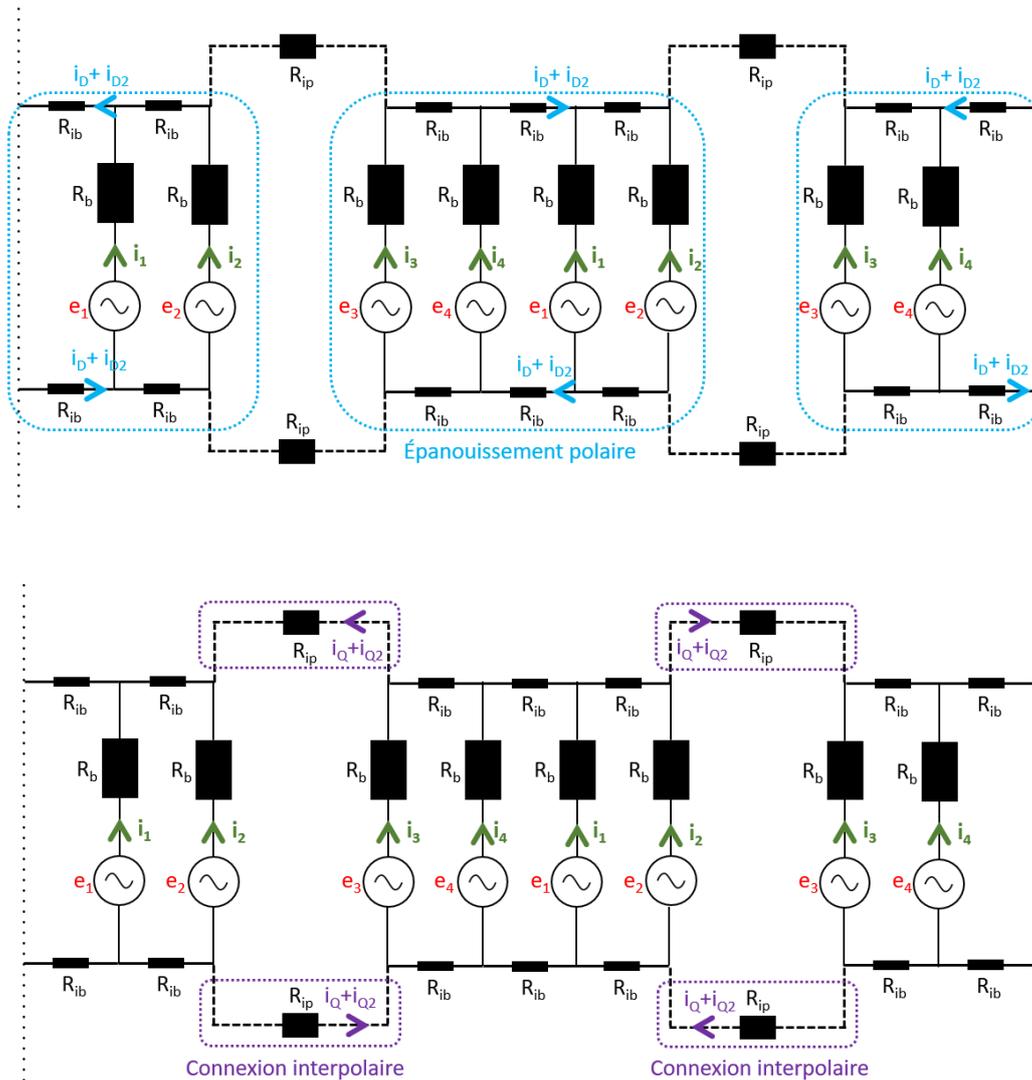


Fig.III.2.12 Passages des courants amortisseurs par l'axe d et par l'axe q

Pour obtenir les chutes de tension résistives intervenant dans les équations électriques des amortisseurs du modèle $dq7$, il faut appliquer la loi des mailles pour chaque circuit d'amortisseurs en ayant en tête la définition des flux d'amortisseurs dans le repère dq .

III.2.2.1. Chutes de tension résistives de circuit d'amortisseurs D et Q

Les flux d'amortisseurs des circuit D et Q passent entre les barres d'amortisseurs aux extrémités des épanouissements polaires. Le courant i_D passe par le chemin illustré sur la *Fig.III.2.13*.

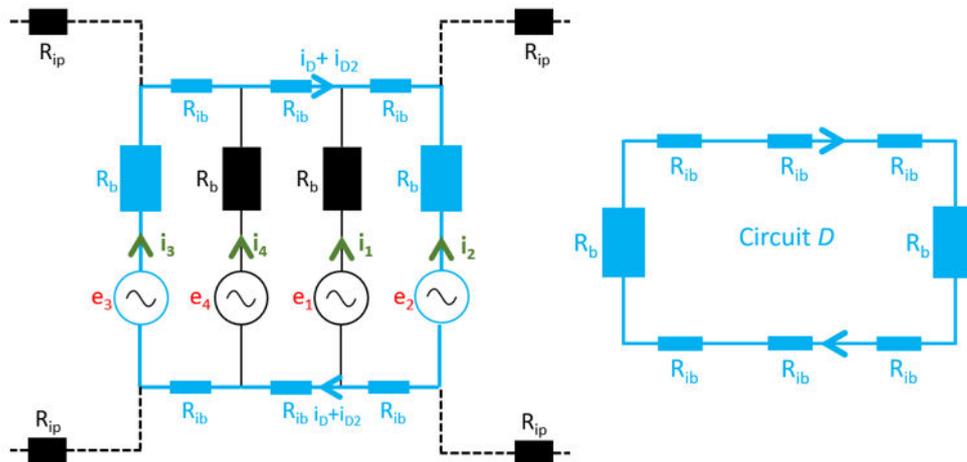


Fig.III.2.13 Passage du courant i_D du circuit D

Le courant i_Q passe par le chemin illustré sur la *Fig.III.2.14*.

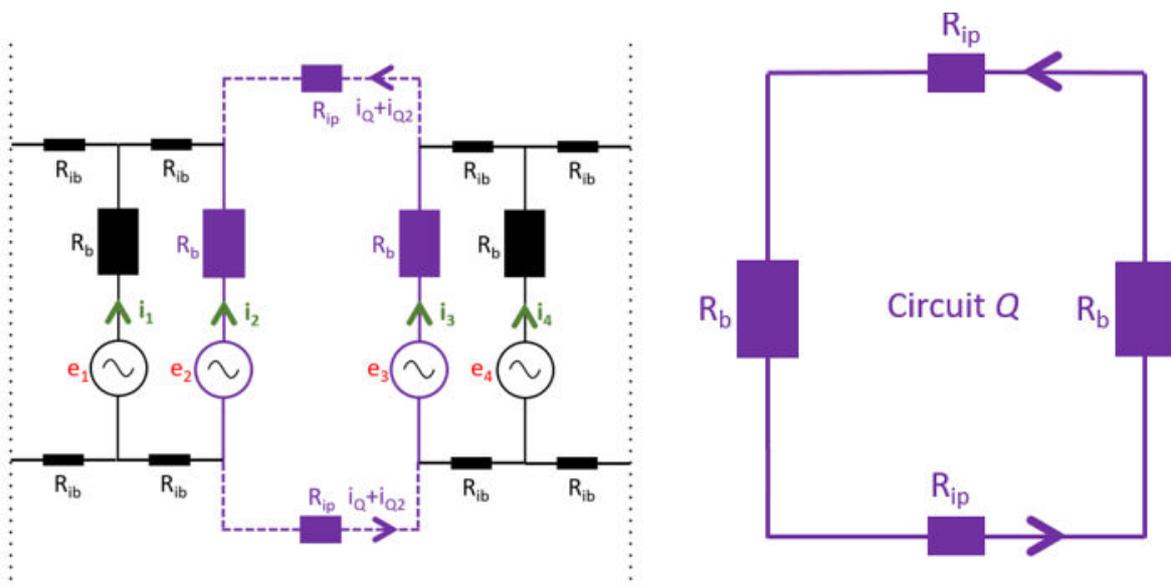


Fig.III.2.14 Passage du courant i_Q du circuit Q

En appliquant la loi des mailles sur ces 2 circuits, on obtient les relations suivantes limitées aux chutes de tension résistives :

$$R_b(i_D + i_Q) + R_b(i_D - i_Q) + 2R_{ib}(i_D + i_{D2}) + 4R_{ib}i_D = 2R_b i_D + 6R_{ib}i_D + 2R_{ib}i_{D2} = 0$$

$$R_b(i_Q + i_D) + R_b(i_Q - i_D) + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) = 2R_b i_Q + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) = 0$$

III.2.2.2. Chutes de tension résistives de circuit d'amortisseurs D2 et Q2

Les flux d'amortisseurs des circuit $D2$ et $Q2$ passent entre les barres d'amortisseurs plus près de l'axe polaire des épanouissements polaires. Le courant i_{D2} passe par le chemin illustré sur la *Fig.III.2.15*.

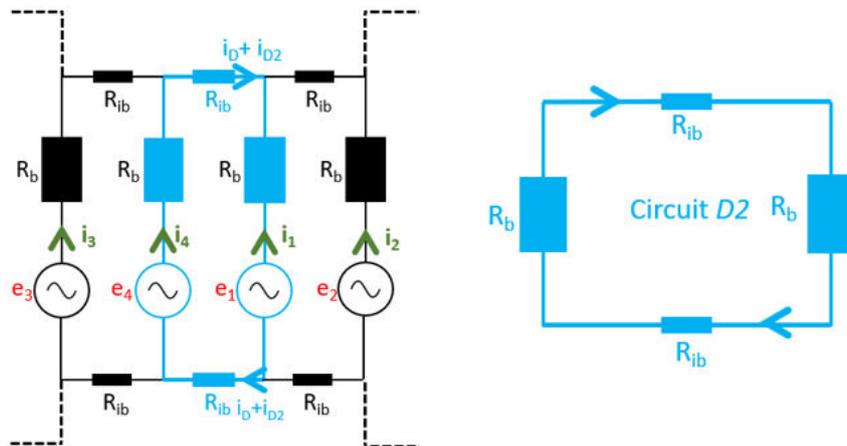


Fig.III.2.15 Passage du courant i_{D2} du circuit $D2$

Le courant i_{Q2} passe par le chemin illustré sur la *Fig.III.2.16*.

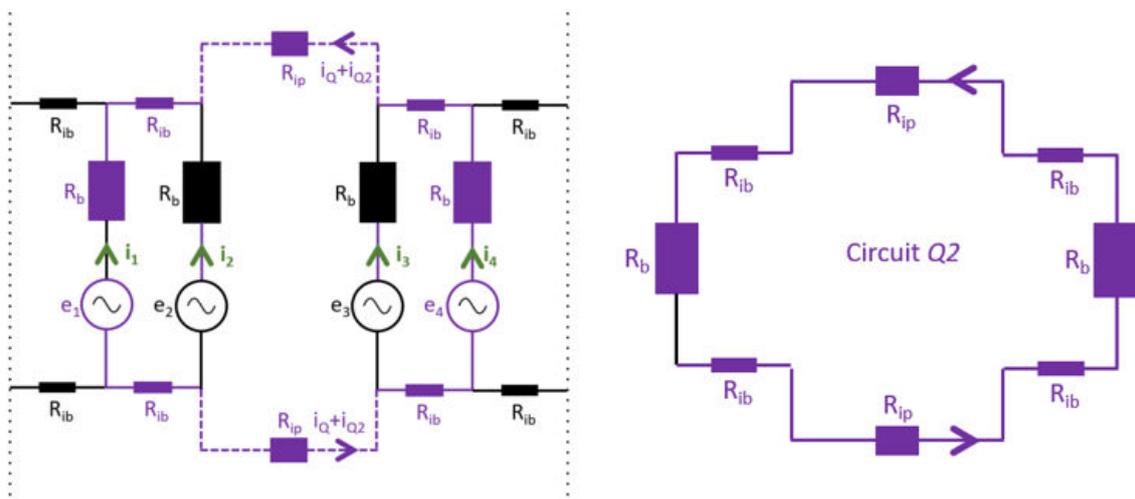


Fig.III.2.16 Passage du courant i_{Q2} du circuit $Q2$

En appliquant la loi des mailles sur ces 2 circuits, on obtient comme précédemment les relations suivantes pour les chutes de tension résistives :

$$R_b(i_{D2} + i_{Q2}) + R_b(i_{D2} - i_{Q2}) + 2R_{ib}(i_D + i_{D2}) = 2R_b i_{D2} + 2R_{ib}(i_D + i_{D2}) = 0$$

$$\begin{aligned} R_b(i_{Q2} + i_{D2}) + R_b(i_{Q2} - i_{D2}) + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) + 2R_{ib}(i_D + i_{Q2}) + 2R_{ib}(-i_D + i_{Q2}) \\ = 2R_b i_{Q2} + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) + 4R_{ib} i_{Q2} = 0 \end{aligned}$$

III.2.2.3. Équations électriques du modèle dq7

En faisant intervenir les quatre flux par les forces électromotrices induites, on obtient les 4 équations électriques pour le circuit amortisseur du modèle $dq7$:

$$0 = 2R_b i_D + 6R_{ib} i_D + 2R_{ib} i_{D2} + \frac{d\psi_D}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_Q + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) + \frac{d\psi_Q}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_{D2} + 2R_{ib}(i_D + i_{D2}) + \frac{d\psi_{D2}}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_{Q2} + 2R_{ip}(i_Q + i_{Q2}) + 4R_{ib} i_{Q2} + \frac{d\psi_{Q2}}{dt}$$

Les équations électriques pour les amortisseurs du modèle $dq7$ sont différentes de celles du modèle dq classique qui est composé de 2 équations différentielles. Les chutes de tension résistives pour les amortisseurs dépendent de tous les courants d'amortisseurs de l'axe magnétique respectif.

Si l'on néglige les résistances interpolaires R_{ip} et les résistances aux extrémités des barres d'amortisseurs R_{ib} , les équations électriques pour les amortisseurs ressemblent bien à celles du modèle standard :

$$0 = 2R_b i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_{D2} + \frac{d\psi_{D2}}{dt} = R_{D2} i_{D2} + \frac{d\psi_{D2}}{dt}$$

$$0 = 2R_b i_{Q2} + \frac{d\psi_{Q2}}{dt} = R_{Q2} i_{Q2} + \frac{d\psi_{Q2}}{dt}$$

En considérant, l'absence des résistances des connexions interpolaires et des extrémités des barres d'amortisseurs, chaque résistance électrique d'amortisseurs dans le repère dq est égale à $2R_b$.

Les définitions des flux, des courants et des chutes de tension résistives dans le repère dq permettent d'obtenir les courants dans chaque barre d'amortisseurs.

III.2.3. Définition des courants magnétisants

Nous allons ajouter les termes liés aux enroulements amortisseurs à la définition des courants magnétisants du *chapitre II*. Le modèle *dq7* développé dans ce sous-chapitre utilise 7 courants : i_d , i_q , i_f , i_D , i_Q , i_{D2} et i_{Q2} . Pour réduire la complexité des calculs, ces courants sont regroupés selon deux axes magnétiques. A la place de 7 courants pour déterminer le niveau de saturation de la machine, nous allons utiliser deux courants magnétisants i_{d-mag} et i_{q-mag} .

Les courants magnétisants du modèle *dq7* intégrant les amortisseurs sont donnés par les expressions suivantes :

$$i_{d-mag} = i_f + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_{af}} i_d + \frac{M_{fD}}{L_{af}} i_D + \frac{M_{fD2}}{L_{af}} i_{D2} \quad (\text{III.6})$$

$$i_{q-mag} = i_q + \frac{M_{aQ}}{L_{aq}} i_Q + \frac{M_{aQ2}}{L_{aq}} i_{Q2} \quad (\text{III.7})$$

Les courants de l'axe d sont rapportés au niveau du circuit inducteur et les courants de l'axe q sont rapportés au niveau du circuit statorique d'axe q .

III.2.4. Incorporation de la saturation

Après avoir défini les inductances du modèle *dq7* et les courants magnétisants, la saturation peut être introduite dans le modèle. En considérant que les flux des amortisseurs ψ_{D2} et ψ_{Q2} qui sont plus près de l'axe d saturent d'une manière différente des flux des amortisseurs ψ_D et ψ_Q captés aux extrémités des cornes polaires, on va établir des facteurs de saturation pour chaque circuit du modèle *dq7*. Il sera intéressant de voir si cette manière de l'intégration de la saturation qui est plus locale permettra de gagner en précision.

Dans les modèles non-linéaires qui ont été développés, nous retrouvons généralement un seul coefficient de saturation [28][9] ou deux coefficients de saturation l'un dans l'axe d et l'autre dans l'axe q comme dans la section *II.4*. Les coefficients de saturation sont calculés avec une simple division du flux non-saturé par le flux saturé d'un circuit donné du modèle *dq7*. Par exemple le coefficient de saturation k_{sat-d} du circuit statorique de l'axe d est calculé par :

$$k_{d-sat}(i_{d-mag}, i_{q-mag}) = \frac{\psi_{d-lin}(i_d)}{\psi_{d-EF}(i_{d-mag}, i_{q-mag})} \quad (\text{III.8})$$

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

Le flux ψ_{d-lin} est calculé avec les inductances non-saturées. Cela peut se traduire sous la forme mathématique suivante :

$$\psi_{d-lin} = L_{ad} i_d \quad (III.9)$$

L_{ad} est l'inductance magnétisante du circuit d . Les courants magnétisants dans l'équation (III.10) sont calculés en utilisant la définition des courants magnétisants (III.6) et (III.7) :

$$i_{d-mag} = \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_{af}} i_d$$

$$i_{q-mag} = i_q$$

Le courant statorique i_d de l'axe d est ramené au niveau du circuit inducteur. Les valeurs non-linéaires du flux ψ_{d-EF} sont calculées en utilisant les simulations en magnétostatique et en mettant les courants i_f et i_q dans le modèle EF . Nous faisons de même pour calculer les six autres coefficients de saturation du modèle $dq7$. Pour le cas où la machine n'est pas saturée, les coefficients de saturation valent 1. Sur la Fig.III.2.17, la cartographie du coefficient de saturation k_{d-sat} est tracée.

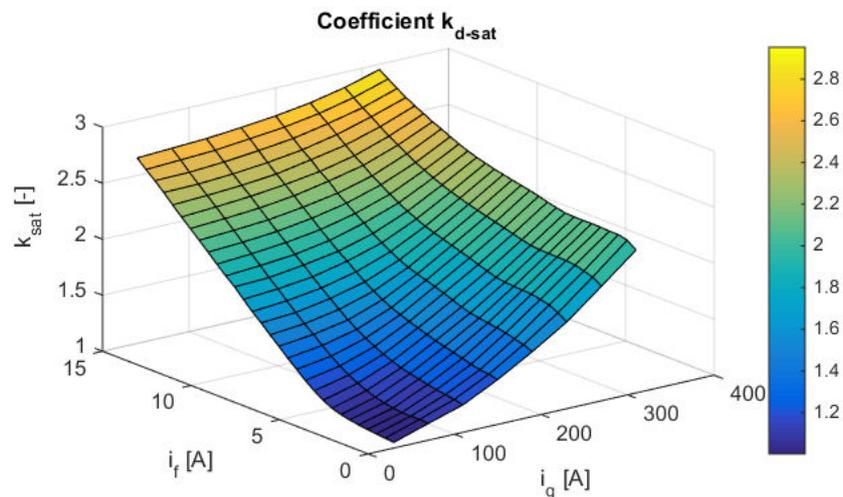


Fig.III.2.17 Cartographie du coefficient k_{d-sat} en fonction des courants i_f et i_q

D'autres cartographies des facteurs de saturation du modèle $dq7$ sont présentées dans l'annexe A.3. Les coefficients de saturation sont affectés par la saturation visible sur la courbe à vide et par la saturation croisée.

On reprend la matrice diagonale $[k_{sat}]$ du chapitre II de la section II.5.2 en passant à l'ordre 7 :

$$[k_{dq7-sat}] = \text{diag}(k_{d-sat}, k_{q-sat}, k_{f-sat}, k_{D-sat}, k_{Q-sat}, k_{D2-sat}, k_{Q2-sat}) \quad (\text{III.10})$$

On peut calculer les courants $[i_{dq7-n+1}]$ du modèle $dq7$. La matrice des inductances non-saturées $[L_{dq7}]$ du modèle $dq7$ est inversée et multipliée par le vecteur des flux insaturés $[\psi_{dq7-non-saturé-calc-n+1}]$ pour obtenir le vecteur des courants $[i_{dq7-n+1}]$:

$$\begin{aligned} [i_{dq7-n+1}] &= [L_{dq7}]^{-1} [\psi_{dq7-non-saturé-calc-n+1}] \\ &= [L_{dq7}]^{-1} [k_{dq7-sat-n}] [\psi_{dq7-n+1}] \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Comme les coefficients de saturation $[k_{dq7sat}]$ s'expriment en fonction des courants, on peut les calculer avec les courants $[i_{dq7-n}]$ d'un pas temporel précédent.

De nouveau, l'intégration de la saturation se base sur l'hypothèse simplificatrice selon laquelle la saturation des flux de fuites et du flux utile est traitée avec des facteurs de saturation qui varient en fonction de deux courants magnétisants. Nous verrons maintenant si cette hypothèse n'est pas pénalisante pour le modèle dq intégrant les amortisseurs.

III.2.5. Essai en court-circuit triphasé

Ce type de modèle comprime pleins de coefficients à ajuster pour que les résultats « collent » avec les résultats de la référence. Nous pouvons obtenir très bons résultats pour un type de validation et de très mauvais résultats pour un autre type de validation. En conséquence, pour démontrer la robustesse du modèle, plusieurs validations pour les différents niveaux de saturation de la machine doivent être effectuées.

Dans un premier temps, le modèle est validé avec le même transitoire que celui fait pour le modèle dq sans amortisseurs. La tension aux bornes du circuit inducteur et la vitesse mécanique sont constantes.

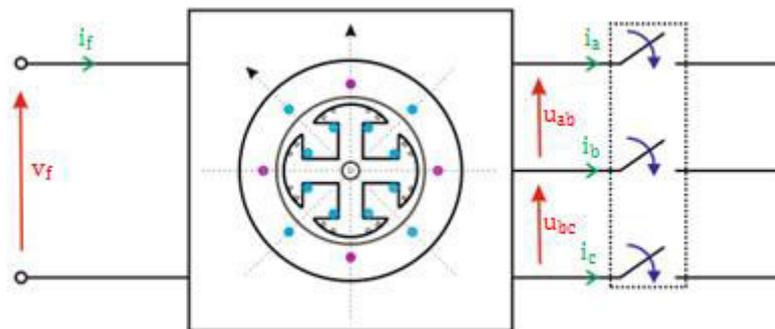


Fig.III.2.18 Topologie de la machine pour le court-circuit triphasé

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

Sur les figures *Fig.III.2.19-III.2.29*, le modèle *abc* linéaire est utilisé pour voir des écarts causés par la saturation dans les modèles de type circuit. Ce modèle de type circuit est fondé sur 8 équations qui décrivent le comportement de la machine dans le repère *abc*. L'ajout des amortisseurs a diminué la valeur crête du courant inducteur par rapport au cas de la simulation du modèle *dq* sans amortisseurs.

Le transitoire simulé dans le chapitre II sature peu le circuit de la machine. Les amortisseurs diminuent ainsi la saturation de la machine. On augmente alors la tension V_f de l'excitation pour obtenir un court-circuit où la machine est initialement saturée.

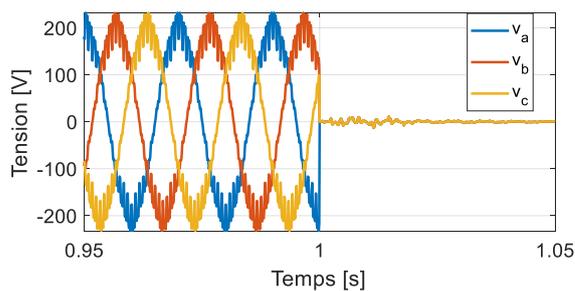


Fig.III.2.19 Tensions statoriques v_a , v_b et v_c

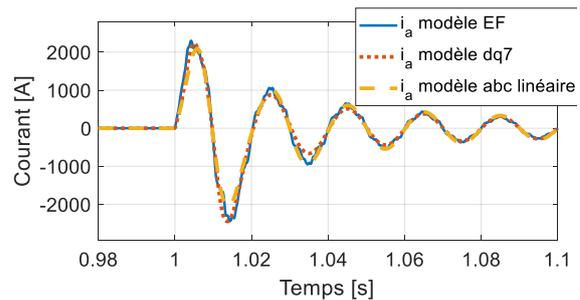


Fig.III.2.20 Courant statorique i_a

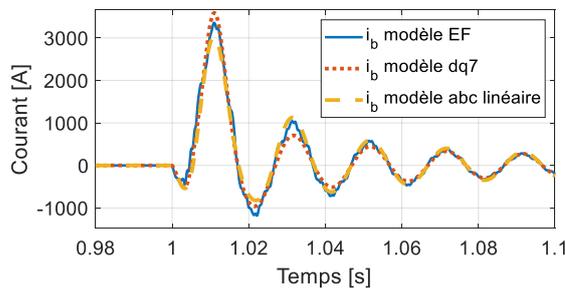


Fig.III.2.21 Courant statorique i_b

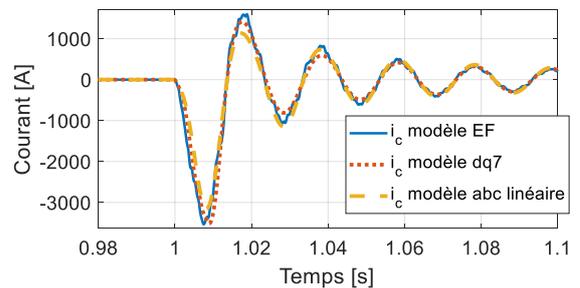


Fig.III.2.22 Courant statorique i_c

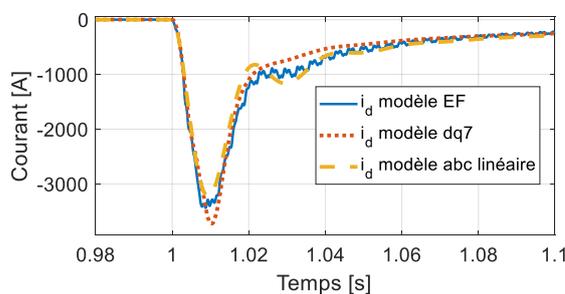


Fig.III.2.23 Courant statorique i_d de l'axe-d

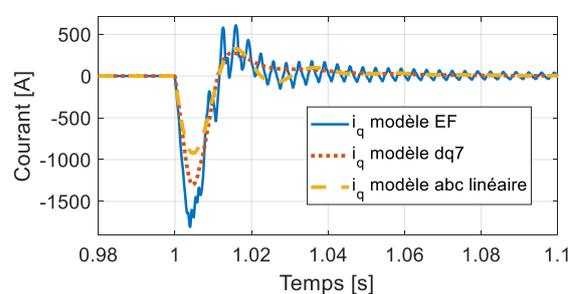


Fig.III.2.24 Courant statorique i_q de l'axe-q

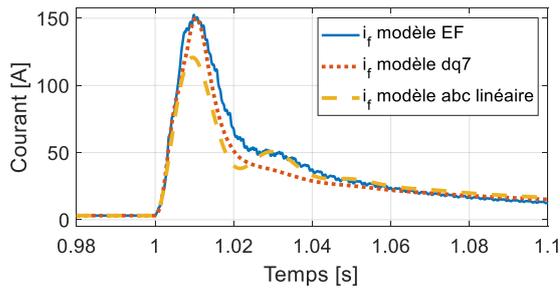


Fig.III.2.25 Courant inducteur i_f

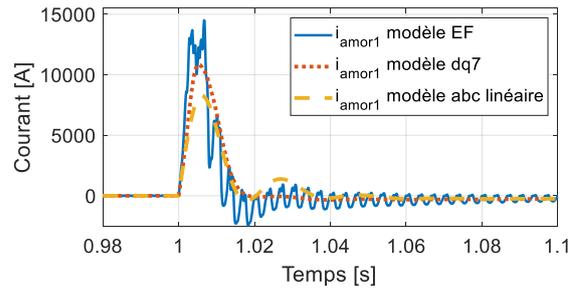


Fig.III.2.26 Courant d'amortisseur i_{amor1}

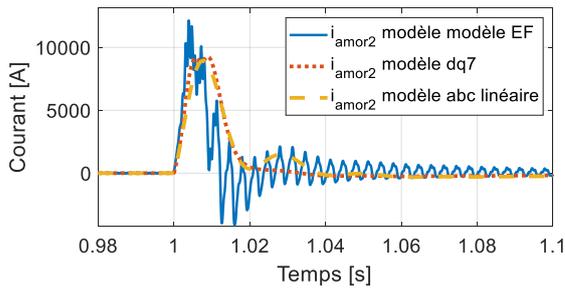


Fig.III.2.27 Courant d'amortisseur i_{amor2}

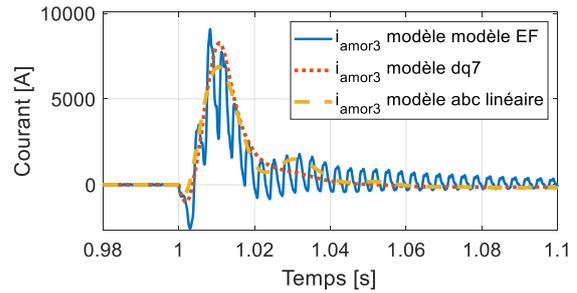


Fig.III.2.28 Courant d'amortisseur i_{amor3}

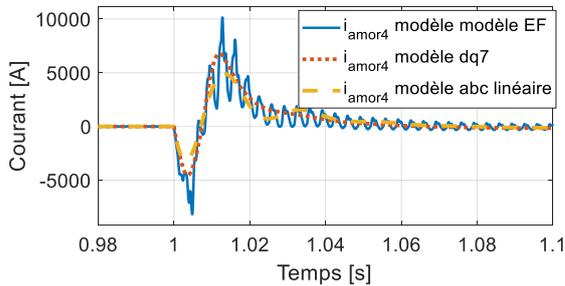


Fig.III.2.29 Courant d'amortisseur i_{amor4}

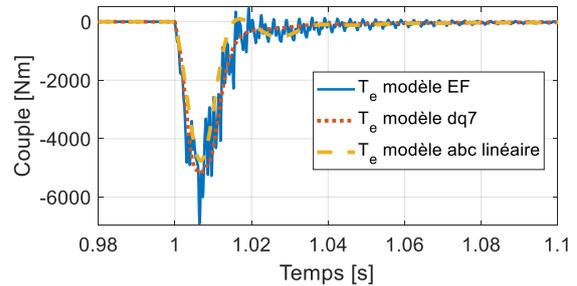


Fig.III.2.30 Couple électromagnétique T_e

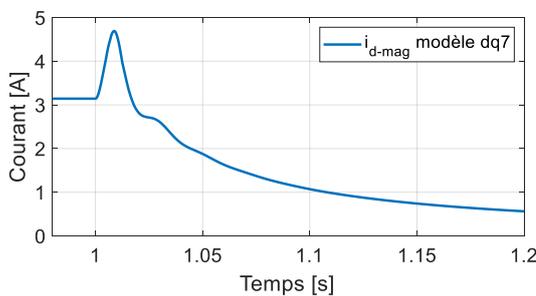


Fig.III.2.31 Courant magnétisant i_{d-mag} de l'axe d

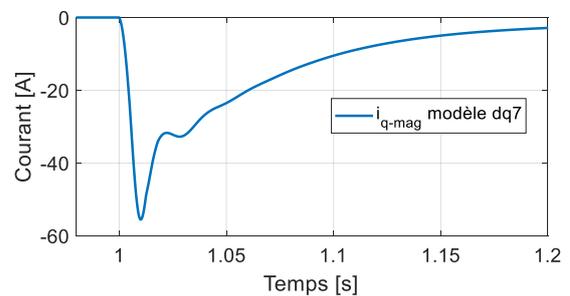


Fig.III.2.32 Courant magnétisant i_{q-mag} dans l'axe q

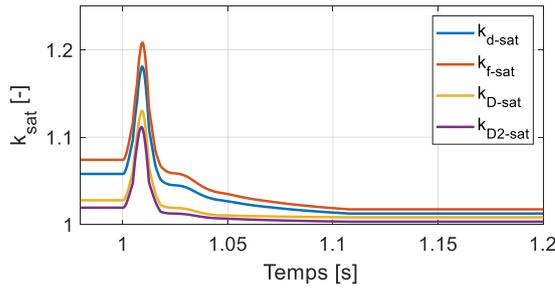


Fig.III.2.33 Coefficients de saturation dans l'axe d

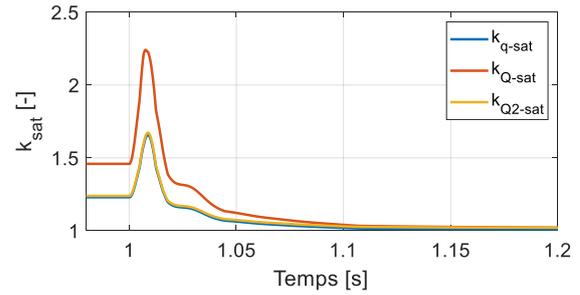


Fig.III.2.34 Coefficients de saturation dans l'axe q

Les courants magnétisants sont présentés sur les figures *Fig.III.2.30-III.2.31*. Les interactions entre les courants statoriques et rotoriques limitent des valeurs crêtes des courants magnétisants. On peut comparer le courant magnétisant i_{q-mag} (qui est le même que le courant statoriques i_q) de l'axe q de la machine sans amortisseurs de *Fig.II.4.31* avec le courant magnétisant i_{q-mag} de *Fig.III.2.31* de la machine avec amortisseurs pour voir que le courant magnétisant dans cet axe a nettement diminué. Ceci montre que la présence des amortisseurs diminue les effets de la saturation, la *FMM* dans l'axe q qui est créée au stator agit contre la *FMM* de l'axe q du rotor. La *FMM* résultante dans l'axe est ainsi réduite et les effets de la saturation sont moins marqués.

Selon l'évolution des coefficients de saturation sur les figures *Fig.III.2.33-III.2.34*, nous constatons que chacun des flux sature différemment. Le flux ψ_Q d'amortisseurs de l'axe q sature le plus, parce qu'il passe par les cornes des épanouissements polaires qui sont les parties les plus saturées. Le flux ψ_{D2} d'amortisseurs de l'axe d sature moins que d'autres flux de l'axe d , moins de flux passe près de l'axe polaire. Ceci plaide pour l'utilisation des coefficients de saturation pour chacun des circuits du modèle. Les coefficients de saturation peuvent modéliser la saturation locale dans les différentes parties de la machine. Après le court-circuit brusque, les coefficients de saturation tendent vers 1, parce que la réaction d'induit s'oppose à la force magnétomotrice qui vient du rotor.

Les écarts les plus importants entre les modèles de type circuit et le modèle EF sont observés pour les courants d'amortisseurs. Sur les courbes des courants d'amortisseurs du modèle EF les harmoniques d'espaces s'observent bien.

Sur les figures *Fig.III.2.35-III.2.36*, on peut voir comment les courants d'amortisseurs dans le repère dq s'opposent aux courants statoriques. Quand le courant statorique i_q de l'axe q devient négatif, les courants i_Q et i_{Q2} d'amortisseurs deviennent positifs. Quand le courant statorique i_q de l'axe q devient positif, les courants i_Q et i_{Q2} d'amortisseurs deviennent négatifs. On remarque la même tendance pour les courants dans l'axe d . Comme prévu le courant i_D d'amortisseur du circuit D dans l'axe d est plus fort que le courant i_{D2} d'amortisseur du circuit $D2$. Le courant i_Q d'amortisseur du circuit Q dans l'axe q est plus faible que le courant i_{Q2} d'amortisseur du circuit $Q2$.

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

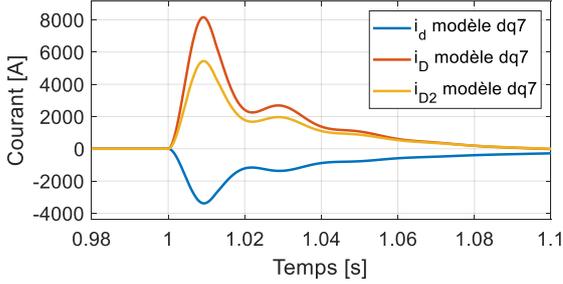


Fig.III.2.35 Courants du modèle dq7 dans l'axe d

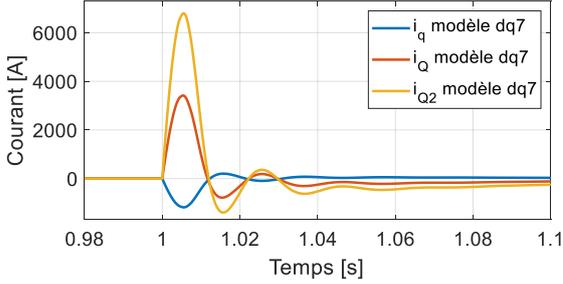


Fig.III.2.36 Courants du modèle dq7 dans l'axe q

III.2.6. Essai de chute de tension du réseau

La deuxième validation est faite lorsque la machine est connectée en parallèle sur le réseau comme illustré sur la *Fig.II.2.37*.

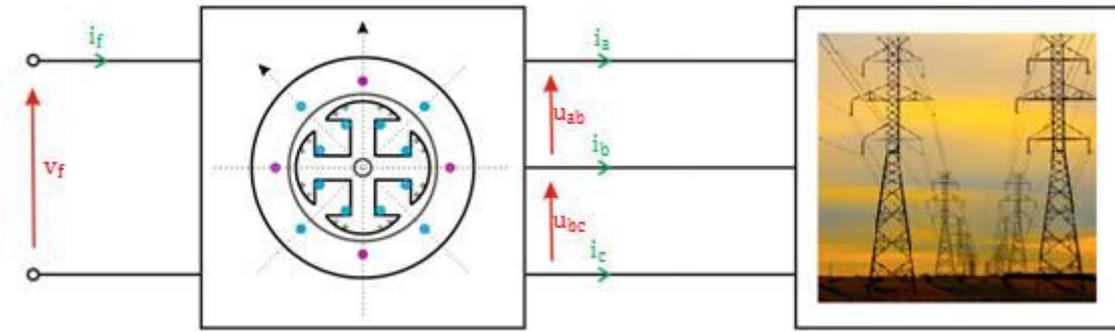


Fig.III.2.37 Topologie de la machine pour le transitoire de la chute de tension

La tension de l'inducteur et la vitesse mécanique sont maintenues constantes. Le transitoire est initié par une baisse importante des tensions du réseau (*Fig.II.2.38*). La machine est un peu plus saturée dans ce deuxième test que dans le premier.

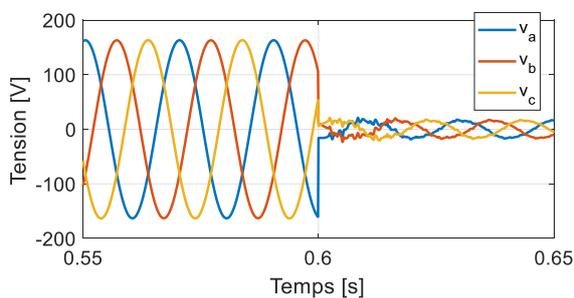


Fig.III.2.38 Tensions statoriques \$v_a, v_b\$ et \$v_c\$

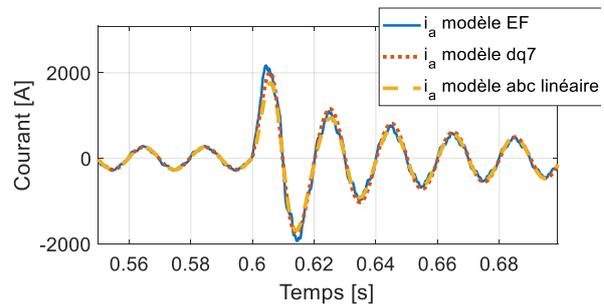


Fig.III.2.39 Courant statorique \$i_a\$

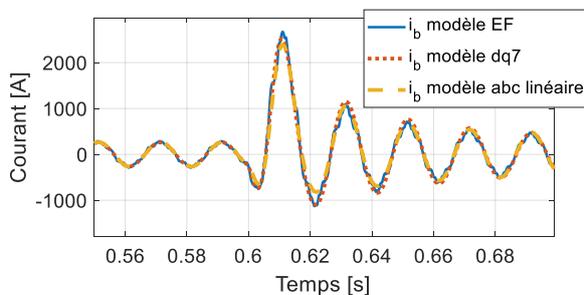


Fig.III.2.40 Courant statorique \$i_b\$

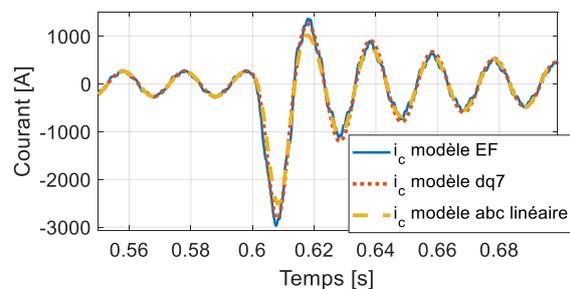


Fig.III.2.41 Courant statorique \$i_c\$

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

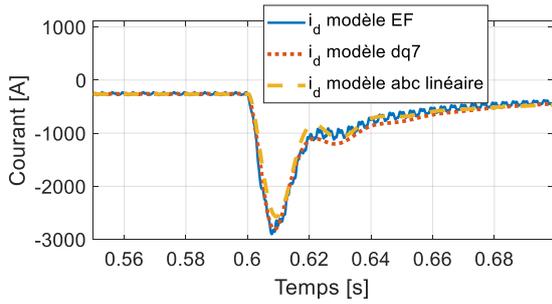


Fig.III.2.42 Courant statorique i_d d'axe-d

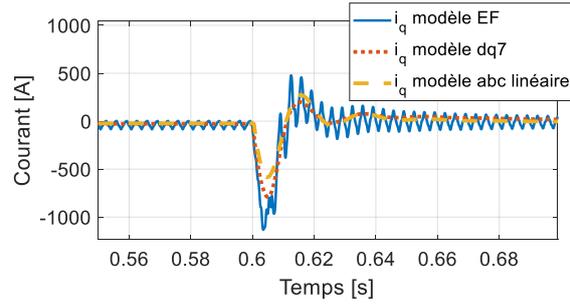


Fig.III.2.43 Courant statorique i_q d'axe-q

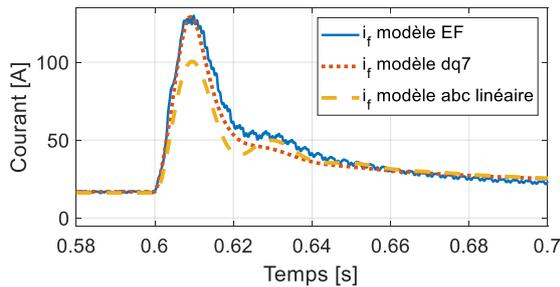


Fig.III.2.44 Courant inducteur i_f

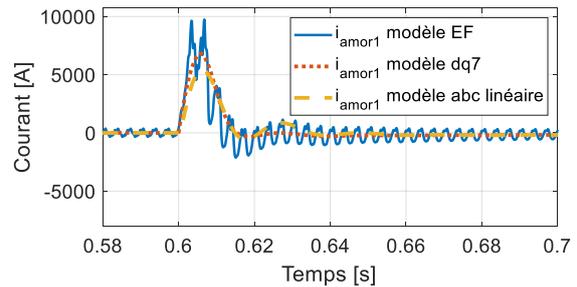


Fig.III.2.45 Courant d'amortisseur i_{amor1}

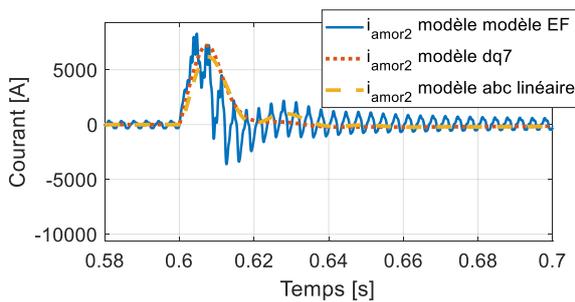


Fig.III.2.46 Courant d'amortisseur i_{amor2}

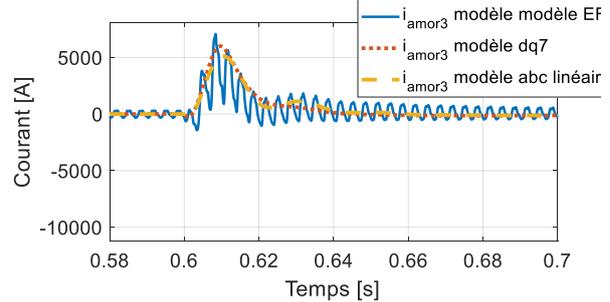


Fig.III.2.47 Courant d'amortisseur i_{amor3}

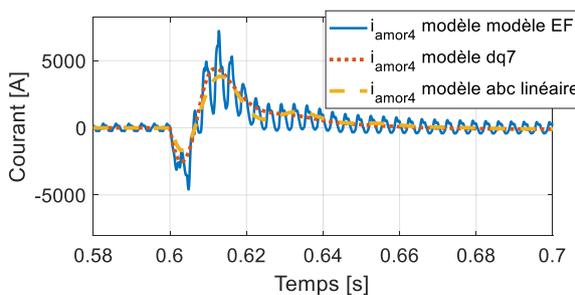


Fig.III.2.48 Courant d'amortisseur i_{amor4}

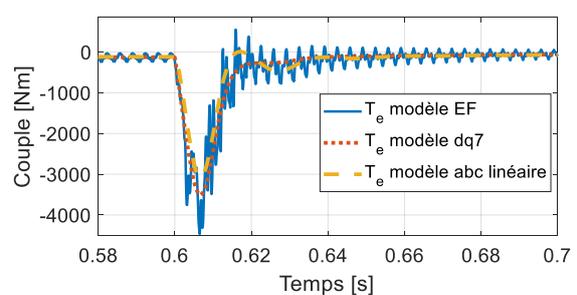


Fig.III.2.49 Couple électromagnétique T_e

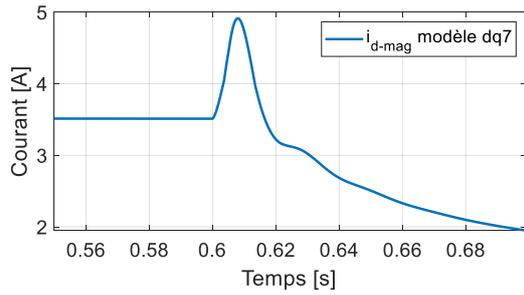


Fig.III.2.50 Courant magnétisant $i_{d\text{-mag}}$ de l'axe d

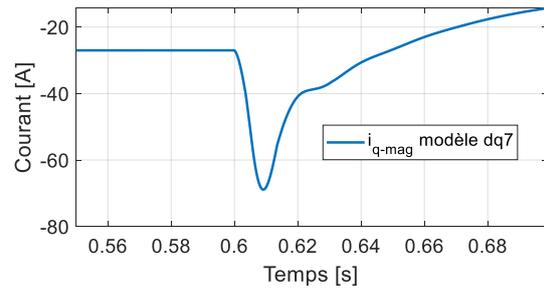


Fig.III.2.51 Courant magnétisant $i_{q\text{-mag}}$ dans l'axe q

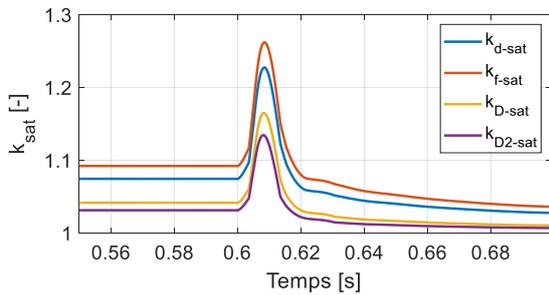


Fig.III.2.52 Coefficients de saturation dans l'axe d

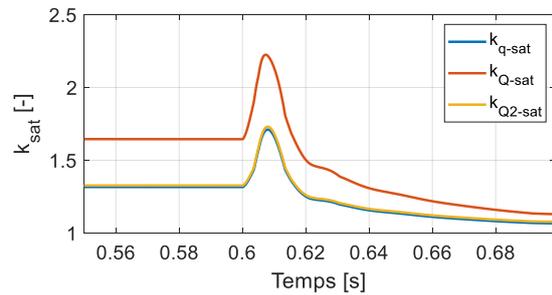


Fig.III.2.53 Coefficients de saturation dans l'axe q

Les écarts les plus importants entre les modèles de type circuit et le modèle EF sont observés pour le courant inducteur *Fig.II.2.44* mais la pointe de courant atteinte présente sensiblement la même valeur. Ceci n'est pas le cas du modèle linéaire qui sous-estime l'amplitude de variation du courant inducteur avec une pointe bien inférieure, il présente aussi une oscillation apériodique davantage marquée.

Les écarts les plus importants entre les modèles de type circuit et le modèle EF sont observés pour le courant inducteur et les courants d'amortisseurs comme dans le premier transitoire. De plus, le modèle $dq7$ permet de fournir des courants d'amortisseurs qui ne peuvent pas être obtenus avec le modèle dq classique.

Chapitre III: Modélisation non-linéaire des générateurs synchrones intégrant les amortisseurs

Dans les deux tableaux suivants, on compare l'erreur relative pour les valeurs crêtes des courants pendant les transitoires entre les modèles de type circuit et le modèle EF :

Type de modèle	i_a	i_b	i_c	i_f
Modèle abc linéaire	14.28 %	9.84 %	10.87 %	20.78 %
Modèle dq7	3.95 %	6.83 %	1.84 %	4.45 %

Court-circuit triphasé

Type de modèle	i_a	i_b	i_c	i_f
Modèle abc linéaire	18.75 %	18.23 %	14.82 %	22.63 %
Modèle dq7	3.24 %	3.72 %	3.92 %	5.33 %

Creux de tension

Le modèle dq7 permet visiblement gagner en précision par rapport au modèle abc linéaire de type circuits.

III.3. Modèle dq-abc

Nous appelons dans ce manuscrit la modélisation par circuits couplés, la modélisation dans le repère *abc* pour lequel tous les couplages entre circuits (y compris les barres du circuit amortisseur) sont définis pour les différentes positions du rotor θ . Ce type de modèle s'avère très précis pour les régimes non-saturés de la machine, mais ne se comporte pas bien lorsque le circuit magnétique de la machine est saturé. Par conséquent, un modèle hybride est créé entre le modèle *dq7* et le modèle *abc* afin d'intégrer la saturation dans les modèles *abc*. Le modèle *dq7* et le modèle dq-abc permettent d'obtenir les résultats similaires, mais le modèle *dq7* est plus rapide pour calculer les transitoires.

III.3.1. Modèle par circuits couplés

Plusieurs modèles *abc* des générateurs synchrones ont été présentés dans différents articles [27][29]. Ce modèle est présenté brièvement ici. Le modèle *abc* est basé sur une matrice des inductances caractérisée pour les différentes positions du rotor θ . Le nombre de positions du rotor dépend de la précision souhaitée et du nombre de rangs harmoniques d'espace que nous voulons inclure dans le modèle. Le modèle *abc* proposé ici ne prend en compte que le fondamental de la *FMM*. La machine qui est modélisée dans ce manuscrit a trois enroulements au stator, un enroulement d'excitation et 4 barres d'amortisseurs sur chaque épanouissement polaire. Ainsi, le comportement du modèle *abc* de cette machine est régi par un système de 8 équations différentielles. Ces équations peuvent être écrites sous forme matricielle :

$$[v] = [R][i] + \left[\frac{d\psi}{dt} \right] = [R][i] + \left[\frac{d([L(\theta)][i])}{dt} \right] \quad (\text{III.12})$$

Le diagramme de simulation pour ce modèle est représenté sur *Fig.II.2.1*. À chaque pas de temps de la simulation et pour chaque position du rotor, la matrice d'inductances sera inversée pour obtenir les courants.

Historiquement, quand le premier modèle *dq* a été créé, l'inversion matricielle d'une matrice 8x8 était un problème délicat. Par conséquent, le modèle *dq* était un choix évident. Dans le modèle *dq* classique, l'inversion de la matrice ne doit être effectuée qu'une seule fois si les inductances de ce modèle sont indépendantes de la position du rotor. Aujourd'hui, l'inversion matricielle n'est plus un problème délicat. Le modèle *abc* est plus simple à établir que le modèle *dq* pour ce qui concerne la caractérisation des enroulements amortisseurs. Les inductances du réseau électrique reliées à la machine (l'inductance de la ligne et l'inductance du transformateur) et les inductances de têtes de bobines peuvent être ajoutées aux termes diagonaux de la matrice des inductances $[L(\theta)]$.

La matrice des inductances $[L(\theta)]$ a 64 éléments (III.13), qui sont calculés pour chaque position angulaire θ par le modèle *EF* en magnétostatique. Nous avons identifié chaque coefficient de la matrice $[L(\theta)]$ pour 721 positions du rotor.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{ss}(\theta)] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_{rr}(\theta)] \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

La matrice $[L(\theta)]$ peut être subdivisée en 4 matrices :

- La matrice $[L_{ss}(\theta)]$ de 3x3 qui comporte les inductances propres des enroulements de 3 phases au stator et les mutuelles entre les enroulements au stator.
- La matrice $[M_{sr}(\theta)]$ de 3x5 comporte les mutuelles entre les enroulements au stator et les enroulements au rotor.
- La matrice $[M_{rs}(\theta)]$ de 5x3 comporte les mutuelles entre les enroulements au stator et les enroulements au rotor.
- La matrice $[L_{rr}(\theta)]$ de 5x5 qui comporte les inductances propres des enroulements au rotor (le circuit inducteur et 4 barres) et les mutuelles entre les enroulements au rotor.

Les modèles *abc* sont un bon choix pour les grandes machines qui saturent moins. Dans ce manuscrit, un générateur de taille moyenne est modélisé et les effets de la saturation sont importants.

III.3.2. Modèle hybride *dq-abc*

Afin d'incorporer correctement les effets de saturation dans le modèle par circuits couplés, nous l'associons avec le modèle *dq7* de la section III.2. La saturation est incorporée dans le "bloc inversion" de la Fig.II.2.1. Le modèle hybride qui a 7 coefficients saturation $[k_{dq7sat}]$ est décrit dans la section III.2.3. La saturation est mise en place selon le diagramme illustré sur Fig.III.3.1.

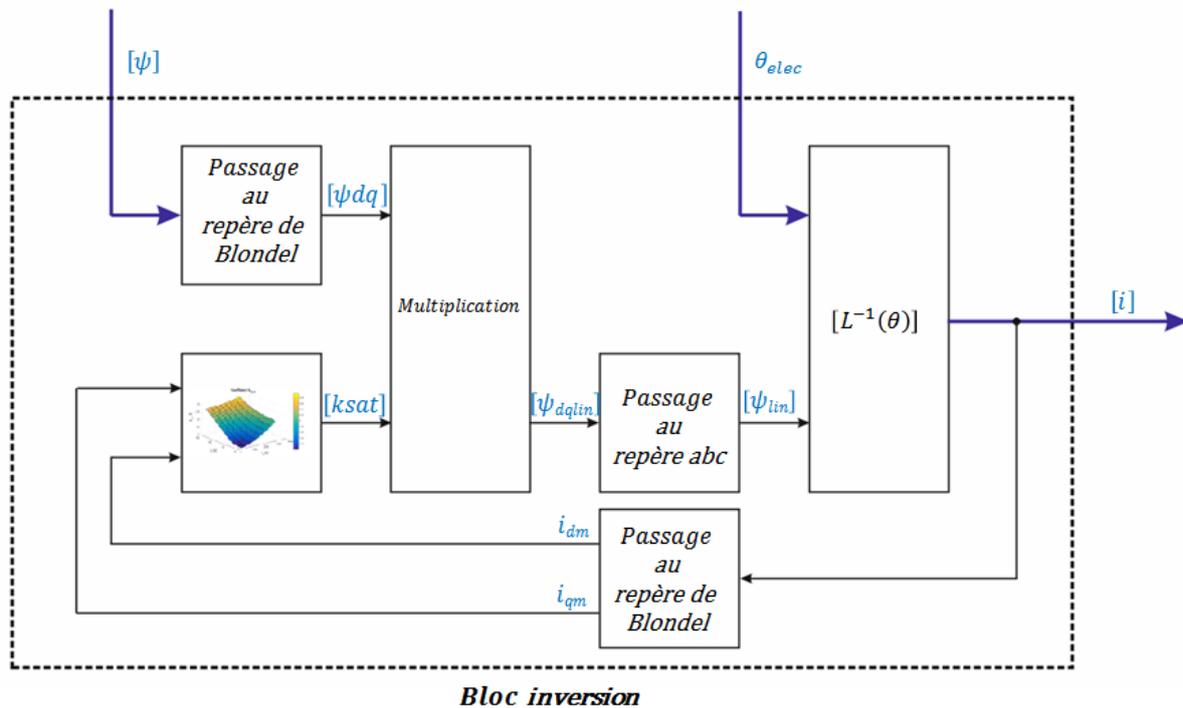


Fig.III.3.1 Diagramme de saturation dans le modèle hybride *dq*-circuits couplés avec 7 coefficients de saturation

A chaque pas de temps, la matrice d'inductances $[L(\theta)]$ est inversée afin d'obtenir tous les courants. Ensuite, les courants sont représentés dans le repère de Blondel par la transformation de Park appliquée aux courants statoriques i_a , i_b et i_c . Les courants des

barres du circuit amortisseur sont intégrés à partir de la définition des courants de la section III.2.1 :

$$i_D = \frac{i_{amor2} + i_{amor3}}{2} \quad (III.14)$$

$$i_Q = \frac{i_{amor2} - i_{amor3}}{2} \quad (III.15)$$

$$i_{D2} = \frac{i_{amor1} + i_{amor4}}{2} \quad (III.16)$$

$$i_{Q2} = \frac{i_{amor1} - i_{amor4}}{2} \quad (III.17)$$

Une fois tous les courants représentés dans le repère dq , les courants magnétisants peuvent être calculés avec les équations (III.6) et (III.7). Les facteurs de saturation sont calculés avec les courants magnétisants du pas temporel précédent.

À la fin, les deux modèles ($dq7$ et abc) sont créés pour établir un modèle hybride dq - abc . Le modèle $dq7$ donne les inductances et les mutuelles qui nous permettent de calculer les courants magnétisants i_{d-mag} et i_{q-mag} et les coefficients de saturation $[k_{dq7sat}]$. Ceci permet d'avoir l'information sur la saturation de la courbe vide et la saturation croisée. De cette manière, nous avons réussi à regrouper les caractéristiques intéressantes de chaque type de modélisation.

III.4. Conclusion

La conception des modèles de type circuit des machines pour les régimes transitoires est un processus progressif. Dans un premier temps, de nombreux aspects du modèle dq classique ont été améliorés. Une évolution du modèle dq , que nous avons nommé «le modèle $dq7$ », a été créée. Le modèle $dq7$ est constitué de 7 équations différentielles dont 4 équations décrivent le comportement des amortisseurs. Une méthode de calcul des courants magnétisants du modèle $dq7$ est introduite. Une définition des circuits amortisseurs du modèle dq est établie. Les coefficients de saturation prennent en compte la saturation à vide et la saturation croisée. Les paramètres du modèle dq permettent d'estimer la saturation et de calculer les courants magnétisants. Ensuite, nous avons montré comment intégrer la saturation dans les modèles de type circuit décrits dans le repère abc . Les deux modèles de type circuit donnent les résultats similaires, mais le modèle abc est un peu plus long pour les calculs des transitoires.

Les modèles de type circuit pourraient être encore améliorés par l'incorporation de rangs harmoniques d'espace et l'incorporation de la saturation des flux de fuites comme dans les sections *II.6.* du chapitre précédent. Le modèle $dq7$ présenté prend environ 6 secondes (le modèle $dq-abc$ prend 30 s) pour calculer la simulation des transitoires (pour une durée simulée de 1,2 s) par rapport à 12 heures de temps de calcul par le logiciel *EF*. Ce modèle permet la synthèse et l'étude du système de contrôle approprié. La vitesse angulaire variable du rotor peut être intégrée dans ce modèle en changeant la vitesse d'évolution de la position du rotor θ dans le diagramme de la *Fig.II.2.1*. Il permet de simuler le processus de perte de synchronisme dans un réseau électrique. En prenant tous les modèles développés dans le *chapitre II* et dans le *chapitre III*, nous sommes équipés des outils qui permettent d'analyser les transitoires et la stabilité du générateur synchrone.

III.5. Bibliographie

- [1] J. Cros, S. Rakotovololona, M. Bergeron, J. Mathault, B. Rouached, M. et Kirouac and P. Viarouge, « Simulation Methods for the Transient Analysis of Synchronous Alternators », InTech, 11-mai-2016.
- [2] B. Rouached, M. Bergeron, J. Cros, et P. Viarouge, « Transient fault responses of a synchronous generator with a coupled circuit model », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 583-589.
- [3] S. Nuzzo, P. Bolognesi, M. Galea, et C. Gerada, « A hybrid analytical-numerical approach for the analysis of salient-pole synchronous generators with a symmetrical damper cage », in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, p. 1-8.
- [4] E. Levi, « State-space d-q axis models of saturated salient pole synchronous machines », *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 145, n° 3, p. 206-216, mai 1998.
- [5] M. Alnajjar et D. Gerling, « Six-phase electrically excited synchronous generator for More Electric Aircraft », in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2016, p. 7-13.
- [6] M. A. Khlifi et B. M. Alshammari, « A Method to Saturation Modeling of Synchronous Machines in dq Axes », *World Acad. Sci. Eng. Technol. Int. J. Electr. Comput. Energ. Electron. Commun. Eng.*, vol. 9, n° 9, p. 1060–1066, 2015.
- [7] M. Michna, F. Kutt, S. Racewicz, et M. Ronkowski, « Nonlinear model of synchronous generator for autonomous electrical power systems analysis », in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, p. 853-858.
- [8] F. Kutt, M. Michna, P. Chrzan, et M. Ronkowski, « Nonlinear model of a synchronous generator for analysis of more electric aircraft power systems », *Zesz. Probl.-Masz. Elektr.*, vol. 83, p. 173–178, 2009.
- [9] T. A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines, Second Edition*. CRC Press, 2012.
- [10] I. Boldea, *Synchronous Generators, Second Edition*. CRC Press, 2015.
- [11] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, et I. P. E. Society, *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press, 2002.
- [12] F. Kutt, M. Michna, G. Kostro, et M. Ronkowski, « Modelling of steady state and transient performance of the synchronous generator considering harmonic distortions caused by non-uniform saturation of the pole shoe », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, n° Supplement C, p. 409-414, févr. 2017.
- [13] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Eyrolles, 1987.
- [14] J.-D. Chatelain, *Machines électriques*. Dunod, 1983.

- [15] K. Ludwinek, « Influence of Representation of the Stator to Rotor Mutual Inductances on the Induced Phase Voltage Waveforms in a Salient Pole Synchronous Generator », *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, Katowice, 2014.
- [16] J. Skwarczyński et K. Weinreb, « Method of Analysis of Slot Harmonics in the Salient-Pole Synchronous Generators », *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Boston, 13-août-1990.
- [17] S. Rakotovololona, M. Bergeron, J. Cros, et P. Viarouge, « Parameter identification from SSFR tests and d-q model validation of synchronous generator », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 454-460.
- [18] E. C. Bortoni et J. A. Jardini, « A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, n° 4, p. 687-691, déc. 2004.
- [19] H. J. Vermeulen, J. M. Strauss, et V. Shikoana, « Online estimation of synchronous generator parameters using PRBS perturbations », *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 17, n° 3, p. 694-700, août 2002.
- [20] S. LASQUELLEC, *Elaboration d'un modele de machine synchrone saturee compatible avec la simulation de l'ensemble convertisseur-machine-commande*. Nantes, 1998.
- [21] F. Kutt, S. Racewicz, et M. Michna, « SSFR test of synchronous machine for different saturation levels using finite-element method », in *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*, 2014, p. 907-911.
- [22] M. Ranlöf, R. Perers, et U. Lundin, « On Permeance Modeling of Large Hydrogenerators With Application to Voltage Harmonics Prediction », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, n° 4, p. 1179-1186, déc. 2010.
- [23] Z. Danhong, *Finite element analysis of synchronous machines*. Pennsylvania State University, 2009.
- [24] M. Dąbrowski, *Process of designing electric machines*. Wydaw. Naukowo-Techniczne, 1994.
- [25] S. B. Jovanovski, « Calculation and Testing of Damper-Winding Current Distribution in a Synchronous Machine with Salient Poles », *Power Appar. Syst. IEEE Trans. On*, vol. PAS-88, p. 1611-1619, déc. 1969.
- [26] A. Banyai, B. Kawkabani, J. J. Simond, I. A. Viorel, et L. Vicol, « On the damper-bar current calculation for high power salient poles synchronous machines », in *2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2008, p. 9-14.
- [27] A. Z. Gbégbé, B. Rouached, J. Cros, M. Bergeron, et P. Viarouge, « Damper Currents Simulation of Large Hydro-generator using Combination of FEM and Coupled Circuits Models », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [28] T. Lubin, « Modelling and control of synchronous reluctance motor with magnetic saturation effects », Theses, Université Henri Poincaré; Nancy I, 2003.

- [29] B. Rouached, M. Bergeron, J. Cros, et P. Viarouge, « Transient fault responses of a synchronous generator with a coupled circuit model », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 583-589.

Chapitre IV : Stabilité transitoire

IV.1.	Introduction.....	124
IV.2.	Mise en place des équations.....	125
IV.2.1.	Équations du système	125
IV.2.2.	Stabilité transitoire en utilisant le modèle linéaire	129
IV.2.3.	Stabilité transitoire en utilisant le modèle non-linéaire.....	129
IV.3.	Comparaison des calculs	131
IV.3.1.	Modèles linéaires : stabilité statique vs stabilité transitoire.....	131
IV.3.2.	Stabilité transitoire : modèle non-linéaire pour $U = 100$ [V]	133
IV.3.3.	Stabilité transitoire : modèle non-linéaire pour $U = 400$ [V]	137
IV.4.	Simulation des transitoires en variation de fréquence	139
IV.4.1.	Approche analytique	140
IV.4.2.	Simulation du transitoire sous tension $U = 100$ [V].....	142
IV.4.3.	Simulation du transitoire sous tension $U = 400$ [V].....	147
IV.4.4.	Simulation en grande perturbation	150
IV.4.5.	Simulation du transitoire avec une inertie plus grande	153
IV.5.	Simulation des transitoires en variation de tension	155
IV.5.1.	Simulation des transitoires en variation de tension	155
IV.5.2.	Simulation du creux de tension - décrochage	158
IV.6.	Conclusions.....	160
IV.7.	Bibliographie	160

IV.1. Introduction

L'analyse des régimes transitoires au cours desquels la vitesse ne peut pas être considérée comme constante représente un problème complexe. Ceci vient du fait qu'il y a plusieurs phénomènes qui interagissent : phénomènes de nature électrique, phénomènes de nature magnétique et phénomènes de nature mécanique.

Le transitoire engendre la variation des grandeurs suivantes :

- Puissance, couple,
- Flux et Tensions,
- Courants,
- Vitesse mécanique.

Le couplage de ces phénomènes rend l'analyse du comportement de la machine difficile. Pour dire si la machine ou le système avec plusieurs machines est stable, il faut savoir si aucune des machines ne perdra le synchronisme à la fin du transitoire.

Pour réaliser cette analyse, nous allons commencer par une étude analytique de la stabilité transitoire qui est basée sur l'hypothèse d'invariance transitoire. Avec le modèle linéaire, ce type de stabilité a déjà été traité dans la littérature [1][2][3][4]. Il est ainsi classiquement observé que les performances de la machine en régime d'invariance transitoire sont différentes de celles qui sont obtenues pendant le régime établi. En conséquence, l'étude présentée ici commence par la comparaison de la stabilité statique avec la stabilité transitoire.

L'influence de la saturation magnétique sur la stabilité transitoire n'a pas été étudiée dans la littérature et il est donc difficile de trouver des éléments pour valider cette hypothèse. Dans ce document, une approche analytique inspirée de celle menée en mode linéaire est développée. Elle est ensuite utilisée pour suivre le comportement de la machine lors de plusieurs simulations dynamiques menées pour déterminer les conditions de stabilité de la machine.

IV.2. Mise en place des équations

Quand la vitesse du rotor de la machine varie, il apparait un écart entre la vitesse du rotor ω_m et la vitesse du champ tournant ω_e et l'angle interne δ , donnant le déphasage entre la force électromotrice et la tension, change de valeur. Si cette variation ne s'effectue pas de façon infiniment lente comme dans le cas de la stabilité statique, la variation d'amplitude des courants du stator entraîne une variation de courant au rotor.

Le couple calculé pour la stabilité statique diffère du couple calculé pour la stabilité transitoire et le couple dynamique calculé pour la stabilité transitoire est effectué en prenant en compte des hypothèses qui suivent.

- On ne considère que les fondamentaux des tensions et des courants,
- La variation de vitesse est suffisamment faible pour que l'on puisse négliger les courants induits dans les amortisseurs, mais en tenant compte des constantes de temps transitoires. Le but de la stabilité transitoire est d'étudier les phénomènes qui se passent après 3 périodes ($T'' \neq 0.01$ s) et moins que 50 périodes ($T' \neq 1$ s). Comme le couple créé par des amortisseurs aide à regagner et à maintenir le synchronisme, cette simplification ne pénalise pas les résultats.
- La perturbation est de courte durée et de ce fait le flux capté par l'enroulement d'excitation reste pratiquement constant ($\omega_{\text{perturbation}} \gg R_f / L_f$)

L'étude de la stabilité statique et de la stabilité transitoire ne prenant pas en compte les amortisseurs, nous pouvons utiliser pour cette étude le modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ qui est le plus précis (section II.3.) des modèles présentés dans ce manuscrit.

IV.2.1. Équations du système

Nous commençons par rappeler des relations définissant les flux à partir des courants en mode linéaire :

$$\psi_d = L_d i_d + M_{af} i_f$$

$$\psi_q = L_q i_q$$

$$\psi_f = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d$$

Comme les circuits d et f sont couplés, nous exprimons le flux du circuit statorique ψ_d en fonction du flux du circuit inducteur ψ_f .

$$i_f = \frac{\psi_{f0} - \frac{3}{2} M_{af} i_d}{L_f} \quad (\text{IV.1})$$

$$\psi_d = L_d i_d + M_{af} \frac{\psi_{f0} - \frac{3}{2} M_{af} i_d}{L_f} = L_d i_d - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_f} i_d + \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0} \quad (\text{IV.2})$$

$$\psi_d = \left(L_d - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_f} \right) i_d + \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0} = L'_d i_d + \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0} \quad (\text{IV.3})$$

L'_d représente l'inductance transitoire longitudinale :

$$L'_d = L_d - \frac{3 M_{af}^2}{2 L_f} \quad (\text{IV.4})$$

Nous introduisons le terme e' qui représente la force électromotrice en mode transitoire :

$$e' = \omega \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0} \quad (\text{IV.5})$$

Nous reformulons le flux ψ_d :

$$\psi_d = L'_d i_d + \frac{e'}{\omega} \quad (\text{IV.6})$$

L'expression des équations de Park donne alors :

$$v_d = R_s i_d - \omega \psi_q = R_s i_d - X_q i_q \quad (\text{IV.7})$$

$$v_q = R_s i_q + \omega \psi_d = R_s i_q + X'_d i_d + e' \quad (\text{IV.8})$$

Si la chute de tension résistive est faible, il reste :

$$v_d = -X_q i_q \quad (\text{IV.9})$$

$$v_q = X'_d i_d + e' \quad (\text{IV.10})$$

Chapitre IV : Stabilité transitoire

En faisant intervenir l'angle interne δ et l'amplitude v de la tension, on peut établir les relations (III.4) et (III.5) pour les composantes de la tension.

Ces composantes permettent d'obtenir les courants :

$$v_d = -v \sin \delta = -X_q i_q \quad (\text{IV.11})$$

$$v_q = v \cos \delta = X'_d i_d + e' \quad (\text{IV.12})$$

Soit pour les courants selon δ :

$$i_d = \frac{v \cos \delta - e'}{X'_d} \quad (\text{IV.13})$$

$$i_q = \frac{v \sin \delta}{X_q} \quad (\text{IV.14})$$

En notant $\psi = \frac{v}{\omega}$, on obtient pour les flux :

$$\psi_d = \frac{+v_q}{\omega} = \psi \cos \delta = \frac{v}{\omega} \cos \delta \quad (\text{IV.15})$$

$$\psi_q = \frac{-v_d}{\omega} = \psi \sin \delta = \frac{v}{\omega} \sin \delta \quad (\text{IV.16})$$

En reportant ces expressions de i_d , i_q , ψ_d et ψ_q dans celle du couple on obtient :

$$T_{\text{tot_tran}} = \frac{3p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3p}{2\omega} \left[\frac{ve'}{X'_d} \sin \delta + \frac{v^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) \sin 2\delta \right] \quad (\text{IV.17})$$

La puissance active est obtenue par le produit du couple par la vitesse :

$$P = 3 \left[\frac{VE'}{X'_d} \sin \delta + \frac{V^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) \sin 2\delta \right] \quad (\text{IV.18})$$

$$Q = 3 \left[\frac{V^2}{X'_d} - \frac{VE'}{X'_d} \cos \delta + \frac{V^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) (1 - \cos 2\delta) \right] \quad (\text{IV.19})$$

Chapitre IV : Stabilité transitoire

La réactance X'_d étant plus petite que la réactance X_d , le couple saillant $T_{2\delta}$ pour la stabilité dynamique aura une valeur inverse de celle du couple saillant pour la stabilité statique. Le maximum sera donc obtenu avec un angle δ supérieur à $\frac{\pi}{2}$.

Pour la stabilité statique le couple d'interaction (la plus grande partie de la puissance active) est proportionnel au terme :

$$\frac{e}{X_d} = \frac{\omega M_{af} i_f}{\omega L_d} = \frac{M_{af} i_f}{L_d}$$

Pour la stabilité transitoire le couple d'interaction (la plus grande partie de la puissance active) est proportionnel au terme :

$$\frac{e'}{X'_d} = \left(\frac{M_{af}}{L_f} \psi_f \right) \frac{1}{L'_d}$$

Nous comparons ces deux termes avec leur rapport :

$$\frac{C_{\delta tran}}{C_{\delta statique}} = \frac{\frac{e'}{X'_d}}{\frac{e}{X_d}} \approx \frac{\psi_{f0}}{L_f i_{f0}} \frac{L_d}{L'_d}$$

Si ψ_{f0} et i_{f0} sont tels que ψ_{f0} et $L_f i_{f0}$ sont proches, le rapport des amplitudes dépend principalement du rapport des inductances L_d/L'_d qui peut être élevé (5 à 10).

IV.2.2. Stabilité transitoire en utilisant le modèle linéaire

Pour obtenir le couple et les puissances à partir de la tension v , l'angle interne δ et le flux initial ψ_{f0} , on propose une formalisation de la démarche qui est basée ici sur l'emploi du modèle linéaire.

La tension v et l'angle interne δ donnent les tensions v_d et v_q .

$$v_d = -v \sin \delta$$

$$v_q = v \cos \delta$$

En ayant les flux ψ_d , ψ_q et ψ_f , on reprend les formules des flux exprimés avec les courants et les inductances pour obtenir les courants i_d , i_q et i_f

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_d = L_d i_d + M_{af} i_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_{f0} = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d \end{array} \right. \quad \longrightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} i_d = \frac{1}{L_d} \left(\psi \cos \delta - \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0} \right) \\ i_q = \frac{\psi_q}{L_q} = \frac{\psi}{L_q} \sin \delta \\ i_f = \frac{1}{L_f} \left(\psi_{f0} - \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \psi \cos \delta \right) \end{array} \right.$$

Les flux et courants sont ensuite utilisés pour calculer le couple. Le calcul de la force électromotrice (FEM) transitoire se fait directement avec le flux inducteur (IV.5). Toutes les valeurs pour calculer les puissances et les composantes du couple pour la stabilité transitoire sont alors disponibles.

IV.2.3. Stabilité transitoire en utilisant le modèle non-linéaire

Avec le modèle non-linéaire, il est possible d'obtenir le couple et les puissances à partir de la tension v , de l'angle interne δ et du flux initial ψ_0 . La procédure de calcul des puissances et des couples du modèle non-linéaire pour la stabilité transitoire est un peu différente de la procédure pour la stabilité statique.

La tension v et l'angle interne δ permettent d'exprimer les tensions v_d et v_q . Les composantes ψ_d et ψ_q du flux sont obtenues avec (IV.15) et (IV.16). Avec les flux ψ_{d0} , ψ_{q0} et ψ_{f0} , on reprend les cartographies des flux en fonction des courants pour obtenir les courants i_d , i_q et i_f . Avec 3 inconnues et 3 équations, on résout un système non-linéaire basé sur les cartographies des flux pour obtenir les 3 courants :

$$\psi_{d0} - \psi_d(i_d, i_q, i_f) = 0$$

$$\psi_{q0} - \psi_q(i_d, i_q, i_f) = 0$$

$$\psi_{f0} - \psi_f(i_d, i_q, i_f) = 0$$

Avec les flux et les courants, il est alors possible d'obtenir directement le couple.

En se basant sur une analogie avec le modèle linéaire, on propose une définition des paramètres équivalents e' , X'_d et X'_q .

Avec l'hypothèse que la relation M_{af} / L_f est constante, nous introduisons la force électromotrice équivalente transitoire de la manière suivante :

$$e' = \omega \frac{M_{af}}{L_f} \psi_{f0}$$

Nous définissons ensuite les réactances en non linéaire :

$$X'_{d,sat} = \frac{v \cos \delta - e'}{i_d} \quad (IV.20)$$

$$X'_{q,sat} = \frac{v \sin \delta}{i_q} \quad (IV.21)$$

La saturation magnétique impliquant une demande de *FMM* plus importante pour créer un niveau de flux donné, ces deux réactances auront des valeurs inférieures aux réactances calculées en utilisant le modèle linéaire.

Ces trois paramètres sont ensuite employés pour calculer aussi les composantes du couple. Le schéma ci-dessous donne l'enchaînement des séquences de la procédure de calcul qui mène aux composantes du couple.

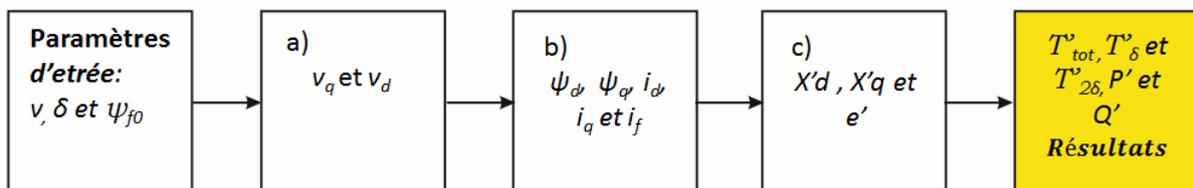


Fig.IV.2.1 Procédure pour obtenir les données avec le modèle non linéaire

IV.3. Comparaison des calculs

Pour le calcul de stabilité statique, le courant i_f est maintenu constant. Pour le calcul en stabilité transitoire, le flux ψ_f reste constant. Pour la stabilité transitoire en mode non-linéaire, les courants atteignent des valeurs importantes mais qui doivent rester dans la limite des dimensions des tableaux de calcul des flux :

- Courant statorique i_d entre -6000 [A] et 3000 [A]
- Courant statorique i_q entre -3500 [A] et 3500 [A]
- Courant inducteur i_f entre -10 [A] et 360 [A]

IV.3.1. Modèles linéaires : stabilité statique vs stabilité transitoire

L'analyse de la stabilité statique est faite avec un courant inducteur i_f valant 5 [A]. L'analyse de la stabilité transitoire est faite avec un flux dans le circuit inducteur qui vaut 6 [Wb]. Le stator est connecté sous une tension composée de 100 [V]. Ces valeurs sont faibles par rapport aux valeurs au fonctionnement nominal ($i_f \approx 23$ [A], $U = 400$ [V] et $\psi_f \approx 28$ [Wb]). Elles sont choisies pour comparer par la suite les résultats du modèle linéaire avec ceux du modèle non linéaire sous faible niveau de flux.

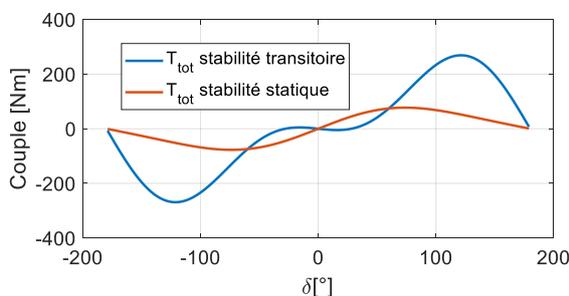


Fig.IV.3.1 Couple total T_{tot}

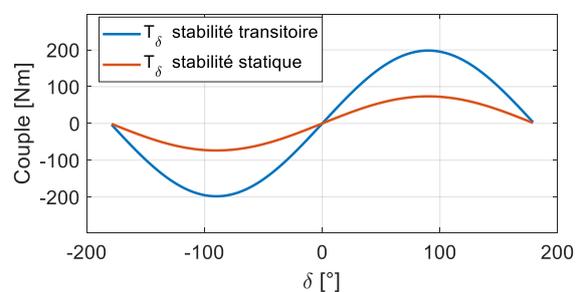


Fig.IV.3.2 Couple d'interaction T_δ

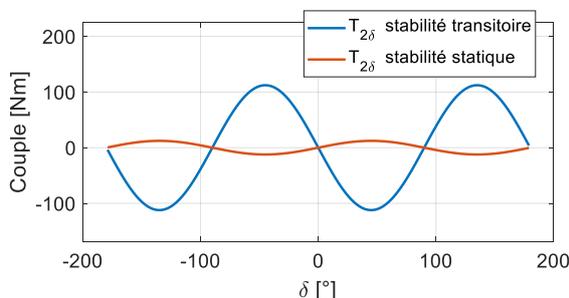


Fig.IV.3.3 Couple de saillance T_{2s}

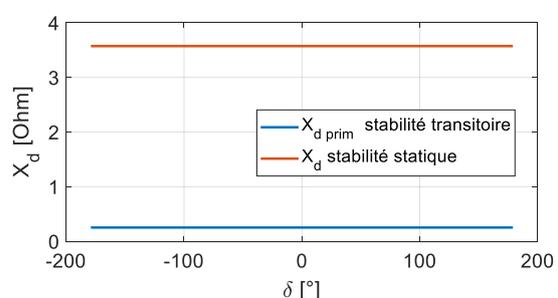


Fig.IV.3.4 Réactances d'axe d

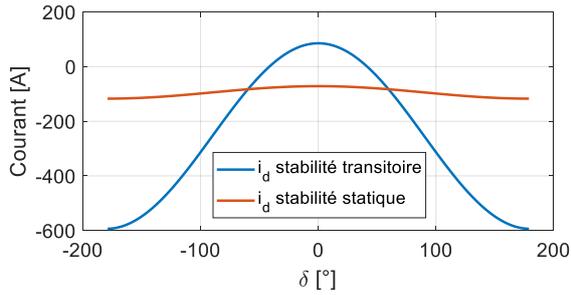


Fig.IV.3.5 Courant i_d

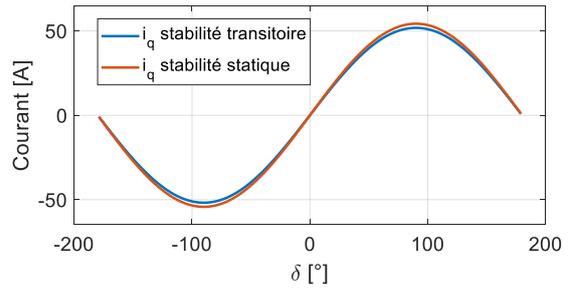


Fig.IV.3.6 Courant i_q

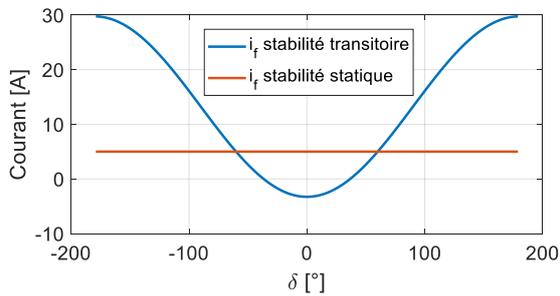


Fig.IV.3.7 Courant i_f

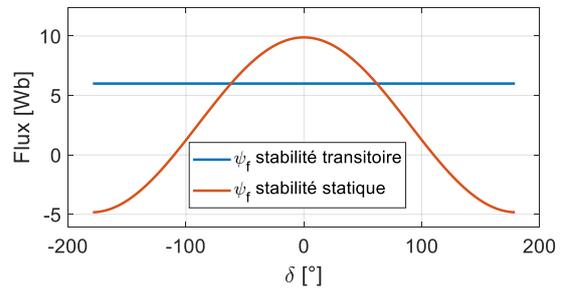


Fig.IV.3.8 Flux ψ_f

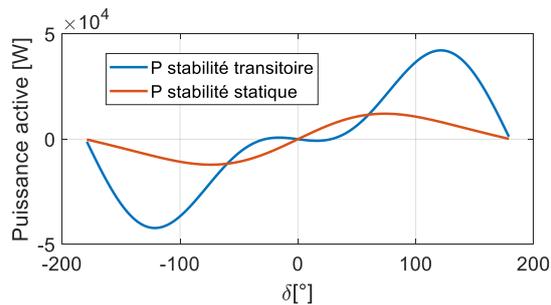


Fig.IV.3.9 Puissance active P

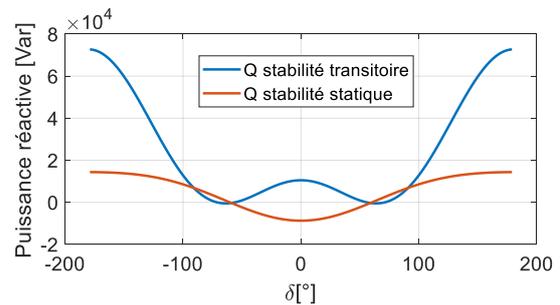


Fig.IV.3.10 Puissance réactive Q

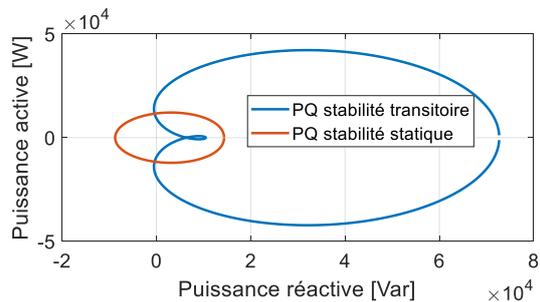


Fig.IV.3.11 Diagramme PQ

En invariance transitoire, avec des courants d'axe direct plus importants, on obtient un couple de pointe et une puissance plus importants. Le couple maximal est obtenu pour un angle interne plus grand que pour le régime statique. Avec le couple issu de l'effet de saillance transitoire, sa valeur est bien supérieure à 90° . L'appel de courant d'axe d en

réponse à la variation du courant inducteur pour le maintien du flux dans le circuit inducteur est à l'origine de la forte valeur du couple de saillance. La réactance transitoire X'_d étant plus petite que la réactance X_d , le couple de saillance atteint sa valeur maximale positive pour un angle supérieur à 90° .

Les écarts entre les deux modes de fonctionnement s'observent aussi pour la puissance réactive.

IV.3.2. Stabilité transitoire : modèle non-linéaire pour $U = 100$ [V]

Dans ce paragraphe, nous comparons l'étude de la stabilité transitoire faite avec le modèle linéaire et celle faite par le modèle non-linéaire. L'analyse de la stabilité transitoire est réalisée comme précédemment dans la section IV.3.1 avec un flux dans le circuit inducteur qui vaut 6 [Wb].

Il faut préciser que pour deux valeurs de l'angle interne, le courant i_d passe par zéro, en conséquence, selon la définition précédente (IV.20) de la réactance X_d , ses valeurs tendent vers l'infini. Certains paramètres prenant alors des valeurs qui ne sont pas réalistes, elles sont enlevées (X'_d , T_δ , $T_{2\delta}$) lors du tracé des figures pour la visibilité.

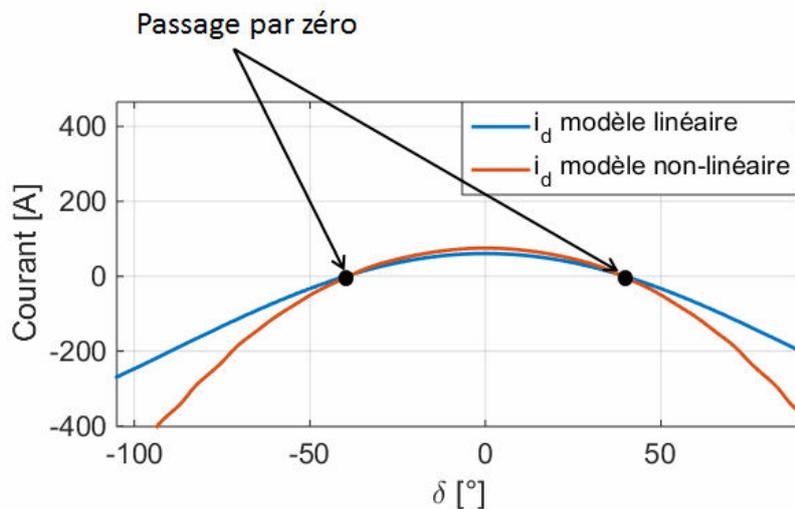


Fig.IV.3.12 Courant statorique i_d

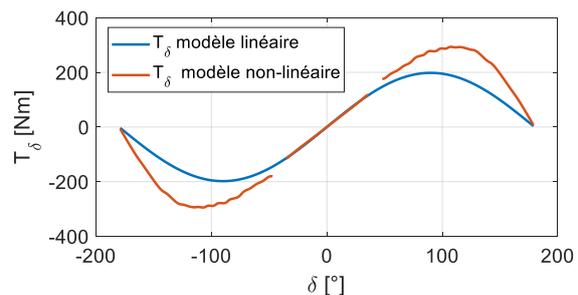
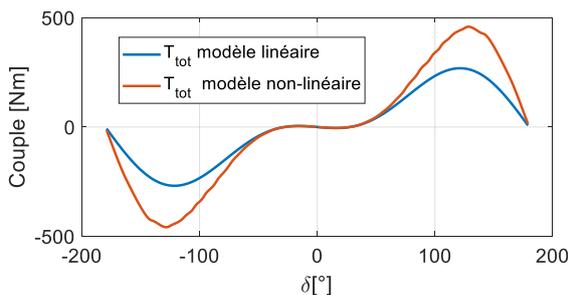


Fig.IV.3.13 Couple total T_{tot}

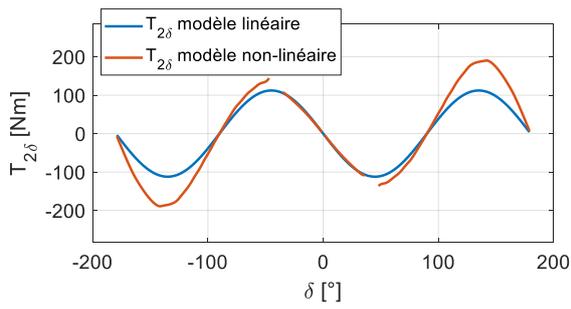


Fig.IV.3.14 Couple interaction T_s

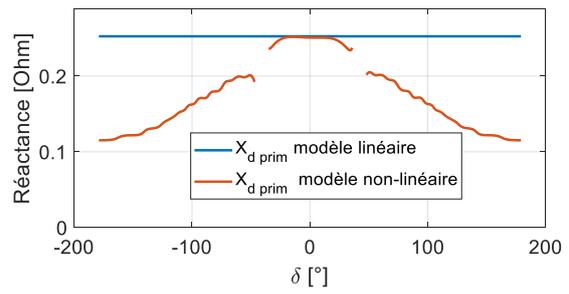


Fig.IV.3.15 Couple de saillance T_{2s}

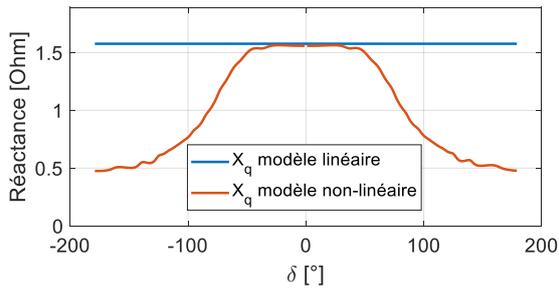


Fig.IV.3.16 Réactances d'axe d

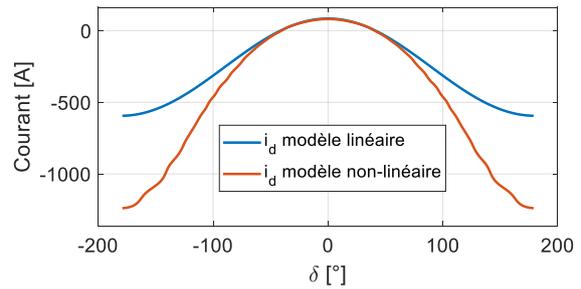


Fig.IV.3.17 Réactance X_q

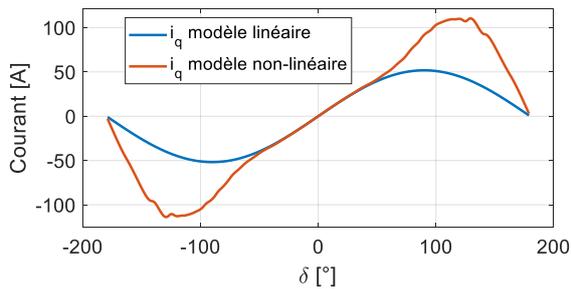


Fig.IV.3.18 Courant i_d

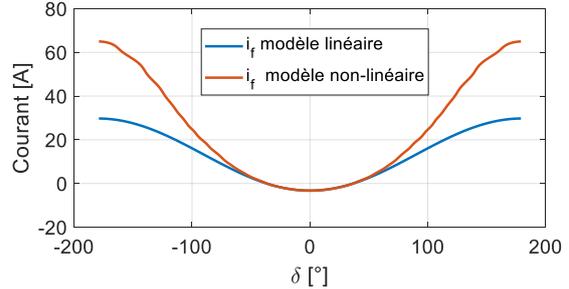


Fig.IV.3.19 Courant i_q

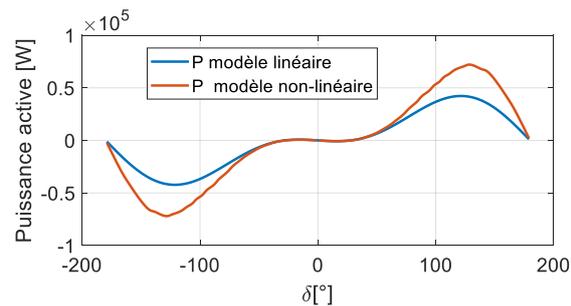


Fig.IV.3.20 Courant inducteur i_f

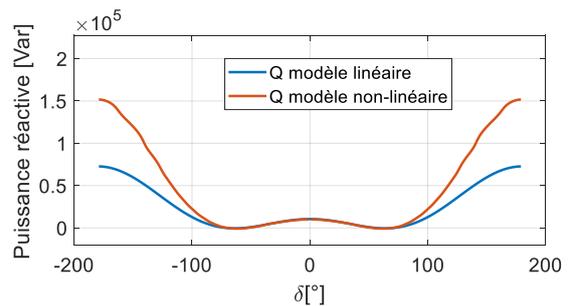


Fig.IV.3.21 Puissance active P

Fig.IV.3.22 Puissance réactive Q

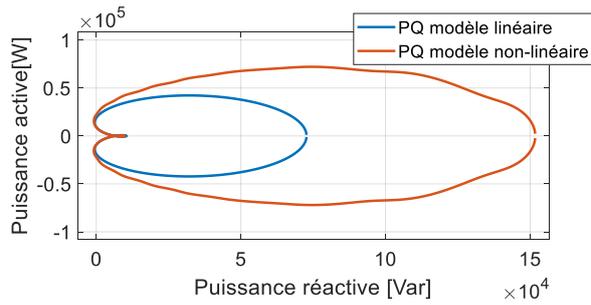


Fig.IV.3.23 Diagramme PQ

Ici, la machine est peu saturée, néanmoins les résultats obtenus sont différents de ceux présentés précédemment lors du comportement en invariance transitoire linéaire. Des courants plus élevés avec des flux identiques expliquent la présence d'un couple plus élevé pour le modèle non-linéaire que pour le modèle linéaire. Dans ces conditions, le modèle non-linéaire indique que l'on est capable de fournir plus de puissance que ce qui est prédit par le modèle linéaire en condition d'invariance transitoire. Sur la figure donnant l'évolution de la réactance X_q , l'influence de la saturation croisée est notable. Lorsque l'angle interne est grand le courant i_d atteint les valeurs importantes et on observe en parallèle une diminution de la réactance X_q . Lorsque l'angle interne est faible, le flux ψ_q est faible et la saturation de la réactance X_q est moins marquée.

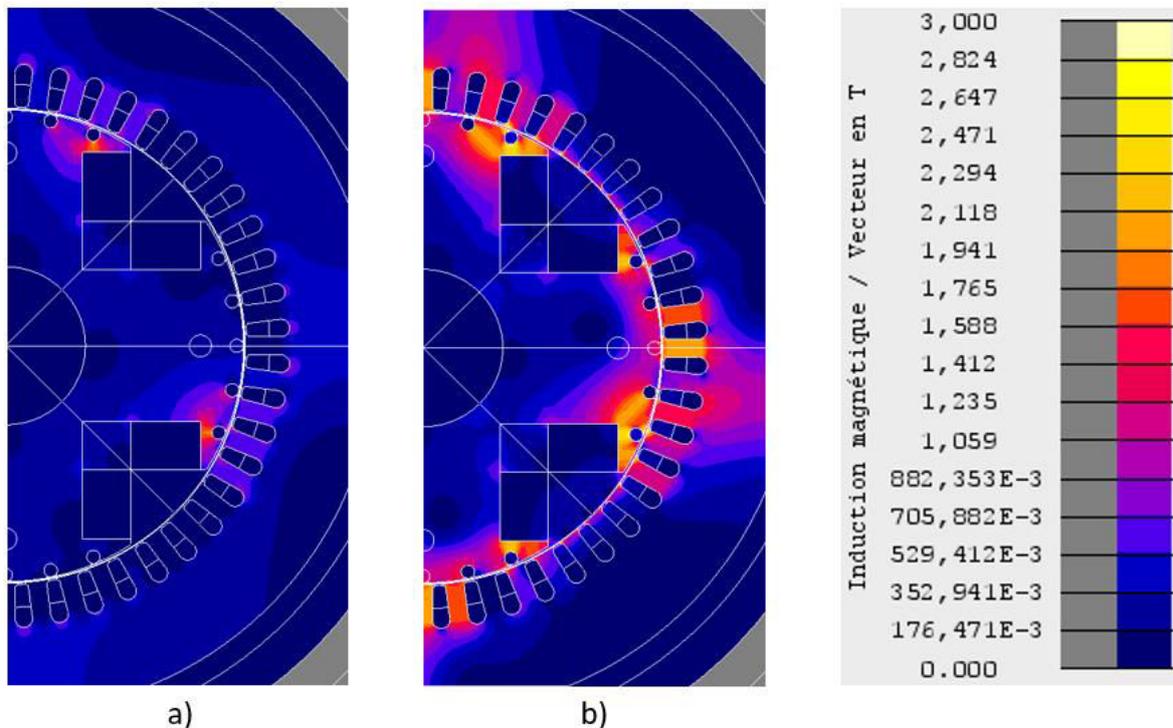


Fig.IV.3.24 Zones de Saturation dans la machine pour : a) $\delta=50^\circ$ et b) $\delta=130^\circ$

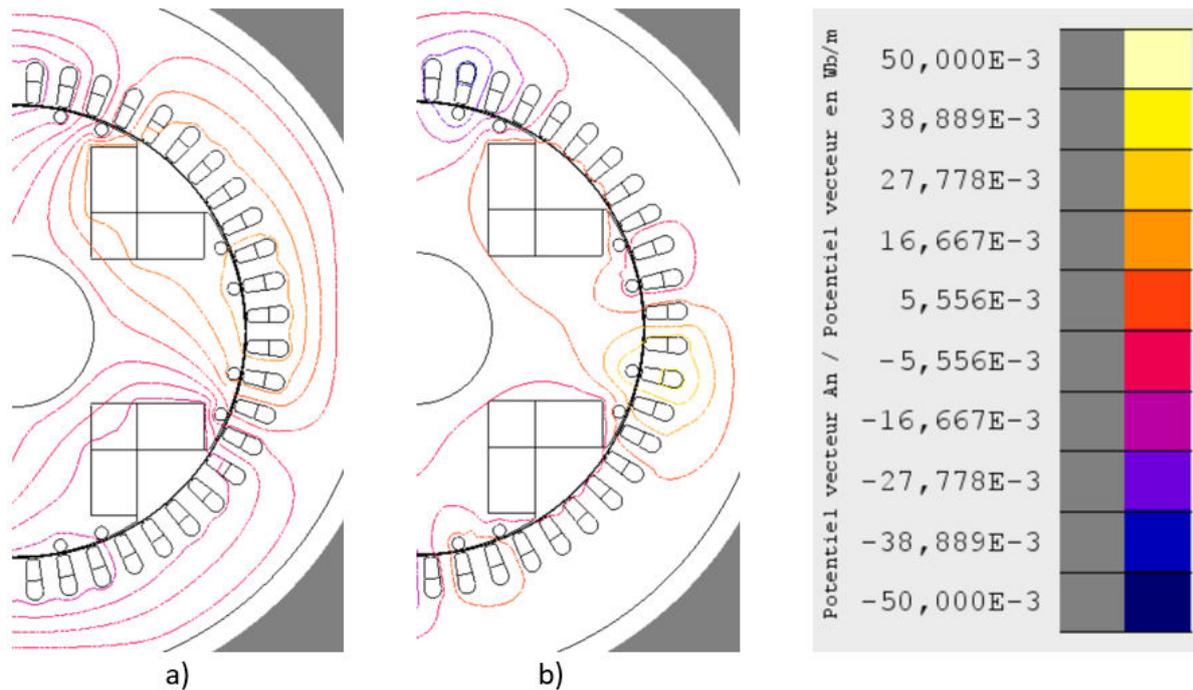


Fig.IV.3.25 Trajets des flux dans la machine pour : a) $\delta=50^\circ$ et b) $\delta=130^\circ$

Tant que l'angle interne δ ne dépasse pas 60° , les comportements des deux modèles sont similaires. Pour les valeurs de l'angle δ plus élevées, les courants calculés par le modèle non linéaire sont nettement plus importants. Avec une tension au stator qui reste au quart de la tension nominale, on observe néanmoins les effets de saturation. Le flux du circuit inducteur étant imposé et le flux d'axe d l'étant également, cet essai revient à imposer le flux de fuite entre ces deux circuits. Lorsque l'angle δ augmente, l'écart entre les deux flux augmente et mène à un flux de fuite devenant proche ou supérieur aux flux de ces deux circuits. Les zones en matériau magnétique du chemin de passage de ce flux peuvent donc atteindre la saturation et créent des courants très importants.

Sur la Fig.IV.3.24-IV.3.25, pour le cas a) où l'angle interne δ vaut 50° ($i_d = -42.9$ A, $i_q = -41.79$ A et $i_f = 2.99$), les flux des circuits f et d sont de signes identiques et l'écart est faible. Dans le cas b) où l'angle interne δ vaut 130° ($i_d = -860.90$ A, $i_q = -119.7$ A et $i_f = 45.36$ A) les flux captés par les bobines sont de signes inverses et l'écart génère un flux de fuite important qui engendre la saturation d'une partie du circuit magnétique.

IV.3.3. Stabilité transitoire : modèle non-linéaire pour $U = 400$ [V]

Avec le stator connecté sous la tension composée de 400 [V], on choisit le flux ψ_f qui correspond à la valeur nominale. L'analyse de la stabilité transitoire est alors faite pour un flux inducteur qui vaut 28 [Wb].

Dans la pratique, l'utilisation du modèle non-linéaire conduit à des valeurs très importantes du courant au stator. En conséquence, on ne peut pas tracer les courbes pour toutes les valeurs de l'angle interne δ . De plus, le courant i_d passant par zéro pour deux valeurs de l'angle interne, il faut aussi enlever les valeurs correspondantes. Certaines courbes sont alors plus lisibles.

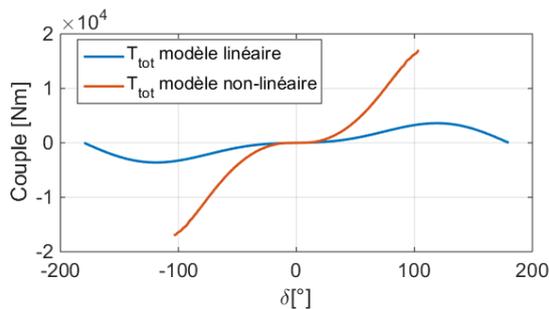


Fig.IV.3.26 Couple total T_{tot}

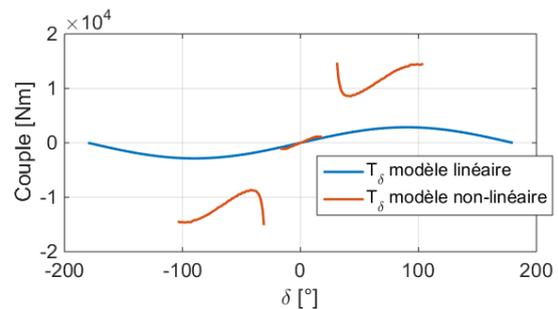


Fig.IV.3.27 Couple interaction T_δ

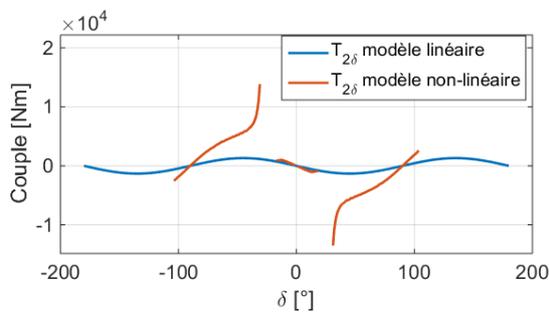


Fig.IV.3.28 Couple de saillance $T_{2\delta}$

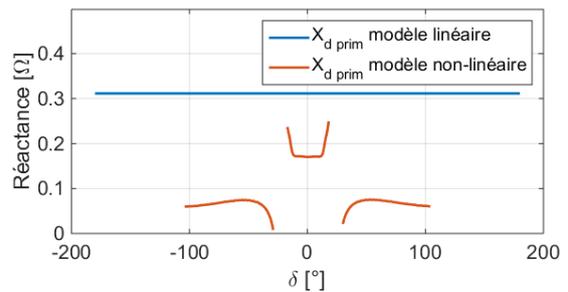


Fig.IV.3.29 Réactance X_d

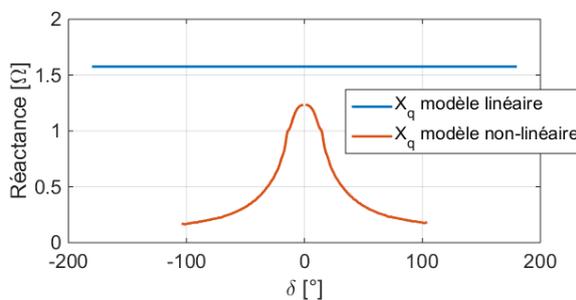


Fig.IV.3.30 Réactance X_q

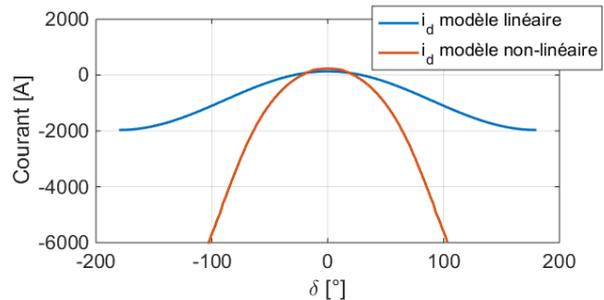


Fig.IV.3.31 Courant i_d

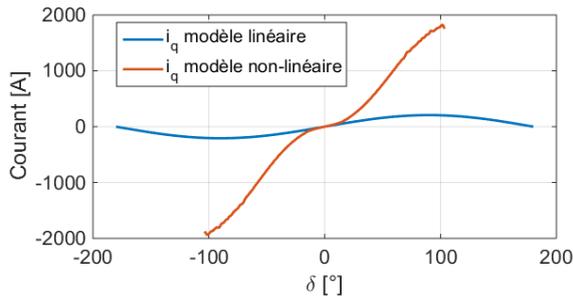


Fig.IV.3.32 Courant i_q

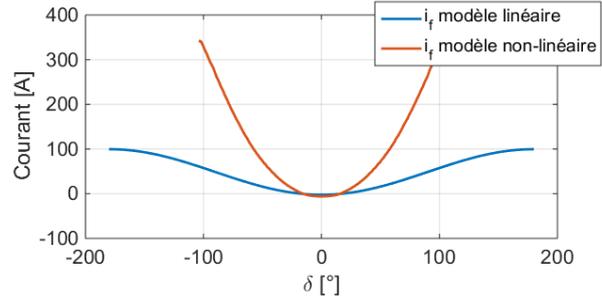


Fig.IV.3.33 Courant i_f

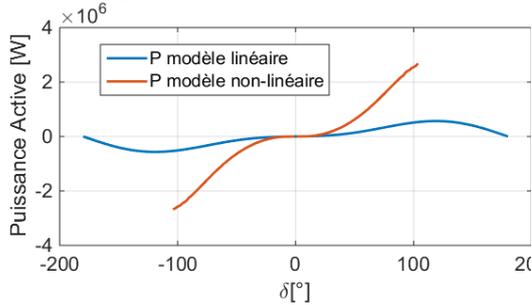


Fig.IV.3.34 Puissance active P

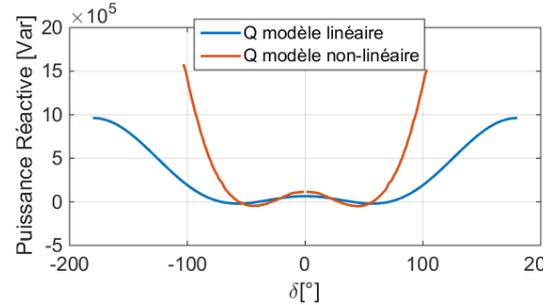


Fig.IV.3.35 Puissance réactive Q

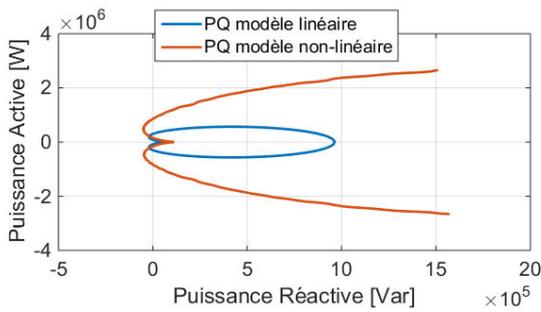


Fig.IV.3.36 Diagramme PQ

Dans cet essai la machine est très saturée. On peut faire les mêmes remarques que pour la tension $U=100$ [V]. On atteint les limites définies pour le calcul des tableaux des flux, notamment sur la courbe du courant $i_d(\delta)$ où ce courant atteint la limite de -6000 [A]. Ceci a pour conséquence que l'hypothèse d'invariance transitoire qui suppose un flux ψ_f constant ne peut pas toujours être satisfaite si les limites physiques liées à l'alimentation du rotor de la machine ne lui permettent pas de fournir le courant demandé.

IV.4. Simulation des transitoires en variation de fréquence

Pour tester le modèle dynamique, une machine synchrone connectée en parallèle sur le réseau est soumise à un régime transitoire. Les développements précédents réalisés en hypothèse d'invariance transitoire servent de base pour l'analyse des résultats de simulation. Le transitoire est généré en imposant un échelon sur la fréquence des tensions du réseau. La fréquence du réseau passe ici de 50 Hz à 48.5 Hz ou à 45 Hz. La vitesse de rotation du rotor est maintenant variable tandis que le couple fourni par le moteur d'entraînement reste fixé pour ces essais.

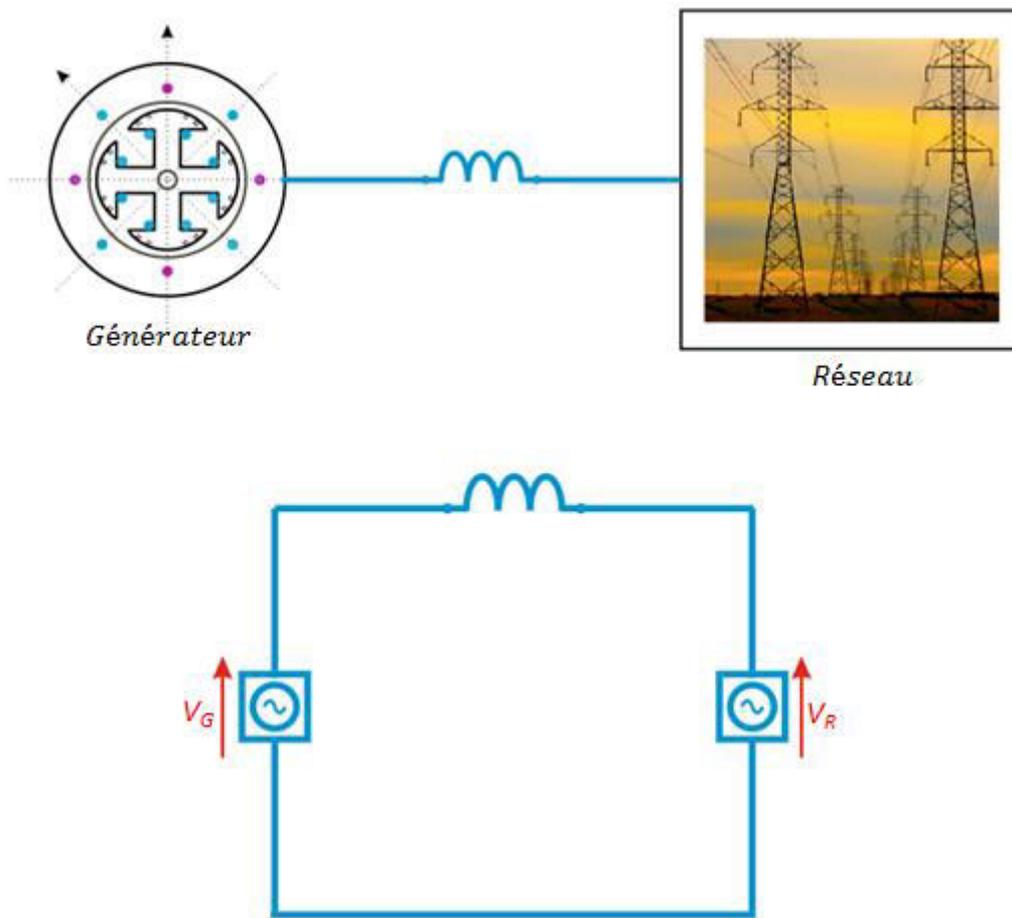


Fig.IV.4.1 Schéma simplifié d'une machine connectée sur le réseau (bus P infini)

IV.4.1. Approche analytique

Une approche analytique préalable est menée pour prédire le comportement du courant inducteur durant les transitoires provoqués par le réseau. La tension aux bornes du circuit inducteur est supposée rester constante. Elle donne une première relation pour le flux du circuit d'excitation ψ_f :

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}$$

$$\psi_f = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} i_d$$

L'expression du flux ψ_d donne le courant i_d qui intervient dans l'équation de ψ_f :

$$i_d = \frac{\psi_d - M_{af} i_f}{L_d}$$

$$\psi_f = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{af} \left(\frac{\psi_d - M_{af} i_f}{L_d} \right) = \left(L_f - \frac{3}{2} \frac{M_{af}^2}{L_d} \right) i_f + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \psi_d$$

$$L'_f = L_f - \frac{3}{2} \frac{M_{af}^2}{L_d}$$

L'expression du flux est introduite dans l'équation de la tension V_f :

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} = R_f i_f + \frac{d}{dt} \left(L'_f i_f + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \psi_d \right) = R_f i_f + L'_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \frac{d\psi_d}{dt}$$

$$V_f = R_f i_f + L'_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \frac{d\psi_d}{dt}$$

Pour observer ce qui se passe aux premiers instants du transitoire avec les paramètres V_d , ψ_d et i_f , la variation du courant inducteur à partir du régime initial est déduite de l'équation précédente :

$$\Delta V_f = R_f \Delta i_f + L'_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \frac{d\psi_d}{dt}$$

La tension V_f étant constante, sa variation est nulle $\Delta V_f = 0$. La variation du courant inducteur est donc telle que :

$$R_f \Delta i_f + L'_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \frac{d\psi_d}{dt} = 0$$

$$-\frac{3}{2} \frac{M_{af}}{L_d} \frac{d\psi_d}{dt} = R_f \Delta i_f + L'_f \frac{di_f}{dt}$$

Chapitre IV : Stabilité transitoire

Le flux ψ_d s'exprime en fonction de δ :

$$\psi_d = \psi \cos \delta$$

En faisant l'hypothèse que l'amplitude du flux au stator ne change pas, seule la variation de δ compte et il reste :

$$\frac{3 M_{af}}{2 L_d} \psi \sin \delta \frac{d\delta}{dt} = R_f \Delta i_f + L'_f \frac{di_f}{dt}$$

En définissant k , tel que :

$$k = \frac{3 M_{af}}{2 L_d}$$

L'équation précédente se simplifie :

$$k\psi \sin \delta \frac{d\delta}{dt} = R_f \Delta i_f + L'_f \frac{di_f}{dt}$$

Pour les premiers instants du régime transitoire ou pour les régimes harmoniques dont la période est petite devant la constante de temps du circuit, il reste principalement :

$$k\psi \sin \delta \frac{d\delta}{dt} = L'_f \frac{di_f}{dt}$$

On obtient par intégration, une expression de la variation du courant inducteur :

$$\Delta i_f = -\frac{k\psi}{L'_f} \cos \delta$$

Pour les régimes harmoniques dont la période est grande devant la constante de temps du circuit, il reste :

$$k\psi \sin \delta \frac{d\delta}{dt} = R_f \Delta i_f$$

Soit pour la variation du courant :

$$\Delta i_f = k\psi/R_f \frac{d\delta}{dt} \sin \delta$$

Ces deux expressions sont très différentes et montrent l'importance de la dynamique des phénomènes vis-à-vis des constantes de temps de la machine.

IV.4.2. Simulation du transitoire sous tension $U = 100$ [V]

Le point de fonctionnement initial est tel que la tension appliquée au stator vaut 100V et que l'angle interne δ vaut -49° . On fait chuter la fréquence en baissant sa valeur de 3% à l'instant $t = 1$ s. Ce transitoire a pour but de faire dépasser la valeur de 90° à l'angle δ et de vérifier si la machine reste stable.

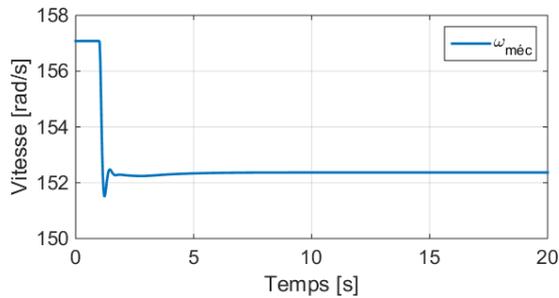


Fig.IV.4.2 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

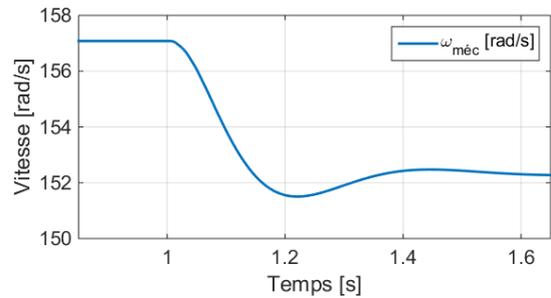


Fig.IV.4.3 Vitesse mécanique ZOOM

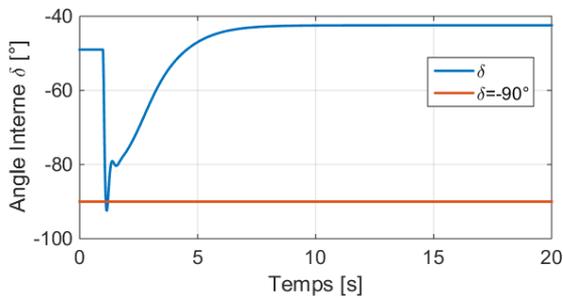


Fig.IV.4.4 Angle interne δ

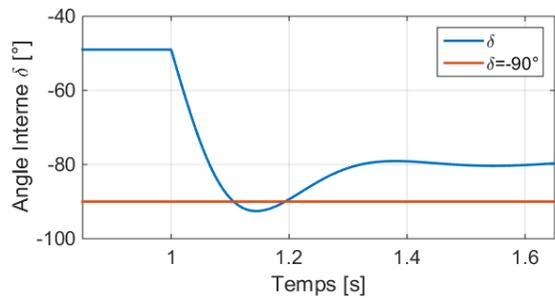


Fig.IV.4.5 Angle interne δ - ZOOM

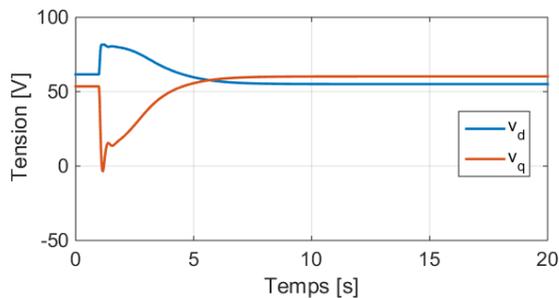


Fig.IV.4.6 Tensions v_d et v_q

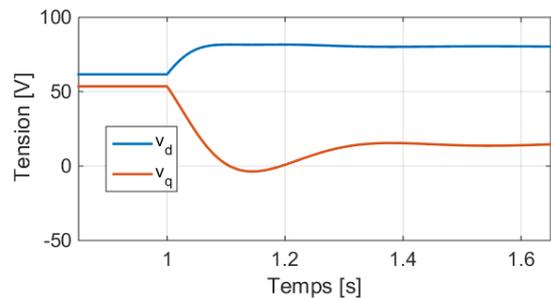


Fig.IV.4.7 Tensions v_d et v_q - ZOOM

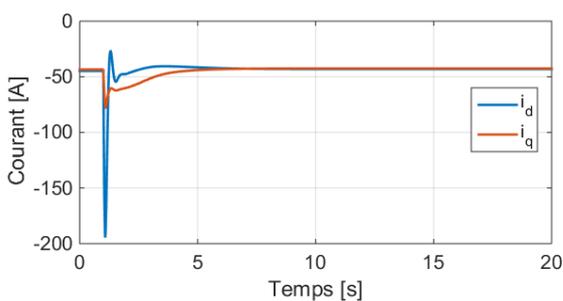


Fig.IV.4.8 Courants i_d et i_q

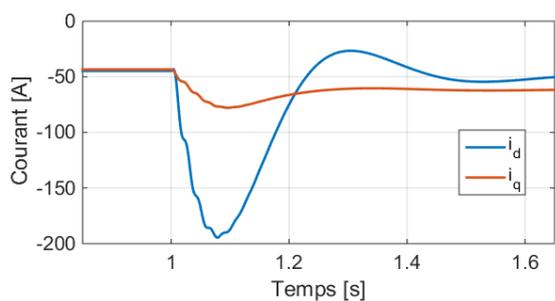


Fig.IV.4.9 Courants i_d et i_q - ZOOM

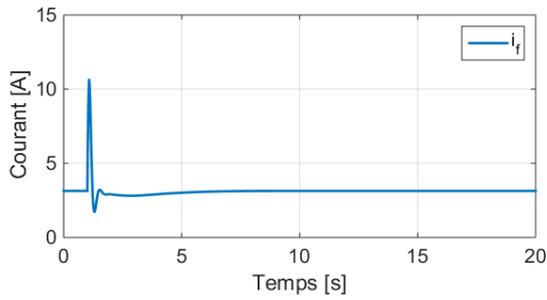


Fig.IV.4.10 Courant i_f

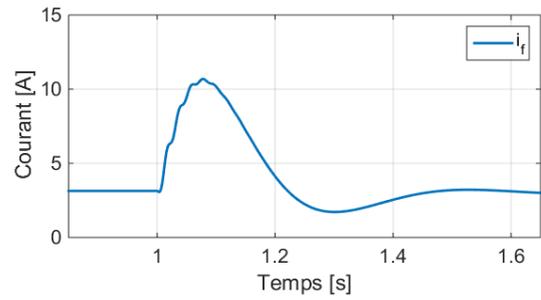


Fig.IV.4.11 Courant i_f - ZOOM

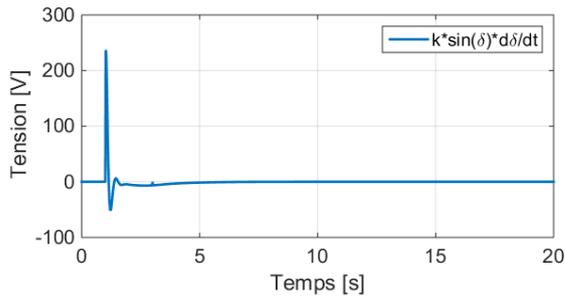


Fig.IV.4.12 Terme $k \sin(\delta) \frac{d\delta}{dt}$

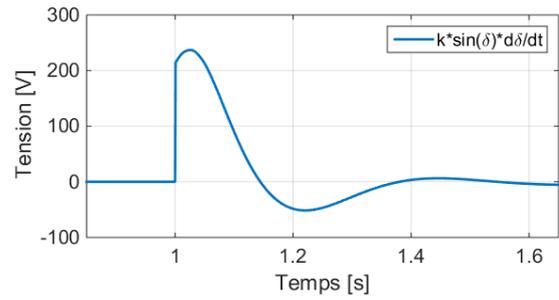


Fig.IV.4.13 Terme $k \sin(\delta) \frac{d\delta}{dt}$ - ZOOM

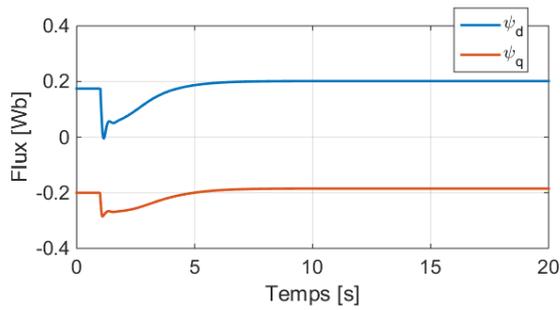


Fig.IV.4.14 Flux ψ_d et ψ_q

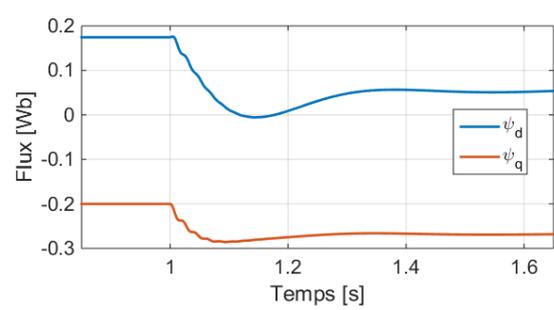


Fig.IV.4.15 Flux ψ_d et ψ_q - ZOOM

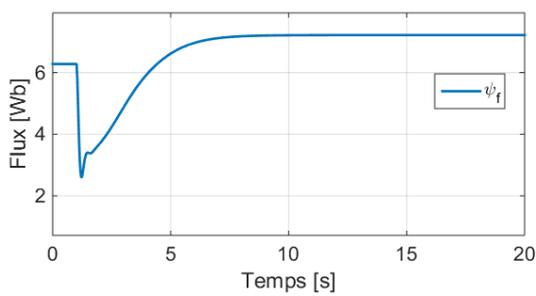


Fig.IV.4.16 Flux ψ_f

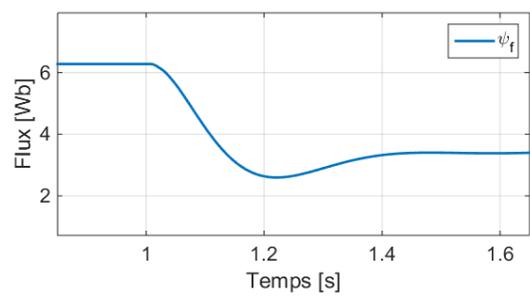


Fig.IV.4.17 Flux ψ_f - ZOOM

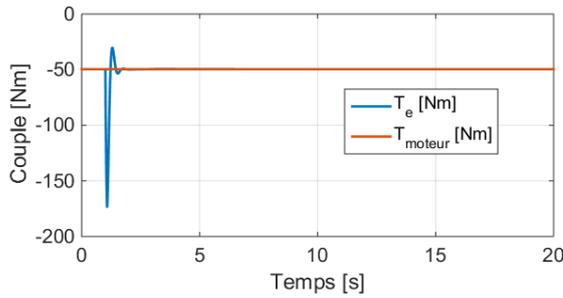


Fig.IV.4.18 Couples T_{tot} et T_{moteur}

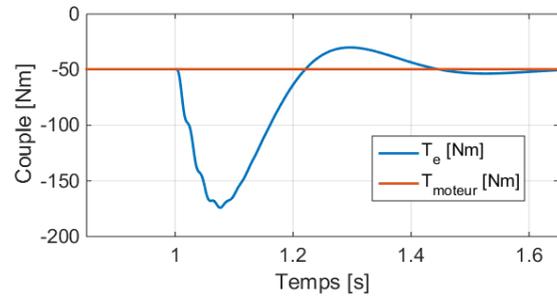


Fig.IV.4.19 Couples - ZOOM

L'amplitude de la tension reste constante ($U = 100$ V), mais comme l'angle interne δ varie, les composantes de la tension v_d et v_q changent (Fig.IV.4.6). Bien que le calcul analytique précédent soit basé sur les inductances linéaires, il prévoit bien la forme du courant i_f obtenue par simulation du modèle non-linéaire (Fig.IV.4.12 et Fig.IV.4.13).

Même-si l'hypothèse du flux ψ_f constant ne peut pas être tenue du fait d'un régime transitoire de période trop élevée, la machine reste stable après que l'angle interne dépasse 90° (Fig.IV.4.4 et Fig.IV.4.5).

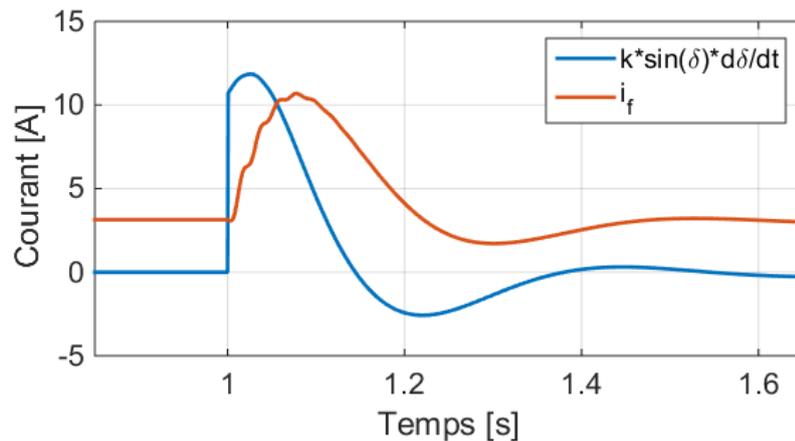


Fig.IV.4.20 Courant i_f simulé et terme $k \sin \delta d\delta/dt$

L'utilisation des diagrammes vectoriels pour analyser l'état physique de la machine permet de suivre l'évolution des paramètres de la machine comme représenté à l'aide des figures (Fig.IV.4.21 et Fig.IV.4.22).

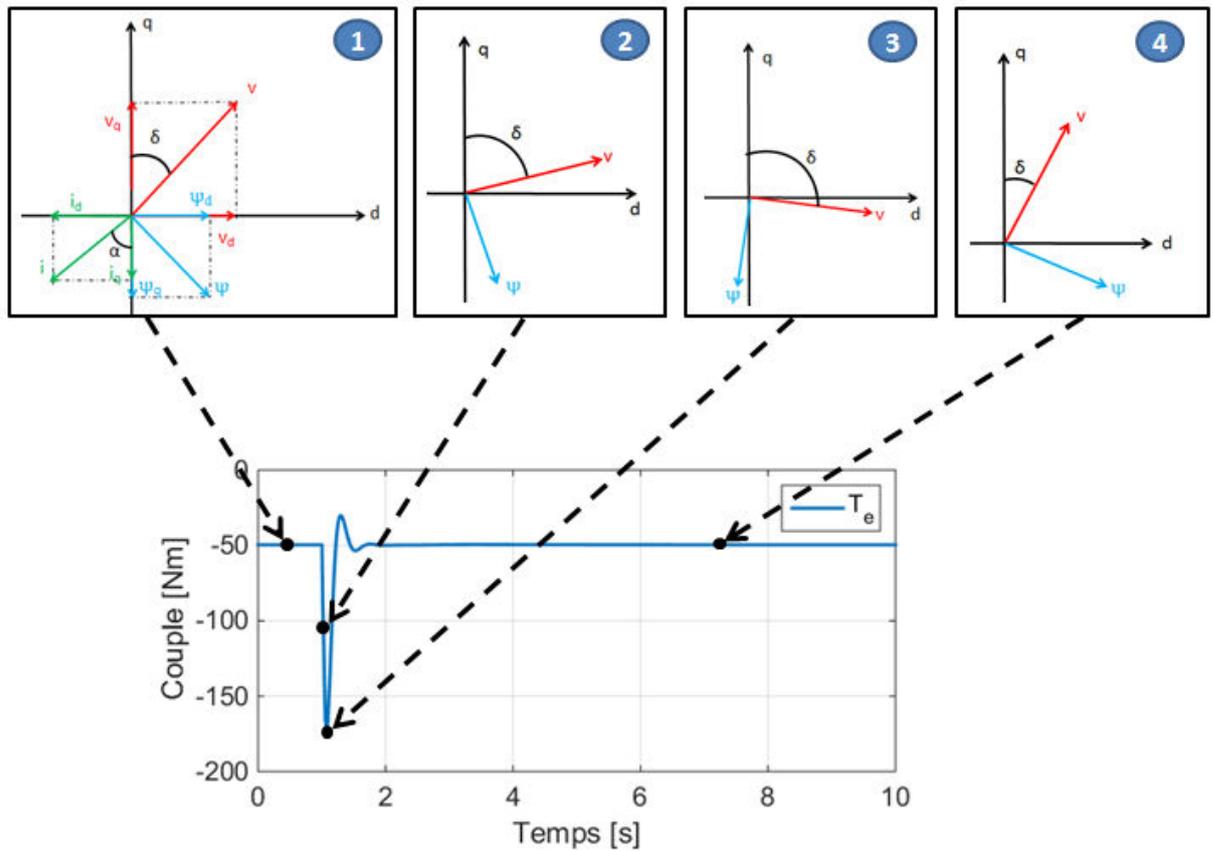


Fig.IV.4.21 Évolution des paramètres: angle interne δ et couple total T_{tot}

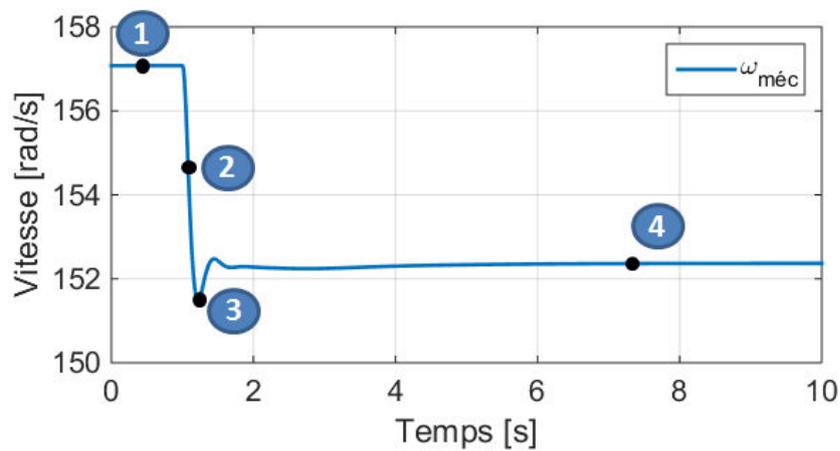


Fig.IV.4.22 Évolution de la vitesse mécanique $\omega_{méc}$

Les Fig.IV.4.21 et Fig.IV.4.22 montrent comment l'angle interne et la vitesse mécanique changent au fil du temps :

- 1- Dans un premier temps, avec le régime établi en fonctionnement générateur, le rotor tourne à la même vitesse que le vecteur tension v .

- 2- Le transitoire commence avec un échelon baissant la fréquence de la tension du réseau. Le rotor tournant alors plus vite que la vitesse de rotation du vecteur V , l'angle interne augmente. Ceci engendre l'augmentation du couple produit qui s'oppose au couple du moteur d'entraînement du rotor. La vitesse mécanique se met à baisser.
- 3- La vitesse continue à baisser et dépasse la vitesse de la rotation du vecteur V à cause de l'inertie du rotor. L'angle interne δ dépasse la valeur $\delta=90^\circ$. Après avoir atteint la valeur crête, le couple commence à baisser pour retrouver un nouveau couple d'équilibre.
- 4- Un point d'équilibre est atteint avec un angle interne plus petit. La machine fournit néanmoins le même couple résistif qu'avant le régime transitoire. Le couple du moteur d'entraînement est resté inchangé.

IV.4.3. Simulation du transitoire sous tension $U = 400$ [V]

La simulation commence au point nominal. Le stator est donc connecté sous la tension nominale qui vaut $U = 400$ V. Les flux ψ_d et ψ_f sont alors 4 fois plus grands qu'au paragraphe précédent. Le régime transitoire est déclenché par la même perturbation de fréquence du réseau qui passe de 50 à 48,5 Hz.

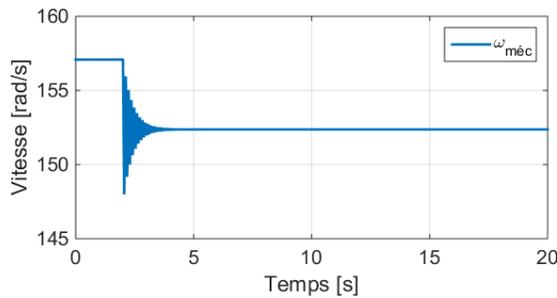


Fig.IV.4.23 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

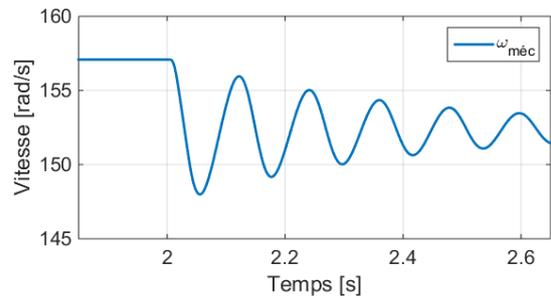


Fig.IV.4.24 Vitesse mécanique ZOOM

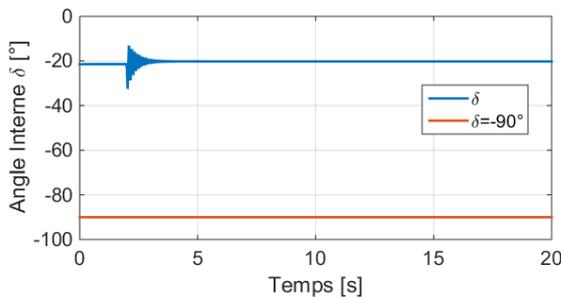


Fig.IV.4.25 Angle interne δ

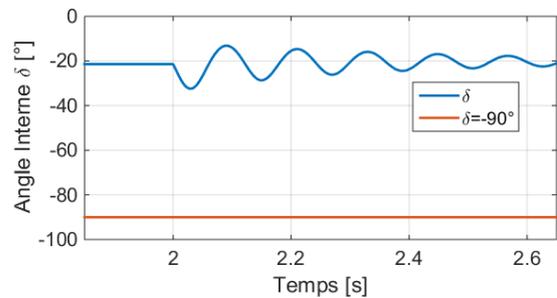


Fig.IV.4.26 Angle interne δ -ZOOM

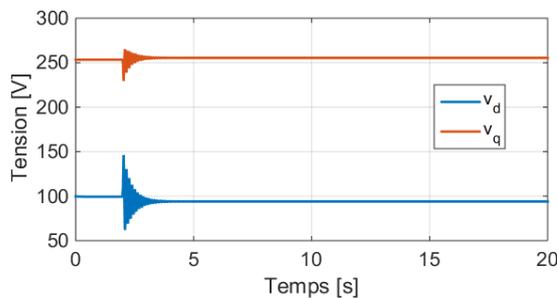


Fig.IV.4.27 Tensions v_d et v_q

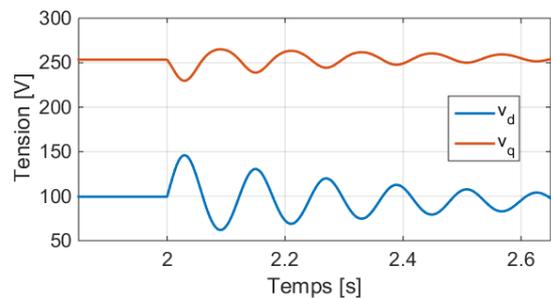


Fig.IV.4.28 Tensions v_d et v_q -ZOOM

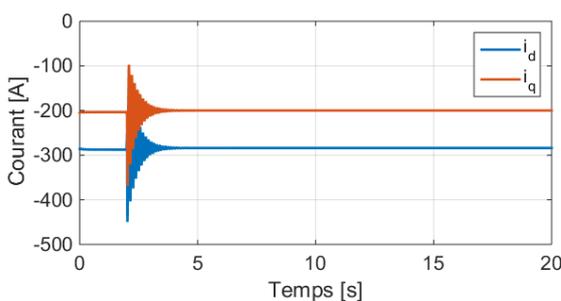


Fig.IV.4.29 Courants i_d et i_q

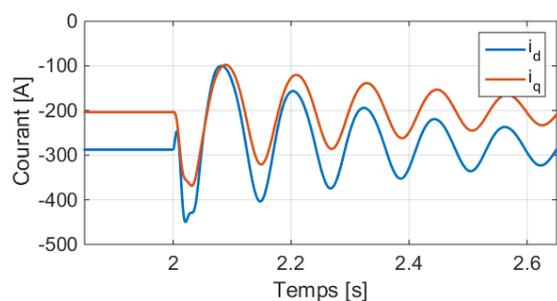


Fig.IV.4.30 Courants i_d et i_q -ZOOM

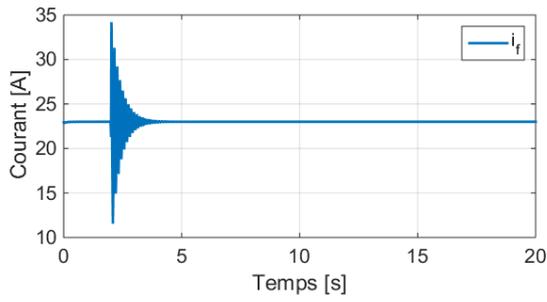


Fig.IV.4.31 Courant i_f

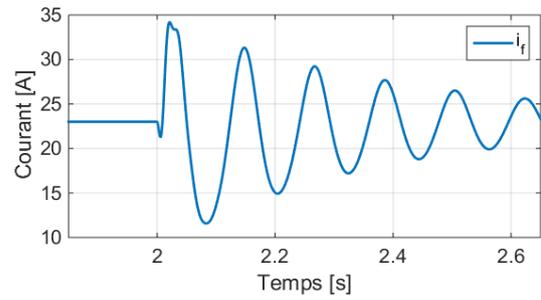


Fig.IV.4.32 Courant i_f - ZOOM

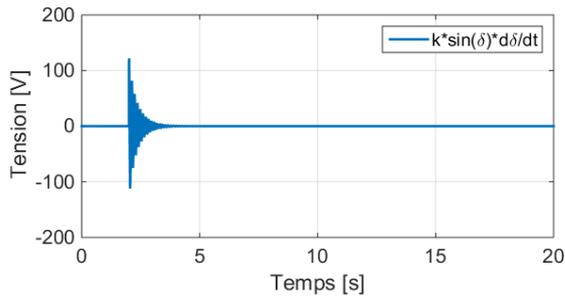


Fig.IV.4.33 Terme $k\sin\delta d\delta/dt$

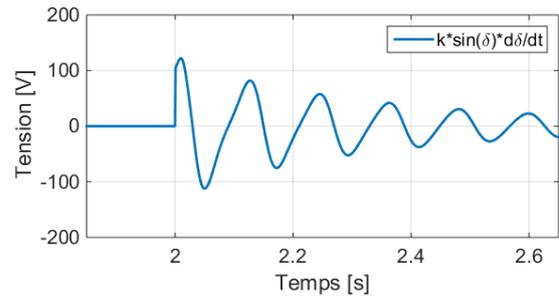


Fig.IV.4.34 Terme $k\sin\delta d\delta/dt$ - Zoom

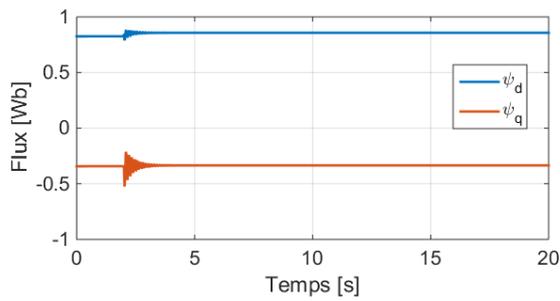


Fig.IV.4.35 Flux ψ_d et ψ_q

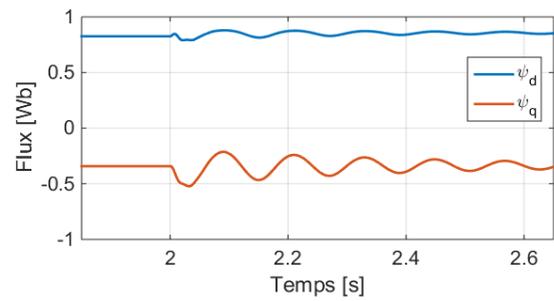


Fig.IV.4.36 Flux ψ_d et ψ_q - ZOOM

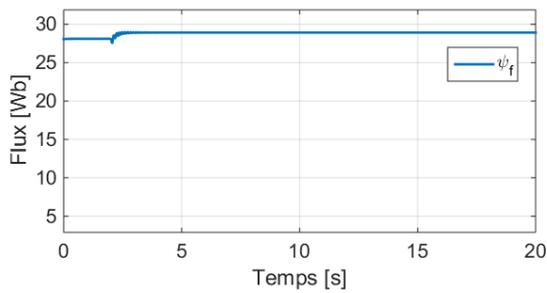


Fig.IV.4.37 Flux ψ_f

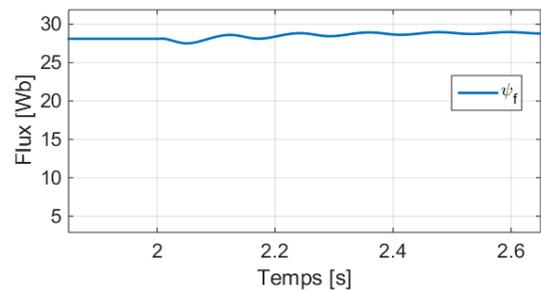


Fig.IV.4.38 Flux ψ_f - ZOOM

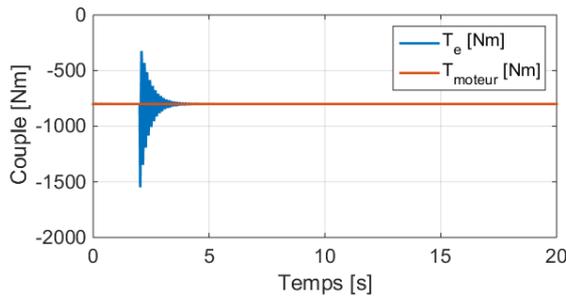


Fig.IV.4.39 Couples T_e et T_{moteur}

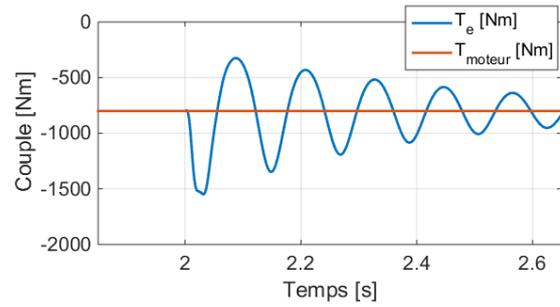


Fig.IV.4.40 Couples – ZOOM

La baisse brutale de fréquence cause l'oscillation des paramètres à une période assez faible valant environ 120 ms (≈ 8 Hz) et définie par la variation de la vitesse mécanique.

Avec une perturbation similaire, la variation de l'angle interne observée sous tension nominale est moins importante que dans le cas précédent sous faible tension. La baisse de fréquence provoque aussi une augmentation de l'angle (en valeur absolue) mais elle reste faible car la vitesse du rotor de met à diminuer rapidement.

Avec une connexion du stator sous une tension plus forte, la variation de couple de la machine est plus grande et provoque des accélérations plus fortes en valeur absolue.

Les valeurs des flux ψ_f et ψ_d évoluent peu par rapport à leurs valeurs initiales.

Pour ce point de fonctionnement où l'angle interne présente une valeur nominale relativement petite, les perturbations risquant de causer l'instabilité de la machine doivent être plus grandes que celle appliquée ici.

IV.4.4. Simulation en grande perturbation

La simulation commence au point nominal et le régime transitoire est déclenché par une perturbation de la fréquence plus importante qui passe de 50 Hz à 45 Hz à partir de $t = 2$ s.

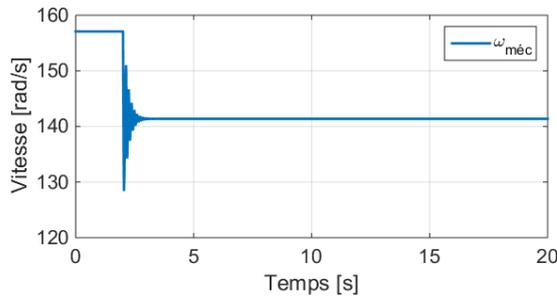


Fig.IV.4.41 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

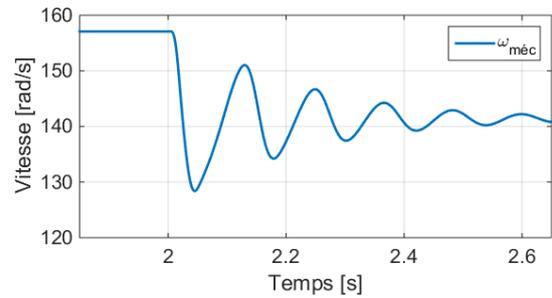


Fig.IV.4.42 Vitesse mécanique ZOOM

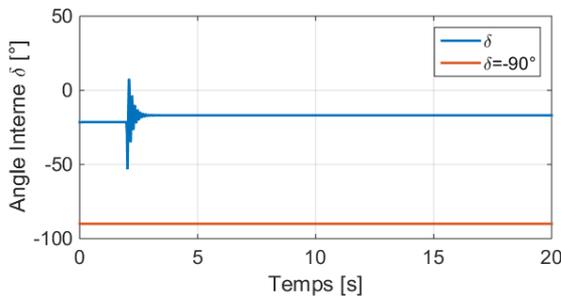


Fig.IV.4.43 Angle interne δ

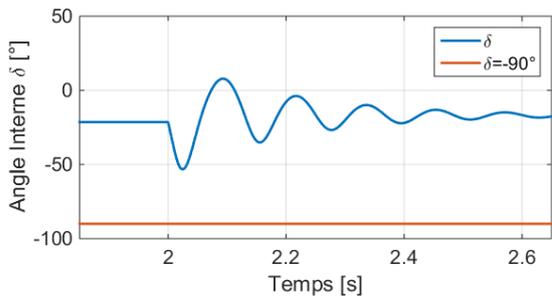


Fig.IV.4.44 Angle interne δ - ZOOM

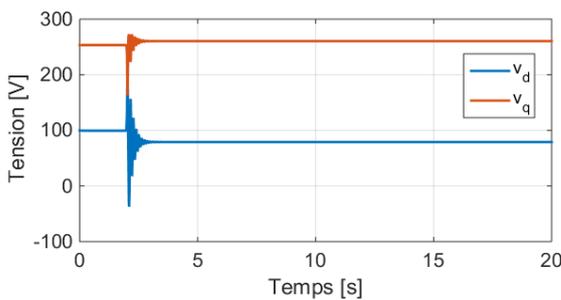


Fig.IV.4.45 Tensions v_d et v_q

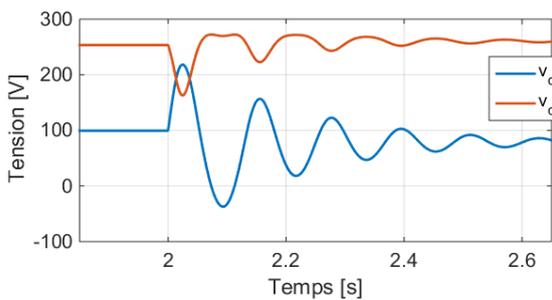


Fig.IV.4.46 Tensions v_d et v_q - ZOOM

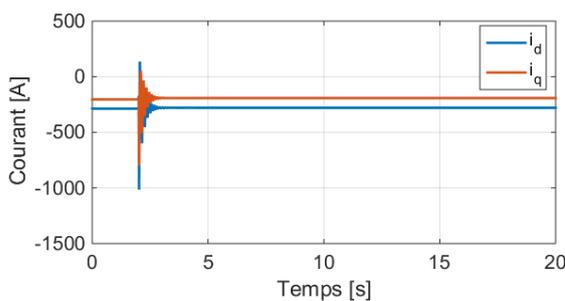


Fig.IV.4.47 Courants i_d et i_q

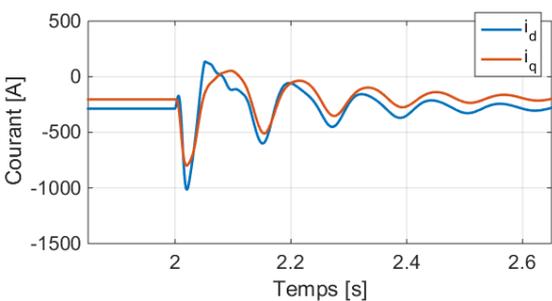


Fig.IV.4.48 Courants i_d et i_q - ZOOM

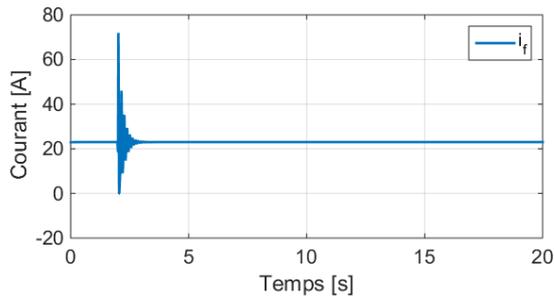


Fig.IV.4.49 Courant i_f

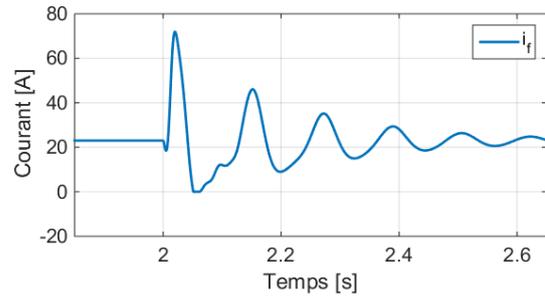


Fig.IV.4.50 Courant i_f - ZOOM

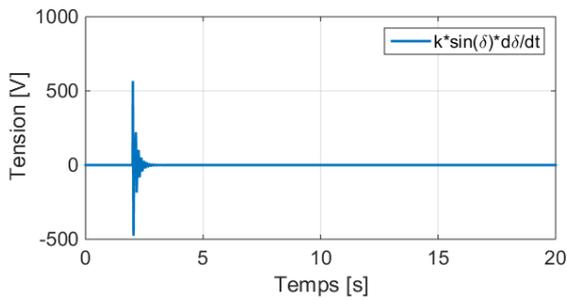


Fig.IV.4.51 Terme $k \sin(\delta) \frac{d\delta}{dt}$

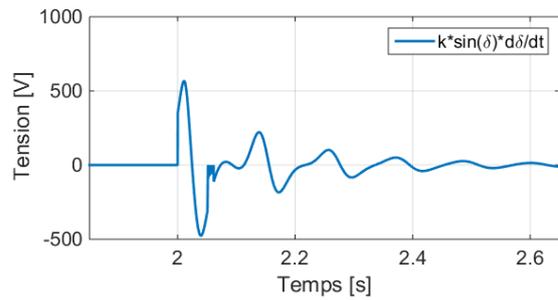


Fig.IV.4.52 Terme $k \sin(\delta) \frac{d\delta}{dt}$ - ZOOM

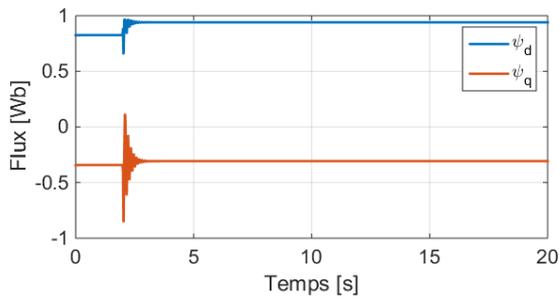


Fig.IV.4.53 Flux ψ_d et ψ_q

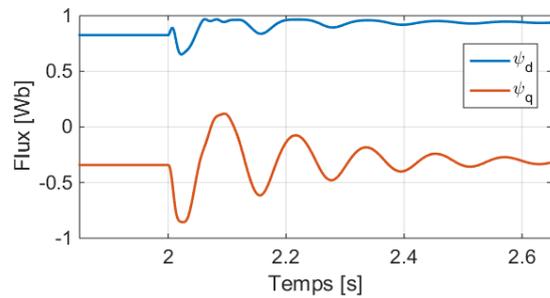


Fig.IV.4.54 Flux ψ_d et ψ_q - ZOOM

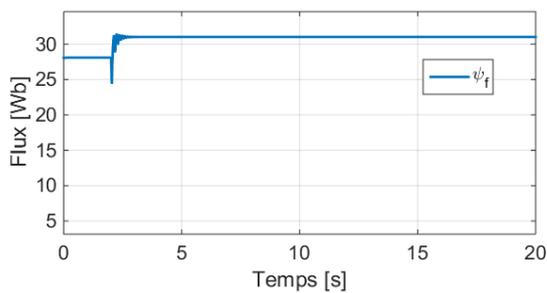


Fig.IV.4.55 Flux ψ_f

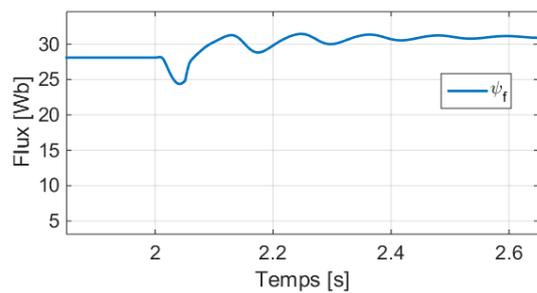


Fig.IV.4.56 Flux ψ_f - ZOOM

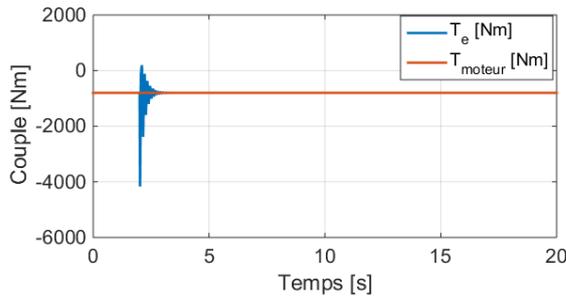


Fig.IV.4.57 Couples T_e et T_{moteur}

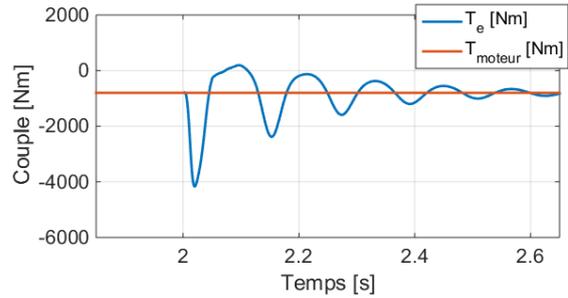


Fig.IV.4.58 Couples T_e et T_{moteur} —ZOOM

Avec une perturbation plus importante, l'angle interne présente des variations plus grandes. Il varie entre le fonctionnement générateur ($\delta < 0$) et le fonctionnement légèrement moteur ($\delta > 0$). Les courbes présentent des irrégularités car le courant inducteur atteint les valeurs très petites et veut circuler dans le sens opposé à la tension V_f . Le circuit inducteur est alimenté par un pont de diodes qui empêche le courant inducteur d'atteindre des valeurs négatives.

Le flux ψ_f varie, mais cette variation du flux est petite par rapport à la valeur moyenne de ce flux.

IV.4.5. Simulation du transitoire avec une inertie plus grande

L'inertie des masses tournantes est multipliée par 1.2 pour voir comment cela influence la stabilité de la machine. La perturbation est la même que dans le paragraphe IV.4.2. avec la fréquence qui passe de 50 à 48,5 Hz à partir de $t = 2$ s. Les conditions initiales sont aussi celles de IV.4.2 avec une tension stator $U = 100$ V.

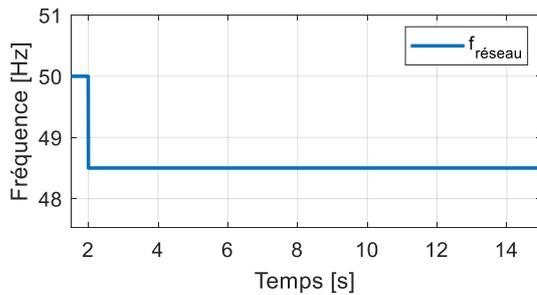


Fig.IV.4.59 Fréquence du réseau f

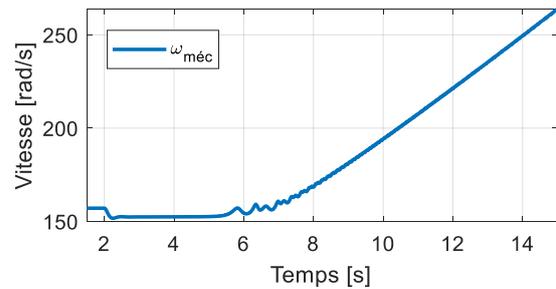


Fig.IV.4.60 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

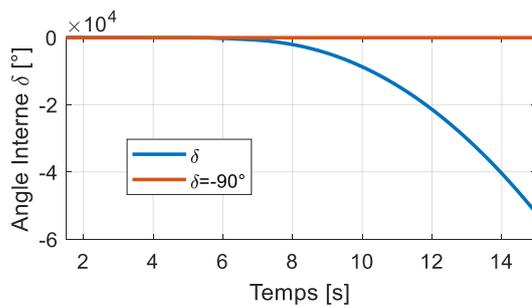


Fig.IV.4.61 Angle interne δ

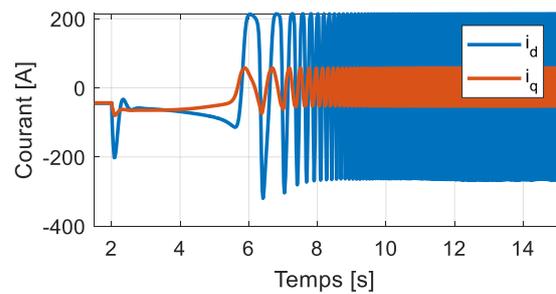


Fig.IV.4.62 Courants i_d et i_q

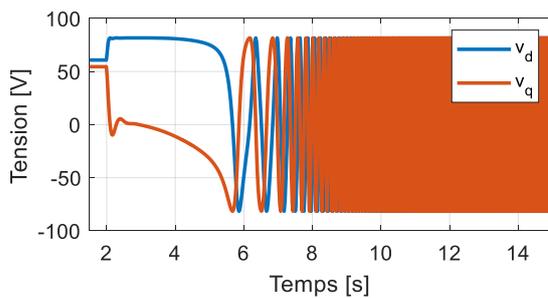


Fig.IV.4.63 Tensions v_d et v_q

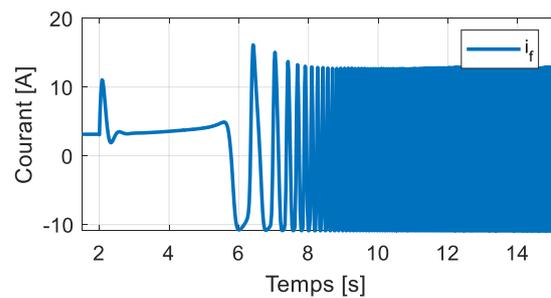


Fig.IV.4.64 Courant i_f

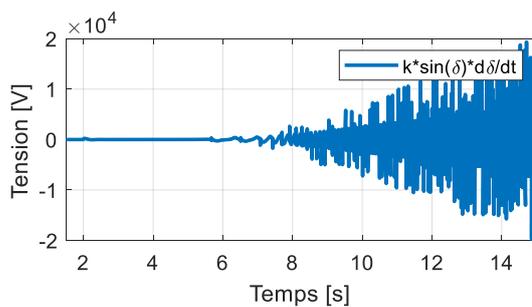


Fig.IV.4.65 Terme $k \sin \delta d\delta/dt$

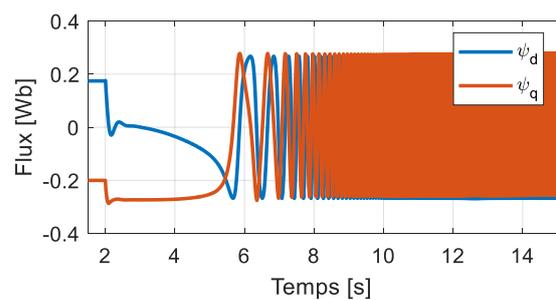


Fig.IV.4.66 Flux ψ_d et ψ_q

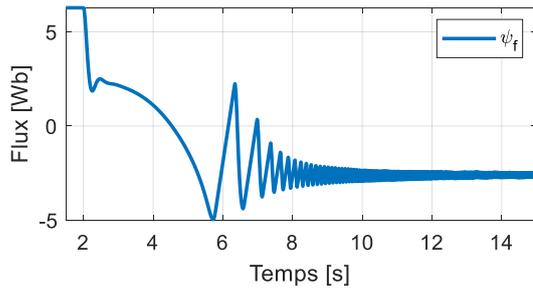


Fig.IV.4.67 Flux ψ_f

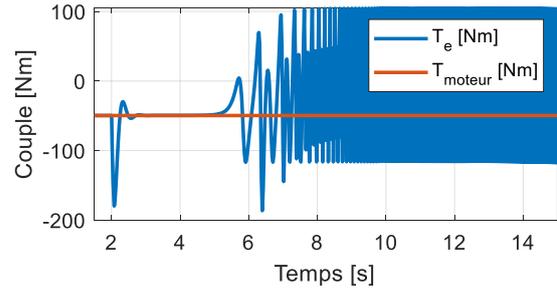


Fig.IV.4.68 Couples T_e et T_{moteur}

L'augmentation de l'inertie rend le système moins stable. Le rotor réagit plus lentement et ne peut pas changer sa vitesse assez rapidement pour s'adapter à la nouvelle vitesse de synchronisme. Le système devient instable.

IV.5. Simulation des transitoires en variation de tension

IV.5.1. Simulation des transitoires en variation de tension

Le départ pour cette simulation est au point nominal avec $U = 400$ [V], $\cos\varphi = 0.8$, $N = 1500$ tr/min et le régime transitoire est créé à partir de $t = 1$ s par un creux de tension de 200 ms durant lequel la tension du réseau baisse à 0 V. On revient ensuite à la tension nominale.

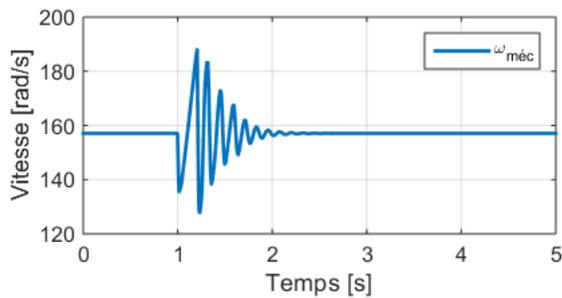


Fig.IV.5.1 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

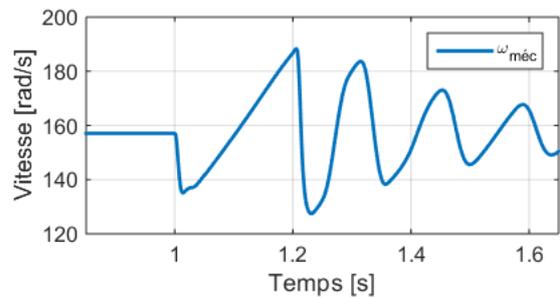


Fig.IV.5.2 Vitesse mécanique - ZOOM

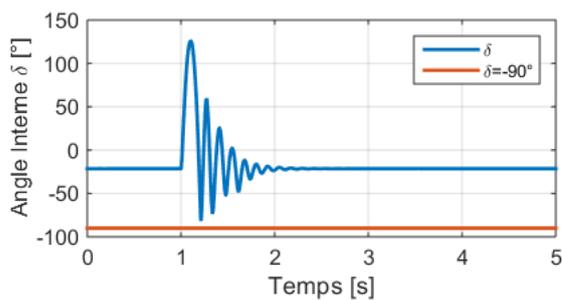


Fig.IV.5.3 Angle interne δ

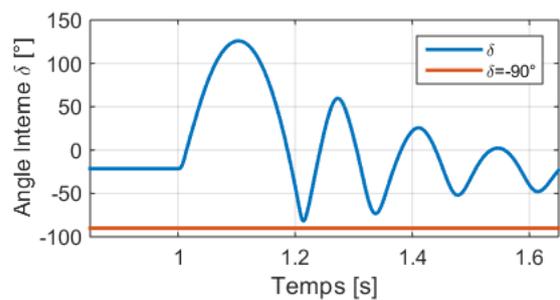


Fig.IV.5.4 Angle interne δ - Zoom

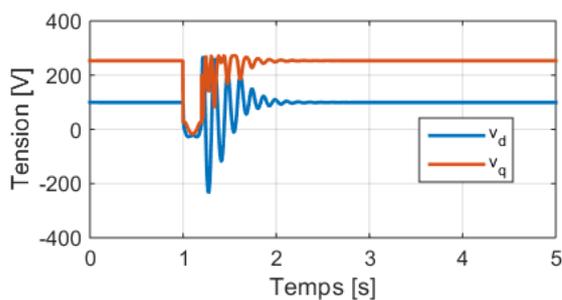


Fig.IV.5.5 Tensions v_d et v_q

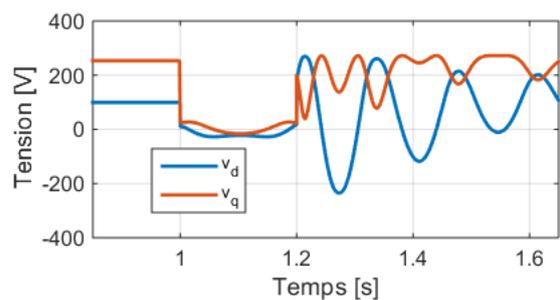


Fig.IV.5.6 Tensions v_d et v_q - Zoom

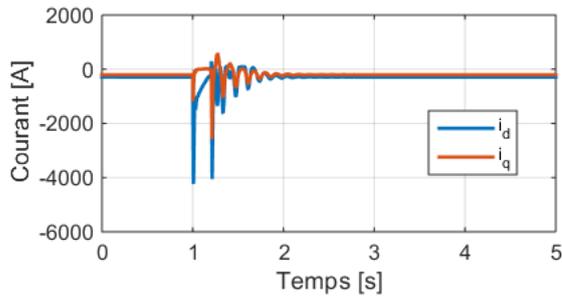


Fig.IV.5.7 Courants i_d et i_q

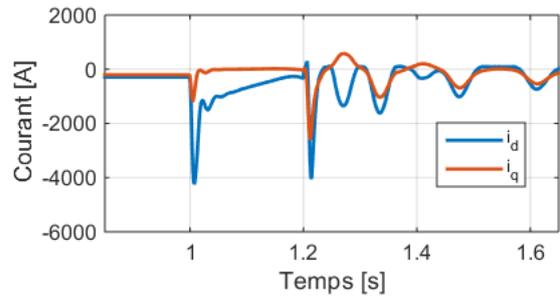


Fig.IV.5.8 Courants i_d et i_q - ZOOM

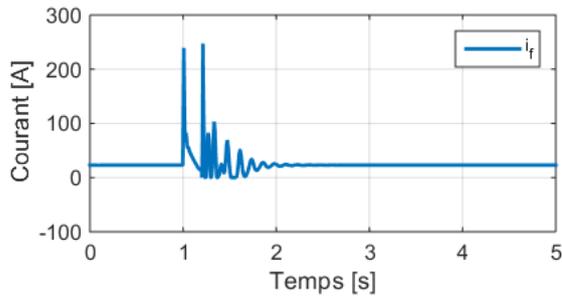


Fig.IV.5.9 Courant i_f

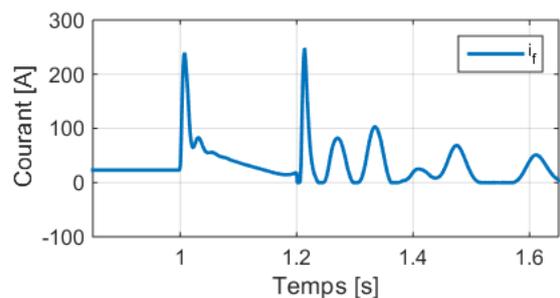


Fig.IV.5.10 Courant i_f - ZOOM

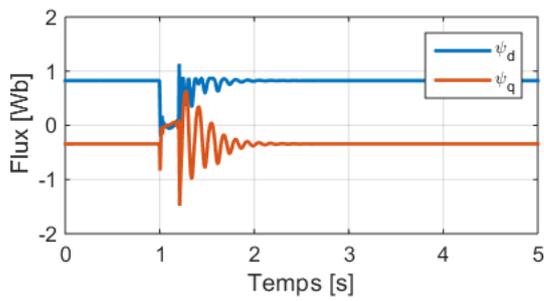


Fig.IV.5.11 Flux ψ_d et ψ_q

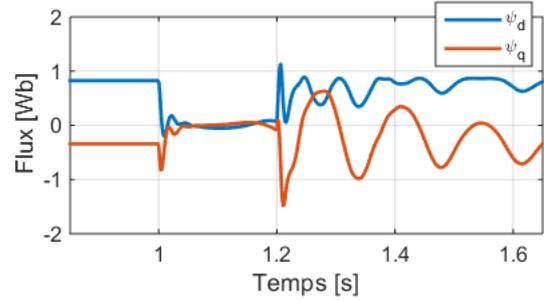


Fig.IV.5.12 Flux ψ_d et ψ_q - Zoom

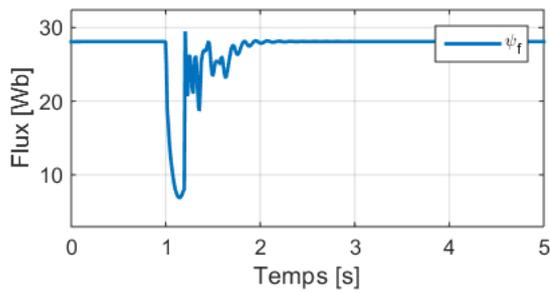


Fig.IV.5.13 Flux ψ_f

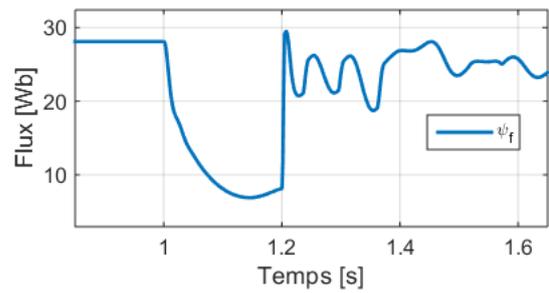


Fig.IV.5.14 Flux ψ_f - ZOOM

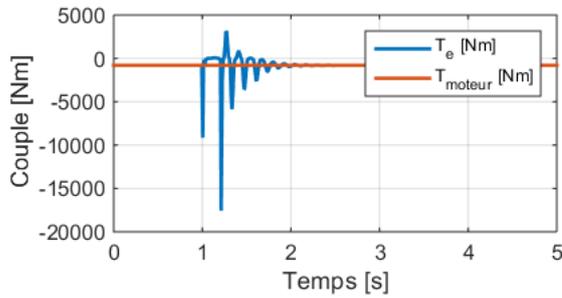


Fig.IV.5.15 Couples T_e et T_{moteur}

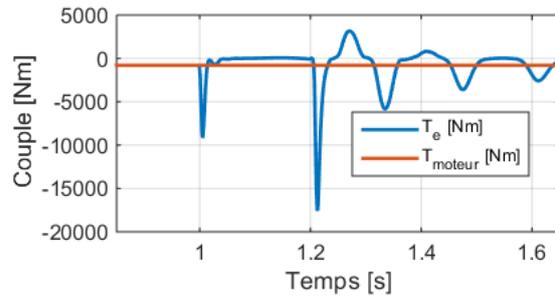


Fig.IV.5.16 Couples T_e et T_{moteur} -Zoom

Au début du régime transitoire, la vitesse baisse, parce qu'on a une valeur importante de couple de freinage produit par la machine. Ce couple vient du fait que pendant les premiers instants du creux de tension on a encore du flux dans les bobines du stator pendant que les courants atteignent des valeurs importantes. Une fois que les flux sont nuls, il n'y a plus de couple de freinage et la vitesse peut recommencer à augmenter.

La vitesse du rotor ayant beaucoup baissé, l'angle interne est devenu positif et dépasse ici 120° . La remontée de la vitesse à la disparition du couple de freinage de la machine permet à l'angle de reprendre des valeurs négatives.

Au retour de la tension nominale, à $t=1,2$ s, les variations de vitesse se répercutent sur la valeur de l'angle interne et du couple pour générer des oscillations qui durent bien après la fin de la perturbation.

Le temps de retour de la valeur nominale de la tension (*critical clearing time* [4]) est primordial pour garder la machine stable. Si la chute de tension dure trop longtemps, la machine devient instable. Sur les courbes qui présentent les flux et les courants, on peut noter les faibles valeurs des constantes de temps électriques en comparaison des valeurs fortes des constantes de temps mécaniques.

IV.5.2. Simulation du creux de tension - décrochage

Cette simulation est faite à partir du point nominal avec $U= 400$ [V], $\cos\varphi=0.8$, $N=1500$ tr/min. La perturbation est un creux de tension de 3 s. A partir de $t=1$ [s], la tension du réseau baisse à 0 V et y reste pendant 3 s. Après 3 s, la valeur initiale de la tension est rétablie.

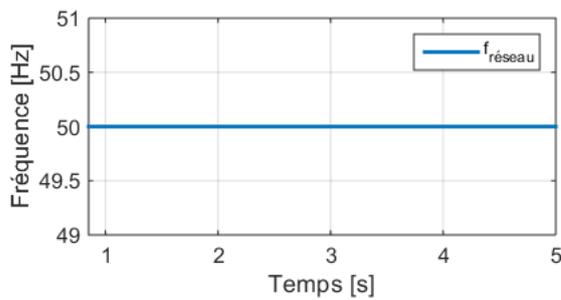


Fig.IV.5.17 Fréquence du réseau f

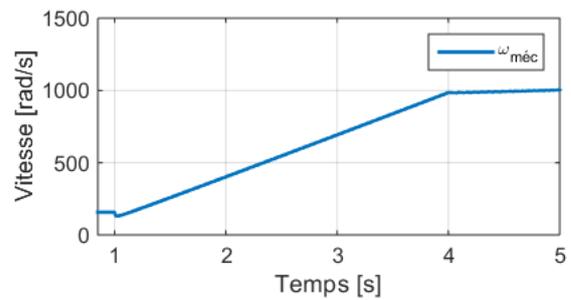


Fig.IV.5.18 Vitesse mécanique $\omega_{méc}$

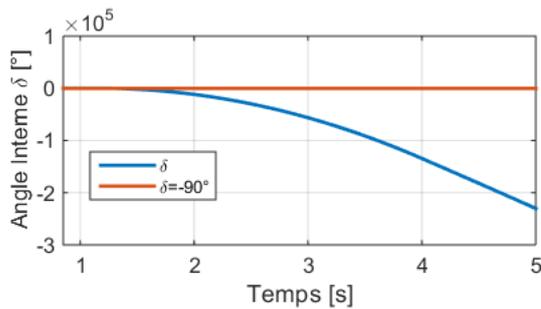


Fig.IV.5.19 Angle interne δ

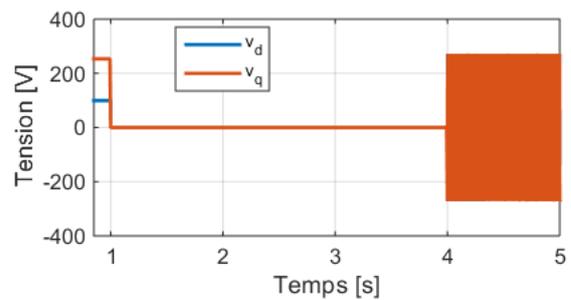


Fig.IV.5.20 Tensions v_d et v_q

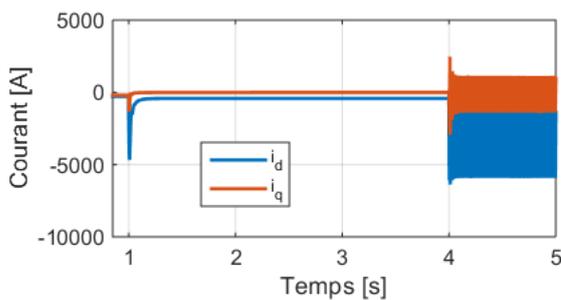


Fig.IV.5.21 Courants i_d et i_q

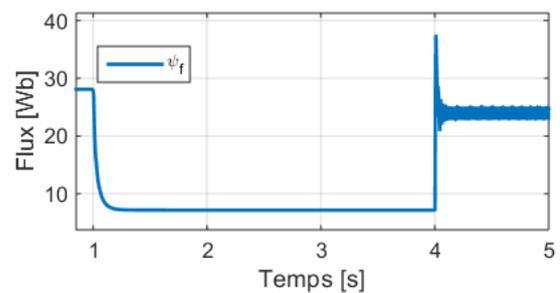


Fig.IV.5.22 Flux ψ_f

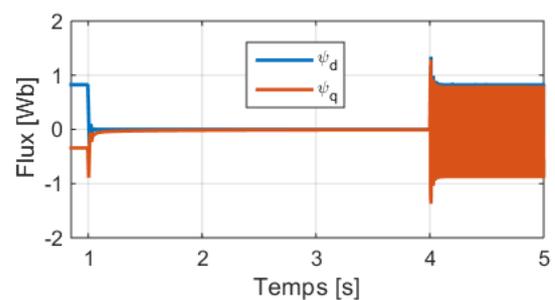
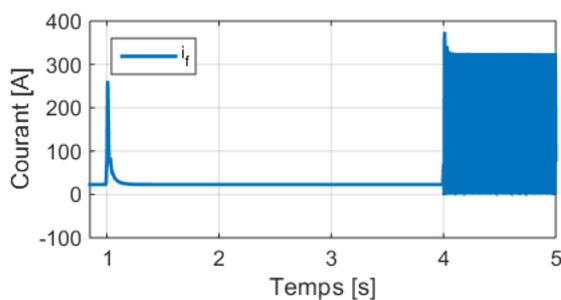


Fig.IV.5.23 Courant i_r

Fig.IV.5.24 Flux ψ_d et ψ_q

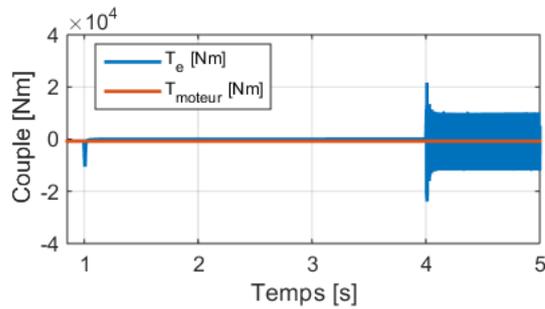


Fig.IV.5.25 Couples T_e et T_{moteur}

Comme précédemment, la vitesse commence par baisser immédiatement après la chute de tension sous l'effet du couple résistant de la machine mais elle se met ensuite à augmenter lorsque ce couple disparaît jusqu'à atteindre des valeurs élevées.

On voit ici que si on n'enlève pas le défaut assez vite, ou si le couple du moteur d'entraînement ne baisse pas rapidement, la vitesse du rotor augmente, la machine devient instable et le système quitte le synchronisme.

IV.6. Conclusions

Ce chapitre sur la stabilité permet de montrer l'intérêt de la mise en œuvre du modèle proposé et de sa simulation. Pour des machines de puissances relativement faibles, les constantes de temps ne permettent pas de s'assurer de la validité des hypothèses requises pour les analyses en invariance transitoire. Il est donc nécessaire de recourir à un outil de simulation aisément utilisable. Les simulations montrent cependant que si l'hypothèse du maintien d'un flux inducteur ψ_f à une valeur constante n'est pas bien réalisée, on peut observer, comme cela est prédit dans l'analyse en invariance transitoire, une stabilisation de la machine en simulation dynamique avec l'angle interne δ qui dépasse largement 90° .

Dans le cas de variation de fréquence, une grande inertie peut rendre le comportement de la machine moins stable, le couple produit restant indépendant de ce paramètre, il arrivera un moment où le rotor n'arrivera pas accélérer ou à ralentir assez vite ce qui conduira à une situation où la machine décrochera plus facilement.

IV.7. Bibliographie

- [1] J.-D. Chatelain, *Machines électriques*. Dunod, 1983.
- [2] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Eyrolles, 1987.
- [3] J. Machowski, J. Bialek, et J. R. Bumby, *Power System Dynamics and Stability*. John Wiley & Sons, 1997.
- [4] T. A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines, Second Edition*. CRC Press, 2012.

Chapitre V : Excitatrice et pont à diodes triphasé

V.1. Introduction	162
V.2. Systèmes d'excitation.....	162
V.2.1. Types d'excitatrice	162
V.2.2. Etat de l'art de la modélisation de la machine d'excitation suivie d'un pont à diode triphasé.....	164
V.3. Modélisation de l'excitatrice	167
V.3.1. Introduction	167
V.3.2. Modélisation de l'excitatrice.....	168
V.3.3. Validation du modèle de l'excitatrice	172
V.4. Modélisation et association du pont à diodes avec l'excitatrice.....	174
V.4.1. Association du pont à diodes avec l'excitatrice	174
V.4.2. Modélisation du pont à diodes avec Simulink - première méthode.....	175
V.4.3. Modélisation du pont à diodes avec Simulink - deuxième méthode.....	179
V.5. Simulation de l'ensemble excitatrice associée au pont à diodes triphasé	182
V.6. Simulation de l'ensemble excitatrice, pont à diodes et machine principale	185
V.6.1. Fonctionnement à vitesse constante	185
V.6.2. Court-circuit à vitesse variable	189
V.7. Conclusions	193
V.8. Bibliographie.....	194

V.1. Introduction

Après avoir analysé l'influence de la saturation sur le générateur synchrone seul, nous nous intéressons dans ce chapitre à la modélisation et à la simulation de l'ensemble « excitatrice-pont à diode triphasé-machine principale ». Les méthodes existantes de modélisation de cet ensemble seront présentées. De cette étude se dégageront les avantages et les inconvénients de chacune des méthodes.

Nous allons dans la suite modéliser l'excitatrice et le pont à diode triphasé. L'analyse des courbes des courants montrera que les modèles développés pour la machine principale ne peuvent pas être adaptés pour l'excitatrice. En conséquence nous proposerons un modèle pour l'excitatrice ayant l'avantage de prise en compte plusieurs harmonique d'espace. Nous analyserons également les différentes possibilités de modélisation du pont à diode triphasé. Nous verrons ensuite que la connexion entre le modèle de l'excitatrice, le modèle du pont à diode et le modèle du générateur synchrone représente un défi en soi. La bonne connaissance de la physique derrière chaque modèle, nous permettra de mettre ces trois modèles ensemble.

Nous finirons ce chapitre par l'étude des régimes transitoires de cet ensemble. Nous regarderons les résultats de la simulation du court-circuit à vitesse constante puis à vitesse variable. Cette analyse est intéressante pour voir à quel point le défaut au stator de la machine principale parcourt tout le système jusqu'au circuit inducteur de l'excitatrice.

V.2. Systèmes d'excitation

Le système d'excitation a pour but d'alimenter et réguler le courant inducteur de la machine principale. Il est construit à partir d'une excitatrice (appelée aussi exciteur) et le régulateur de la tension (AVR - Automatic Voltage Controller) ou le régulateur de facteur de puissance. L'excitatrice prend généralement 0.2 à 0.8 % de la puissance active nominale de la machine principale. Pour les grands générateurs ceci se traduit par une puissance de l'ordre de plusieurs MW. La tension nominale de l'excitatrice dépasse rarement 1000 [V]. Si la tension dépasse cette valeur cela force le constructeur à élever le niveau d'isolation pour le bobinage inducteur [1].

V.2.1. Types d'excitatrice

Généralement les excitateurs sont divisés en deux groupes : rotatifs et statiques. Les excitatrices rotatives de la figure *FigV.2.1*. alimentent la machine principale par l'intermédiaire de générateurs à courant continu ou de générateurs à courant alternatif suivis d'un redresseur.

Les générateurs à courant continu sont employés pour certaines applications de faibles puissances. Ces générateurs sont mis en cascade pour obtenir la tension nécessaire pour l'excitation de la machine principale. Des problèmes de commutation empêchent d'utiliser ce type de structure pour les grands générateurs. La cascade de plusieurs

machines à courant continu dégrade les propriétés dynamiques du système rendant la constante de temps du système plus longue. En conséquence, de nos jours les excitateurs à courant continu ont été remplacés par les excitateurs à courant alternatif qui sont plus simples et robustes. Cette transition a été possible grâce au progrès en électronique de puissance qui permet d'utiliser des redresseurs en série avec les excitateurs.

L'excitateur sur la figure *Fig.V.2.1.(b)* utilise une machine à réluctance qui fonctionne à une fréquence d'environ 500-600 [Hz] pour faciliter le redressement. Dans cette excitatrice les deux bobinages (DC et AC) se situent sur le stator. Un des inconvénients de ce système est d'utiliser les bagues à la sortie du pont à diode pour alimenter l'entrée du circuit inducteur du générateur synchrone. De plus ce type d'excitateur est assez grand. La taille de la machine résulte du fonctionnement physique de ce type de machine. Pour induire la force électromotrice, il faut que les flux changent avec le changement de la réluctance du circuit magnétique pendant la rotation de la machine et ce changement apparaît en raison de la saillance de la machine [2].

L'excitatrice à courant alternatif sur la figure *Fig.V.2.1.(c)* n'a pas de bagues. L'excitation de la machine principale est faite par l'intermédiaire d'une machine synchrone inversée (inside-out synchronous machine) avec son circuit d'excitation au stator et son circuit d'induit au rotor. Les courants induits sont redressés par un pont à diode qui est aussi fixé sur le même rotor. Une limitation de ce type d'excitateur est que le réglage de l'alimentation du circuit inducteur de la machine principale ne peut se faire que par l'intermédiaire de la tension d'excitation de l'excitatrice. Cela augmente la constante de temps du système qui devient moins réactif. Parfois pour résoudre ce problème, les diodes sont remplacées par les thyristors et ceci donne la possibilité de contrôler l'angle de commande du pont. Dans le cadre de cette thèse le système d'excitation avec la machine synchrone inversée a été étudié.

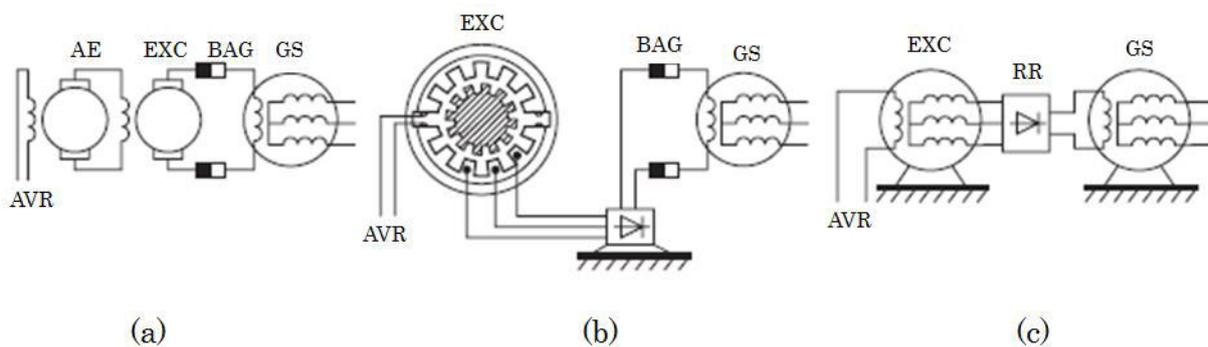


Fig.V.2.1. Système d'excitation rotatifs : (a) machine d'excitation à courant continu ; (b) machine d'excitation à réluctance suivie d'un redresseur; (c) machine synchrone inversée suivie d'un redresseur. GP, générateur synchrone ; BAG, bagues ; EXC, excitatrice ; AE, excitatrice auxiliaire ; RR, redresseur rotatif [1]

V.2.2. Etat de l'art de la modélisation de la machine d'excitation suivie d'un pont à diode triphasé

La modélisation de l'excitatrice suivie d'un pont à diode a été menée par au moins trois façons différentes que nous allons présenter maintenant. La manière la plus simple consiste à établir une relation linéaire entre par le courant inducteur de l'excitatrice et la tension d'excitation de la machine principale :

$$V_f = k \cdot R_f \cdot I_{f-exc} \quad (V.1)$$

Ce modèle simplifié est lié directement au modèle de la machine principale avec le régulateur PID en négligeant l'excitatrice et le pont à diodes. Cette façon de modéliser permet de construire rapidement le modèle pour les simulations, mais ne représente pas bien la dynamique du système en déformant les constantes de temps et « idéalise » la tension de l'excitation V_f qui est loin d'être une constante dans la réalité.

Une deuxième façon de modéliser cette partie du groupe électrogène consiste à remplacer l'excitatrice par un simple transformateur monophasé et le pont à diode triphasé par deux diodes comme sur la figure *Fig. V.2.2* ci-dessous :

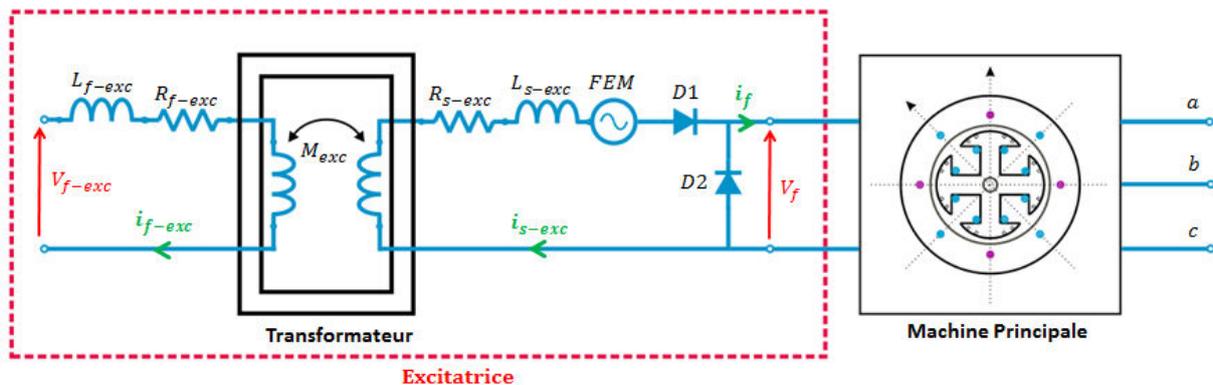


Fig. V.2.2. Modèle de l'excitatrice suivie d'un pont à diode simplifié

Avec :

- V_{f-exc} - tension du circuit inducteur de l'excitatrice, V_f tension d'excitation de la machine principale,
- FEM - tension induite de rotation,
- i_{f-exc} - courant du circuit inducteur de l'excitatrice, i_{s-exc} courant de l'induit de l'excitatrice, i_f courant d'excitation de la machine principale,

Chapitre V : Excitatrice et pont à diodes triphasé

- R_{f-exc} - résistance du circuit inducteur de l'excitatrice, R_{s-exc} résistance de l'induit de l'excitatrice,
- L_{f-exc} – inductance propre du circuit inducteur de l'excitatrice, L_{s-exc} inductance propre de l'induit de l'excitatrice, M_{exc} – mutuelle entre le circuit du stator et le circuit de rotor de l'excitatrice
- D1 et D2 – diodes.

Ce modèle présente plusieurs avantages par rapport à une simple relation linéaire entre le courant inducteur de l'excitatrice et la tension d'excitation de la machine principale :

- Il est excité en tension
- La force électromotrice modélise la tension induite dans l'induit de l'excitatrice due à la rotation
- Il y a une interaction entre le circuit inducteur et le circuit de l'induit représenté par un simple transformateur avec l'enroulement primaire (circuit du stator) et l'enroulement secondaire (circuit du rotor)
- Les diodes au secondaire du transformateur permettent de modéliser partiellement le redressement des courants et le fonctionnement du système en roue libre.

Ce modèle de l'excitatrice est décrit avec deux équations suivantes :

$$V_{exc} = R_{f-exc} \cdot i_{f-exc} + L_{f-exc} \frac{di_{f-exc}}{dt} + M_{exc} \frac{di_{s-exc}}{dt} \quad (V.2)$$

$$V_f = R_{s-exc} \cdot i_{s-exc} + L_{s-exc} \frac{di_{s-exc}}{dt} + M_{exc} \frac{di_{f-exc}}{dt} + FEM \quad (V.3)$$

Où

$$FEM = K \cdot i_{s-exc} (M_{exc} \cdot i_{f-exc} - L_{s-exc} \cdot i_{s-exc}) \quad (V.4)$$

Avec la constante K qui est liée à la vitesse de la rotation.

Ce modèle de l'excitatrice et du pont à diodes se résume en deux équations différentielles, une pour le primaire du transformateur et une pour le secondaire du transformateur. Ces deux équations s'ajoutent aux équations de la machine principale.

Une troisième façon consiste à utiliser des blocs de la bibliothèque de Simulink «*Simscape*».

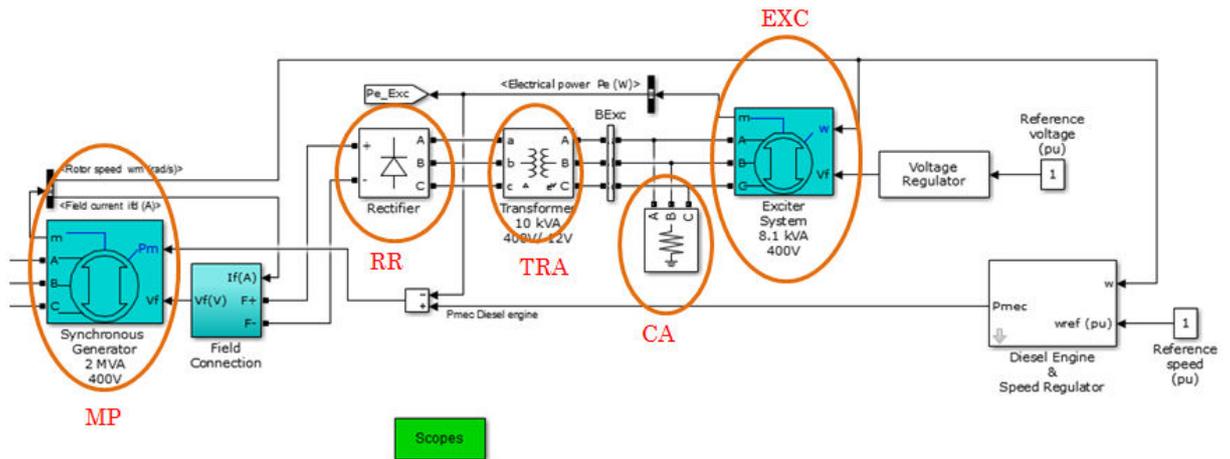


Fig.V.2.3. Schéma de simulation en Simulink. EXC, excitatrice ; CA, charge auxiliaire ; RR, redresseur : pont à diode triphasé ; MP, machine principale ; TRA, transformateur

Ce type de modèle présente plusieurs avantages :

- Il permet de bien visualiser le système, il est donc plus « *user-friendly* ».
- Il permet de récupérer les courants et les tensions de l'induit de l'excitatrice
- Les blocs de l'excitatrice et du pont à diode sont préfabriqués, il suffit donc d'entrer les paramètres de notre système

Cependant cette modélisation contient beaucoup d'hypothèses simplificatrices ainsi que des blocs « exotiques » pour que le programme puisse éviter les problèmes de nature numérique. On observe que la sortie du bloc de l'excitatrice est connectée à l'entrée du pont à diode ainsi qu'à une charge auxiliaire (CA sur la figure). Les courants qui parcourent cette charge auxiliaire sont importants. La suppression des blocs du transformateur et de la charge auxiliaire engendre des problèmes numériques. De plus les modèles de l'excitatrice et de la machine principale sont basés sur les modèles dq classiques. Le modèle dq proposé ne peut pas bien décrire le comportement de l'excitatrice car il repose sur l'hypothèse que les distributions des forces magnétomotrices dans la machine sont sinusoïdales. Nous verrons plus tard dans ce chapitre, que cette hypothèse ne correspond pas à la situation étudiée. Pour bien modéliser les interactions entre l'excitatrice, le pont à diode triphasé et la machine principale, il faut bien analyser la physique de chaque composant.

V.3. Modélisation de l'excitatrice

V.3.1. Introduction

L'excitatrice (appelée aussi l'excitateur) a comme objectif dans le système de délivrer la tension de l'excitation à la machine principale par l'intermédiaire d'un pont à diodes. Dans le cas de la machine synchrone inversée l'excitation se trouve au stator et l'induit se trouve au rotor.

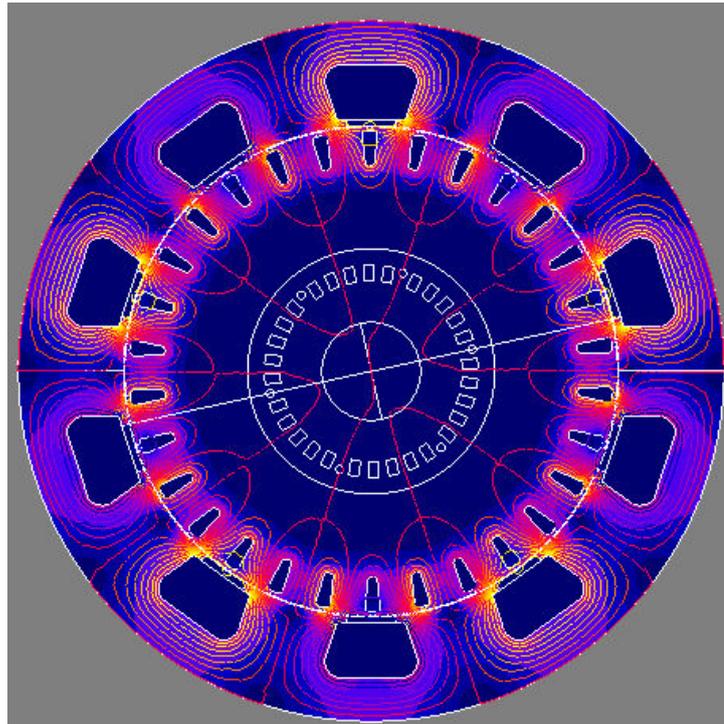


Fig.V.3.1. Modèle EF de l'excitatrice

L'excitatrice a cinq paires de pôles. Pour une vitesse mécanique $n_{mec} = 1500$ t/m (imposée par la machine principale et par la fréquence de réseau), la vitesse électrique de l'excitatrice vaut :

$$\omega_{elec-exc} = p_{exc} n_{mec} \frac{2\pi}{60} = 785.40 \left[\frac{rad}{s} \right] \quad (V.5)$$

Cette vitesse électrique correspond à une fréquence électrique de 125 [Hz]. Une première conséquence pour l'analyse est qu'il faut appliquer un pas de temps 2.5 fois plus petit que dans le cas de la machine principale pour simuler le fonctionnement transitoire. Ceci allonge le temps de calcul numérique.

V.3.2. Modélisation de l'excitatrice

D'un point de vue système l'excitatrice est représentée par un bloc (figure *Fig. V.3.1*) dont les entrées et sorties sont définies comme pour l'alternateur principal.

Les entrées sont les tensions et la vitesse :

- tensions V_{a-exc} , V_{b-exc} et V_{c-exc} qui sont liées à la charge connectée à l'induit de cette machine,
- tension V_{f-exc} de l'inducteur de l'excitatrice,
- $\omega_{méc}$ la vitesse mécanique du rotor.

Les sorties sont les courants :

- courants d'induits i_{a-exc} , i_{b-exc} et i_{c-exc} qui sont repris après par le modèle de l'excitatrice,
- courant inducteur de l'excitatrice.

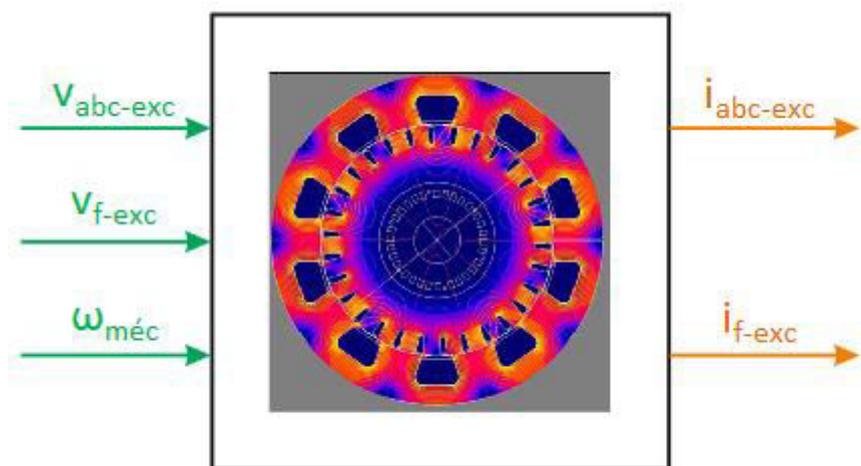


Fig. V.3.2. Entrées et sorties de l'excitatrice

L'excitatrice étudiée est une machine dans laquelle les distributions des forces magnétomotrices ne sont pas sinusoïdales. Les courants d'induit étant redressés par le pont à diodes, il n'est pas nécessaire que les sorties de l'excitatrice (courant et flux) soient sinusoïdales. Sur les courbes ci-dessous (figures *Fig. V.3.3* à *Fig. V.3.6*), nous pouvons voir les formes d'ondes des paramètres électriques de cette machine en régime établi quand la machine est connectée à une charge purement résistive.

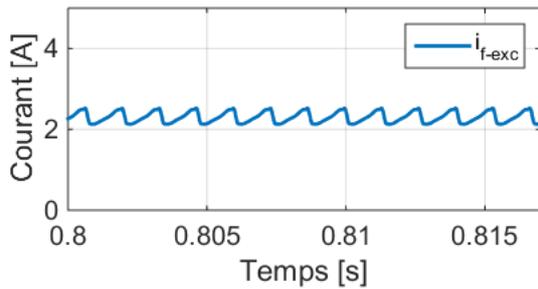


Fig. V.3.3. Courant inducteur de l'excitatrice i_{f-exc}

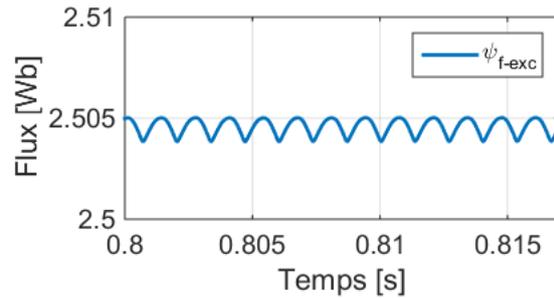


Fig. V.3.4. Flux inducteur de l'excitatrice ψ_{f-exc}

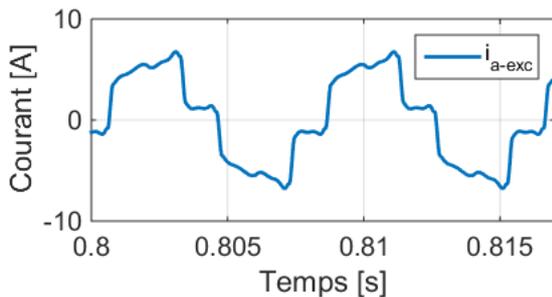


Fig. V.3.5. Courant d'induit de l'excitatrice i_{a-exc}

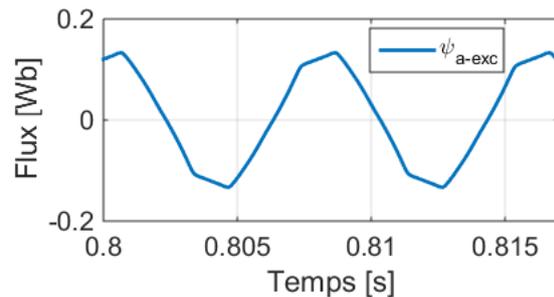


Fig. V.3.6. Courant d'induit de l'excitatrice ψ_{a-exc}

L'observation des formes d'ondes non sinusoïdales des courants nous amène à ne pas retenir la modélisation dq pour cette machine. Même le courant inducteur de l'excitatrice en régime établi subit des variations à cause des effets d'encoches

Il serait possible de reprendre le modèle basé sur l'inversion de la relation flux-courant en abc. Cette modélisation repose sur les flux qui dépendent de 4 courants et de la position du rotor [3] :

$$\psi_{exc} = f_1(i_{a-exc}, i_{b-exc}, i_{c-exc}, i_{field-exc}, \theta_{mec}) \quad (V.6)$$

Cependant ce type de modélisation est long à faire pour la variété des transitoires qu'on simule. Avec la complexité de la forme d'onde de l'excitatrice, la fabrication des tableaux en fonction des courants et de la position du rotor prendrait trop de temps CPU.

Nous allons chercher ici à adapter l'approche classique en abc utilisée pour les machines synchrones. Dans l'approche classique les valeurs des inductances changent avec la rotation du rotor. À chaque pas de simulation il faut recalculer toutes les inductances et inverser la matrice des inductances. Dans le cas classique où les distributions des forces magnétomotrices sont supposées sinusoïdales, le modèle se base sur l'expression des inductances par des formules simples. Dans notre cas la modélisation consistera à évaluer des valeurs de chaque inductance pour différentes positions du rotor sur un pas polaire.

Selon [4][5][6], on obtient la valeur de l'inductance en fonction de la position de rotor :

$$L = f_2(\theta_{mec}) \quad (V.7)$$

Ces valeurs sont stockées dans les tableaux (LUT - LookUP tables). À chaque pas de simulation, une interpolation linéaire est faite pour obtenir une bonne valeur de l'inductance. Connaissant deux valeurs discrètes de la position rotorique (θ_0 et θ_1), l'inductance pour chaque angle entre θ_0 et θ_1 est calculée :

$$\text{pour } \theta_0 < \theta \leq \theta_1 \quad (V.8)$$

$$L(\theta) = L_0 + (\theta - \theta_0) \frac{L_1 - L_0}{\theta_1 - \theta_0} \quad (V.9)$$

Les inductances à l'issue des simulations du modèle EF de l'excitatrice sont tracées sur les figures *Fig. V.3.7* à *Fig. V.3.10*.

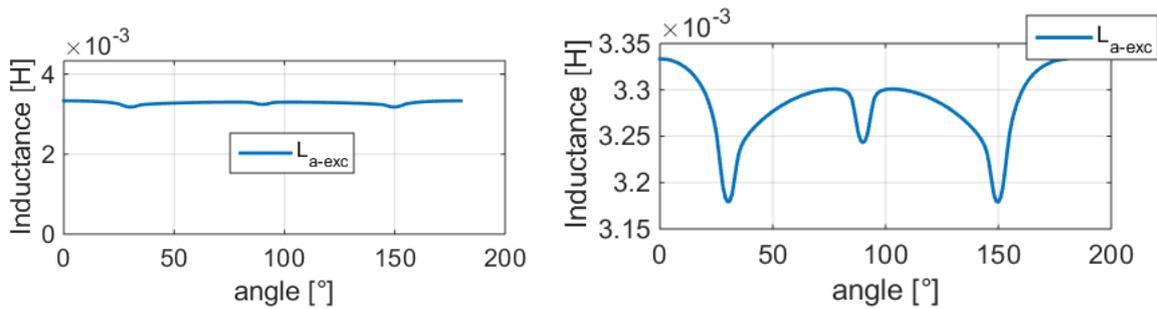


Fig. V.3.7. Inductance propre du circuit d'induit de l'excitatrice

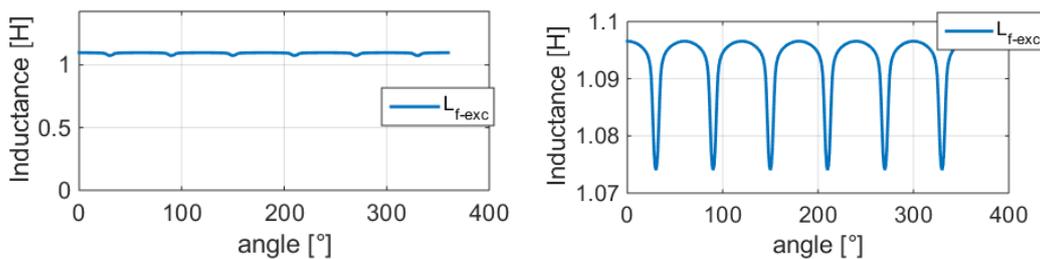


Fig. V.3.8. Inductance propre du circuit inducteur de l'excitatrice

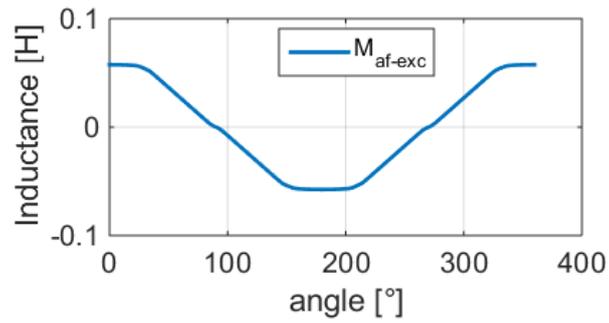


Fig.V.3.9. Inductance mutuelle entre le circuit d'induit et le circuit inducteur de l'excitatrice

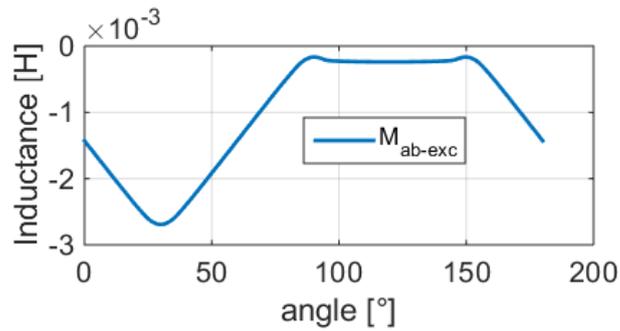


Fig.V.3.10. Inductance mutuelle entre les circuits d'induit de l'excitatrice

Si on compare ces valeurs aux valeurs d'inductances issues des formules que l'on trouve dans la littérature, on voit rapidement que la différence est importante :

$$L_a = L_{h1} + L_{h2} \cos 2\theta_{elec} \quad (V.10)$$

$$L_f = const \quad (V.11)$$

$$M_{ab} = -0.5 \cdot L_{h1} + L_{h2} \cos 2\theta_{elec} \quad (V.12)$$

$$M_{af} = M_{fa} \cos \theta_{elec} \quad (V.13)$$

L'inductance propre du circuit inducteur est variable mais la fluctuation reste inférieure à 2%. L'inductance propre des bobines de l'induit peut être considérée comme constante. Les mutuelles de l'excitatrice ne sont pas de forme sinusoïdale.

V.3.3. Validation du modèle de l'excitatrice

Pour simuler le fonctionnement de l'excitatrice il faut intégrer le système d'équations suivant :

$$\left[\frac{d\psi}{dt} \right] = [v] - [R] [i] \quad (\text{V.14})$$

Les courants sont calculés grâce à l'inversion de la matrice des inductances qui est recalculée à chaque pas de simulation:

$$[i] = [L^{-1}(\theta)][\psi] \quad (\text{V.15})$$

Le schéma général est indiqué sur la figure *Fig. V.3.11*.

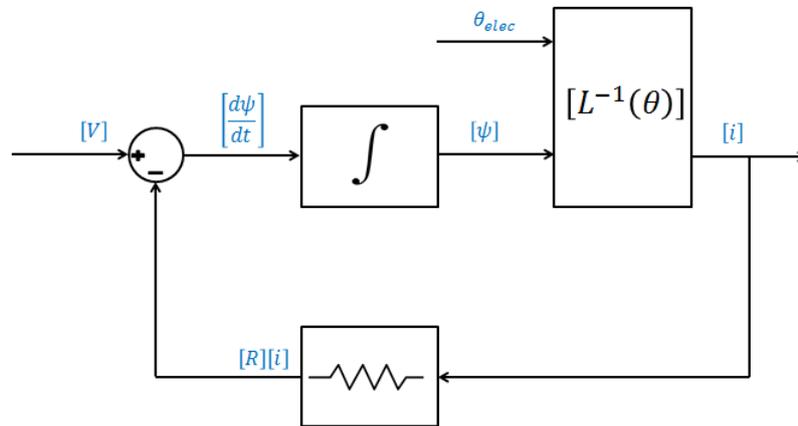


Fig. V.3.11. Diagramme général pour simuler les transitoires de l'excitatrice

Pour valider ce modèle de l'excitatrice, la comparaison avec la simulation d'un modèle EF est faite. À l'entrée du système on applique des tensions sinusoïdales et la simulation donne les courants en sortie. La tension aux bornes du circuit inducteur est maintenue à 15 [V] et le rotor de la machine tourne à la vitesse de 1500 [tours/min].

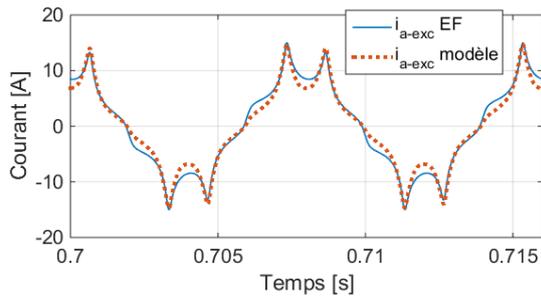


Fig. V.3.12. Comparaison du courant d'induit i_{a-exc} de l'excitatrice

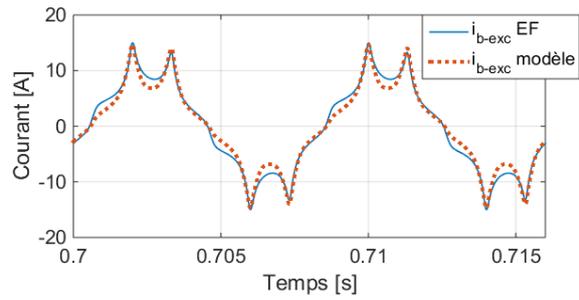


Fig. V.3.13. Comparaison du courant d'induit i_{b-exc} de l'excitatrice

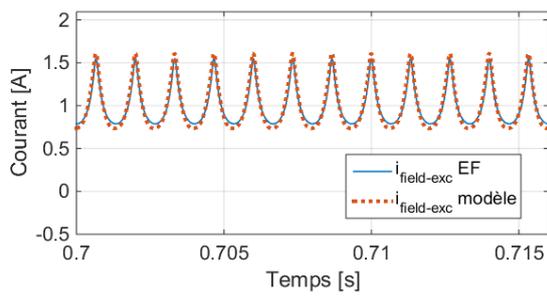


Fig. V.3.14. Comparaison du courant inducteur i_{f-exc} de l'excitatrice

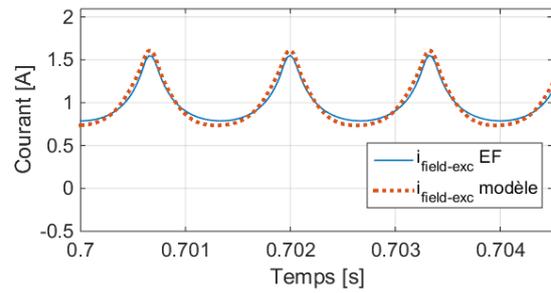


Fig. V.3.15. Comparaison du courant inducteur i_{f-exc} de l'excitatrice - ZOOM

Les courbes proposées aux figures *Fig. V.3.12* à *Fig. V.3.15* montrent que le modèle proposé permet d'obtenir des résultats comparables avec ceux du modèle EF. La simulation du modèle utilisant la MEF est lente, car il faut appliquer un pas de temps très petit pour simuler correctement le fonctionnement de cette machine.

V.4. Modélisation et association du pont à diodes avec l'excitatrice

La modélisation du pont à diodes peut sembler relativement classique mais doit néanmoins permettre une bonne association avec les modèles existants et ceci peut avoir différents degrés de complexité. Pour bien intégrer le modèle du pont à diodes dans le système, la modélisation avec les équations générales sera d'abord présentée. Ensuite deux méthodes d'intégration du pont à diode basées sur le logiciel Simulink seront détaillées.

V.4.1. Association du pont à diodes avec l'excitatrice

Le montage électrique de l'excitatrice, du pont à diodes et du circuit inducteur de la machine principale est représenté sur la *Fig. V.4.1*. Il apparaît bien que le pont est placé entre l'induit de l'excitatrice et le circuit inducteur de la machine principale.

Pour la modélisation du pont, cette situation va se traduire par une contrainte sur les interfaces du pont qui devront être compatibles avec celles des modèles de ces machines.

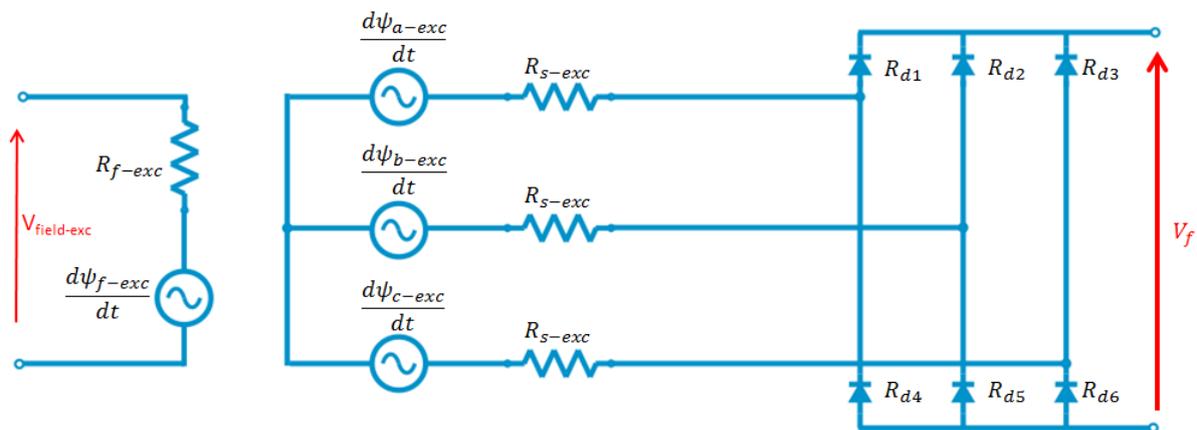


Fig. V.4.1. Schéma électrique du pont à diode connecté à l'excitatrice

L'utilisation du modèle de la machine synchrone développé sous Simulink étant requise, il faut prendre en compte le fait que ce modèle utilise comme entrées les trois tensions alternatives appliquées à l'induit et une tension DC pour le circuit inducteur. En complément, il a comme sorties les trois courants circulant dans les trois bobines de l'induit et le courant du circuit inducteur. Le modèle du pont doit s'adapter à ces entrées et sorties définies pour les machines.

Le côté AC du pont à diodes étant connecté à l'induit de l'excitatrice, il aura comme entrée les courants qui sont les sorties du modèle de la machine et il aura comme sorties les tensions alternatives qui serviront d'entrées pour l'excitatrice.

Le côté DC du pont étant connecté au circuit inducteur de la machine principale, il aura comme entrée le courant inducteur donné par la sortie du modèle de la machine principale et il fournira la tension DC du pont qui sera utilisée comme entrée pour le circuit inducteur de la machine principale.

Un des buts de cette thèse est de créer un outil qui est facilement réutilisé par d'autres ingénieurs. En conséquence, deux méthodes pour intégrer le pont à diodes en utilisant le logiciel Simulink sont étudiées.

V.4.2. Modélisation du pont à diodes avec Simulink - première méthode

En tenant compte des choix faits sur les interfaces pour rendre le modèle Simulink du pont compatible avec celui des machines, le bloc représentant le modèle du pont cherchera à avoir les entrées et sorties indiquées sur la figure *Fig. V.4.2*.

Les grandeurs en entrées sont les quatre courants :

$$i_{a\text{-exc}}, i_{b\text{-exc}}, i_{c\text{-exc}} \text{ et } i_{dc}$$

Les grandeurs de sortie sont les quatre tensions :

$$V_{a\text{-exc}}, V_{b\text{-exc}}, V_{c\text{-exc}} \text{ et } V_{dc}$$

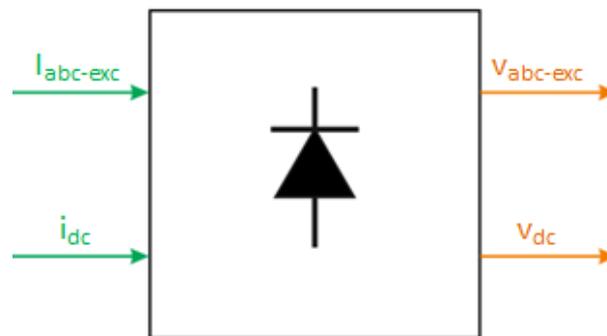


Fig. V.4.2. Bloc Simulink représentant le pont triphasé à diode

La mise en équations utilisant les données de l'interface d'entrée sera faite à partir de l'analyse du schéma électrique.

Il apparait cependant que la situation qui consiste à devoir faire fonctionner le pont de diodes en imposant simultanément les courants tant du côté AC que du côté DC peut mener à une difficulté quant au respect de la loi des nœuds pour les circuits électriques.

Sur le schéma électrique du pont à diodes (*Fig. V.4.1*), en fonctionnement classique, le courant fourni du côté DC par les trois cathodes est défini à partir des courants alternatifs et il peut être différent du courant DC dont la valeur est théoriquement quelconque. Pour laisser une liberté de principe à la définition des quatre courants de l'interface d'entrée, on introduit dans le modèle un circuit en parallèle sur les bras du pont en faisant intervenir une résistance. La *Fig. IV.4.3* indique la localisation de cette résistance auxiliaire notée R_o qui sera traversée par un courant noté i_o .

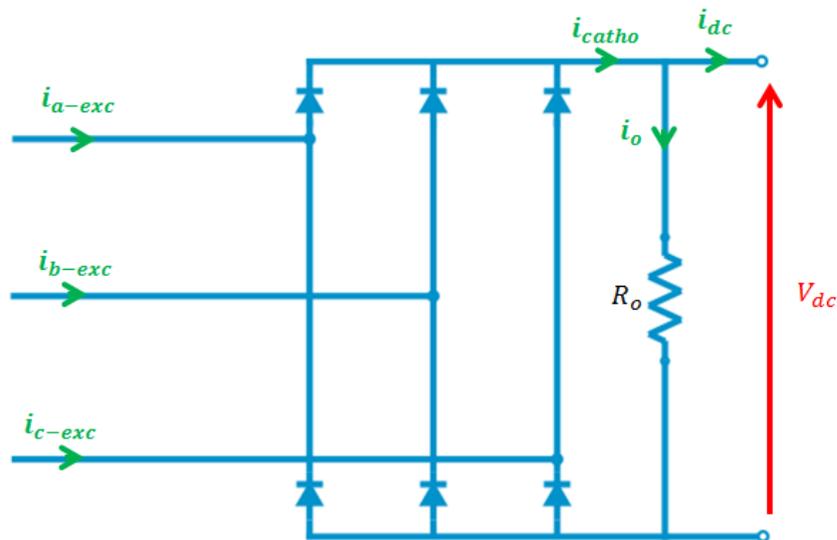


Fig. V.4.3. Pont à diode avec la résistance auxiliaire R_o

La modélisation du pont à diodes sous forme circuit est faite en représentant chaque diode par une simple résistance. L'état passant de la diode correspond à une faible valeur de résistance. L'état bloqué correspond à une forte valeur de résistance. Ce choix de modélisation est simple et n'ajoute pas d'équations différentielles à résoudre. À chaque pas de simulation, il faut vérifier la tension entre l'anode et la cathode de chaque diode pour définir son état et en déduire la résistance.

La première partie consiste à calculer les courants circulant dans les six diodes. Il faut donc établir six relations.

On écrit d'abord trois équations issues de la loi des nœuds d'entrée AC :

$$i_{a-exc} = i_{d1} - i_{d4} \quad (V.16)$$

$$i_{b-exc} = i_{d2} - i_{d5} \quad (V.17)$$

$$i_{c-exc} = i_{d3} - i_{d6} \quad (V.18)$$

On écrit ensuite la loi des mailles pour les trois bras en tenant compte de la loi des noeuds à la sortie DC :

$$i_{dc} = i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} - i_o \quad (\text{V.19})$$

Ceci permet d'avoir trois nouvelles équations :

$$R_{d1}i_{d1} + R_{d4}i_{d4} = -R_o(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} - i_{dc}) \quad (\text{V.20})$$

$$R_{d2}i_{d2} + R_{d5}i_{d5} = -R_o(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} - i_{dc}) \quad (\text{V.21})$$

$$R_{d3}i_{d3} + R_{d6}i_{d6} = -R_o(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} - i_{dc}) \quad (\text{V.22})$$

Ce système de six équations est résolu numériquement à chaque pas de temps pour calculer les six courants dans les diodes. Une boucle locale est réalisée pour résoudre l'aspect non linéaire lié aux valeurs des résistances des diodes du pont.

Pour simplifier le calcul numérique de la boucle locale et réduire le temps de simulation, il est aussi possible de définir directement les diodes passantes à partir des signes des courants à l'entrée AC.

Ceci permet d'avoir pour chaque bras :

$$\text{si } i_{a\text{-exc}} > 0 \text{ alors } i_{d1} = i_{a\text{-exc}} \text{ et } i_{d4} = 0$$

$$\text{si } i_{a\text{-exc}} \leq 0 \text{ alors } i_{d1} = 0 \quad \text{et} \quad i_{d4} = i_{a\text{-exc}}$$

On introduit l'état d'un bras de pont directement à partir du signe de chaque courant alternatif :

$$\text{si } i_{a\text{-exc}} > 0 \text{ alors } \text{etat}_a = 1$$

$$\text{si } i_{a\text{-exc}} \leq 0 \text{ alors } \text{etat}_a = 0$$

Il permet de déduire le courant de sortie au point à cathodes communes :

$$i_{catho} = i_{a\text{-exc}} \cdot \text{etat}_a + i_{b\text{-exc}} \cdot \text{etat}_b + i_{c\text{-exc}} \cdot \text{etat}_c \quad (\text{V.23})$$

Le courant circulant dans la résistance auxiliaire s'écrit :

$$i_o = i_{catho} - i_{dc} \quad (\text{V.24})$$

Il permet de déduire la tension de sortie v_{dc} du côté DC :

$$v_{dc} = R_o(i_{catho} - i_{dc}) \quad (V.25)$$

Il faut ajouter que la valeur ainsi calculée peut devenir négative si le courant imposé du côté DC est plus important que le courant issu des trois cathodes. Cette situation n'est pas réaliste car le pont ne peut accepter une tension de sortie DC négative sans mettre en conduction les bras de pont, il se comporte alors comme un court-circuit triphasé.

Pour tenir compte de ce cas et mieux représenter le fonctionnement, il est ajouté un test sur la valeur de la tension de sortie :

$$\text{si } v_{dc} < 0 \text{ alors } v_{dc} = 0$$

Pour obtenir les tensions du côté AC, en utilisant l'hypothèse que leur somme est nulle, on exprime les tensions simples à l'aide des états des bras :

$$v_{a-exc} = \left(etat_a - \frac{etat_a + etat_b + etat_c}{3} \right) \cdot v_{dc} \quad (V.26)$$

$$v_{b-exc} = \left(etat_b - \frac{etat_a + etat_b + etat_c}{3} \right) \cdot v_{dc} \quad (V.27)$$

$$v_{c-exc} = \left(etat_c - \frac{etat_a + etat_b + etat_c}{3} \right) \cdot v_{dc} \quad (V.28)$$

Test du Modèle

Le modèle réalisé est testé sur un cas simple. Son entrée est connectée à une source de courants et sa sortie est reliée à une résistance de charge comme sur la figure *Fig. V.4.4*.

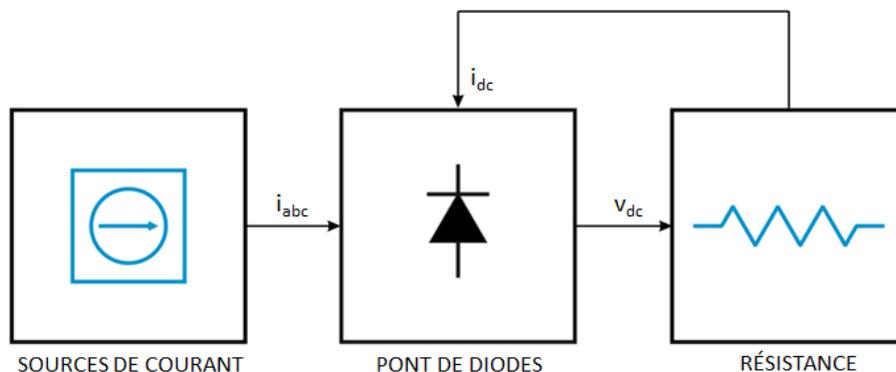


Fig. V.4.4. Schéma utilisé pour le test du modèle

Pour des courants alternatifs ayant une amplitude de 10 A, une résistance auxiliaire R_o de 5000Ω et une résistance de charge à la sortie de pont à diode R_f de 3Ω , on obtient les tensions tracées aux figures suivantes :

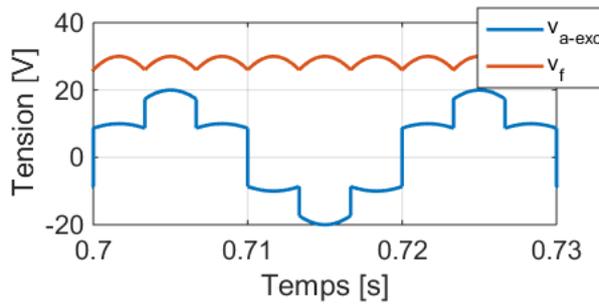


Fig. V.4.5. Tensions v_{a-exc} et v_{dc}

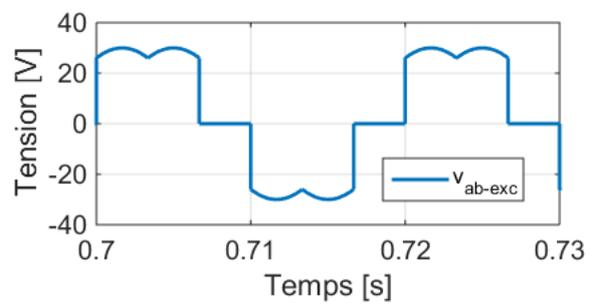


Fig. V.4.6. Tension v_{ab-exc}

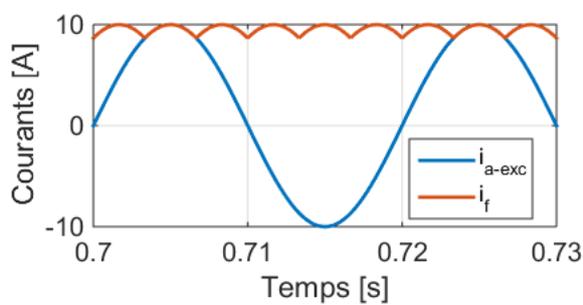


Fig. V.4.7. Courants i_{a-exc} et i_{dc}

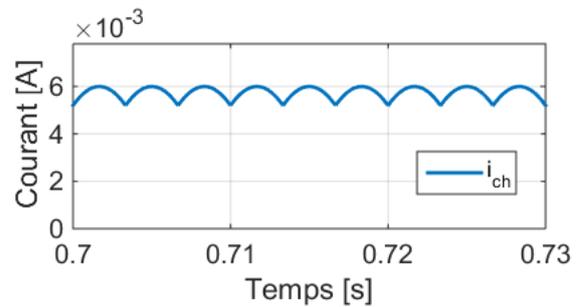


Fig. V.4.8. Courant i_o

Les formes d'ondes des signaux obtenus correspondent tout à fait à ce qui est attendu. Le courant traversant la résistance auxiliaire est très faible et ne perturbe pas les résultats.

V.4.3. Modélisation du pont à diodes avec Simulink - deuxième méthode

La deuxième méthode pour la modélisation du pont de diodes consiste à utiliser les blocs de la bibliothèque Simscape qui permet de simuler directement des modèles définis sous forme circuit. Le schéma est illustré sur la figure *Fig. V.4.9*.

Cette méthode passe par l'utilisation des interfaces entre les blocs de type Simulink et les éléments de type circuit de la bibliothèque « Simscape ». On a donc en entrées du pont trois sources de courant commandées par les signaux Simulink. De même le courant DC est commandé par un signal Simulink. Pour fournir les sorties vers Simulink, on connecte des capteurs de tension au circuit représenté par Simscape.

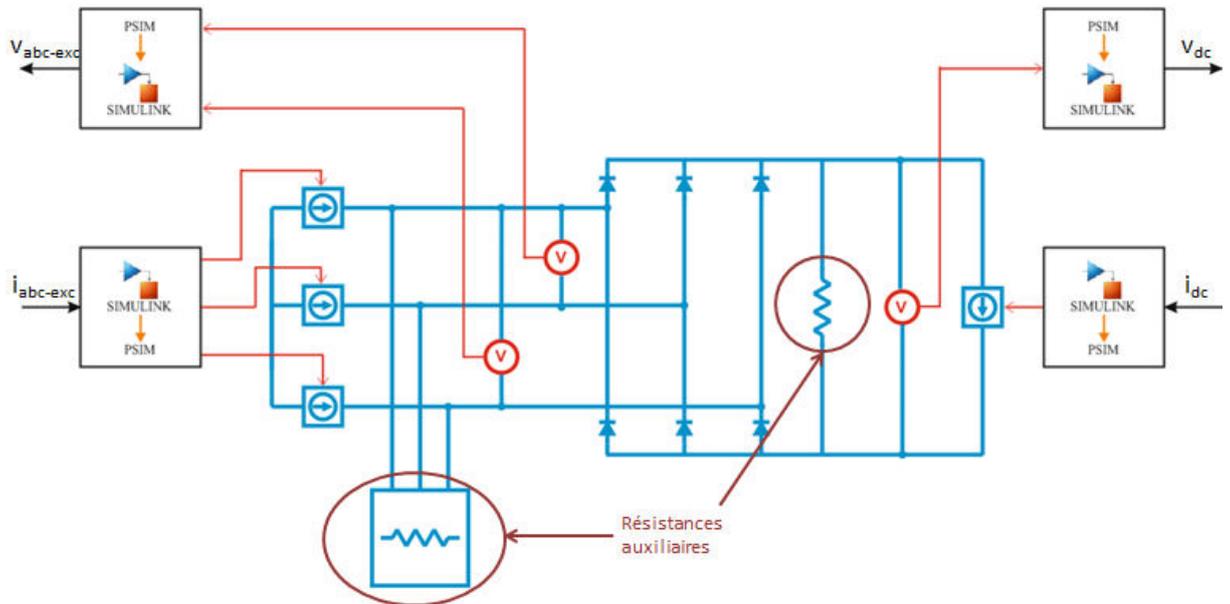


Fig. V.4.9. Schéma du pont à diodes utilisant la bibliothèque Simscape

Pour éviter des problèmes numériques, il faut ajouter à l'entrée du système trois résistances auxiliaires en parallèle. Si les valeurs de ces résistances sont assez grandes, les courants qui les parcourent restent négligeables. Il faut aussi une résistance auxiliaire $R_{f\text{-aux}}$ à la sortie du pont de diodes pour éviter les problèmes de résolution. La chute de tension sur la résistance auxiliaire $R_{f\text{-aux}}$ est mesurée par un capteur de tension qui transmet l'information au modèle Simulink.

Le logiciel propose la caractérisation des diodes par 3 paramètres :

- Chute de tension à l'état passant,
- Résistance à l'état passant
- Résistance à l'état bloqué

Test du Modèle

Comme précédemment, le modèle réalisé est testé sur un cas simple.

Son entrée est connectée à des sources de courants commandées par Simulink et sa sortie est reliée à une résistance de charge comme sur la figure Fig. V.4.10.

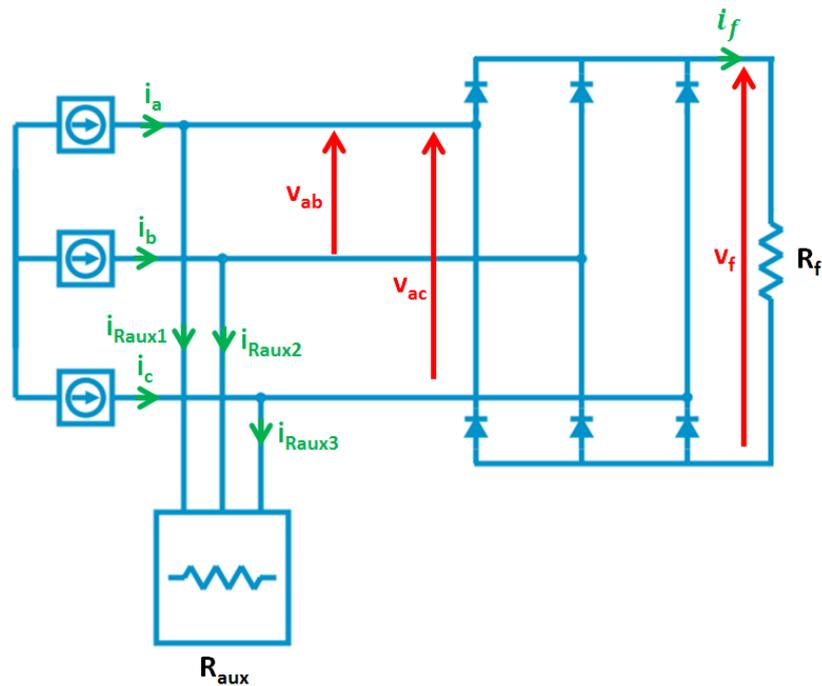


Fig. V.4.10. Schéma de test de la seconde méthode de modélisation du pont à diodes

Pour des courants alternatifs ayant une amplitude de 10 A, des résistances auxiliaires R_{aux} de 5000Ω et une résistance à la sortie de pont à diode R_f de 3Ω , on obtient les courbes suivantes.

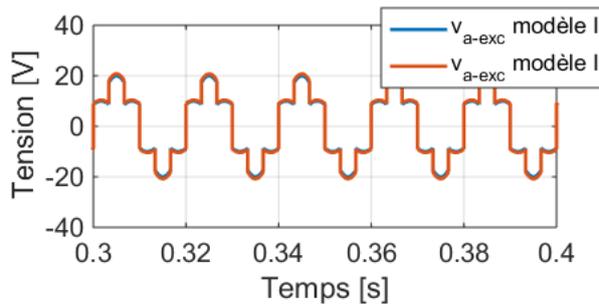


Fig. V.4.11. Tensions v_{a-exc} et v_f

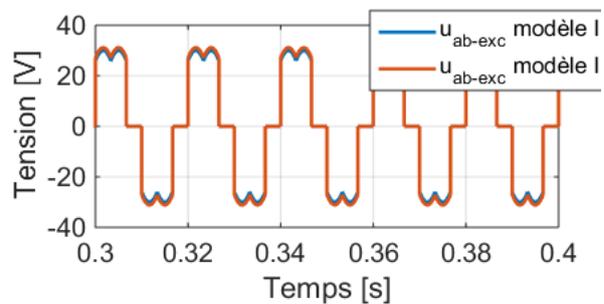


Fig. V.4.12. Tensions v_{ab-exc}

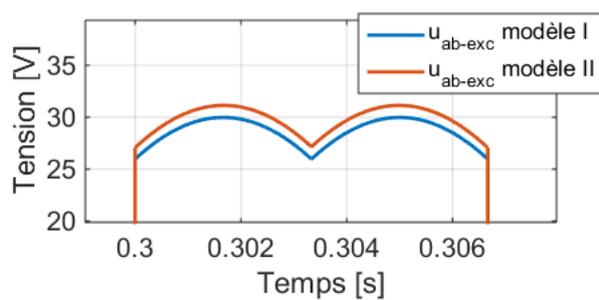


Fig. V.4.13. Tensions v_{ab-exc} ZOOM

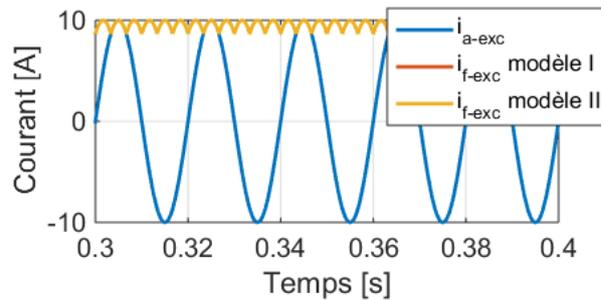


Fig. V.4.14. Courants i_{a-exc} et i_f

Les résultats donnés par les deux modèles du pont sont très proches. On peut cependant noter un écart de tension u_{ab} entre la première méthode de modélisation et la seconde. Il vient du fait que la seconde méthode prend en compte la chute de tension sur les diodes. En conséquence, la tension u_{ab} du second modèle est légèrement plus grande que celle donnée par le premier modèle du pont de diodes.

V.5. Simulation de l'ensemble excitatrice associée au pont à diodes triphasé

Les modèles Simulink de la machine principale et de l'excitatrice ont comme entrées les tensions et comme sorties les courants. Ceci implique la présence de sources de courants à l'entrée et à la sortie du pont à diodes. Ce montage doit permettre de bien représenter l'influence de la machine principale sur l'excitatrice et réciproquement. Dans un premier temps nous verrons comment la charge à la sortie du pont à diode affecte le fonctionnement de l'excitatrice.

Ceci correspond à la simulation du système « excitatrice-pont de diodes » présenté sur la figure ci-dessous :

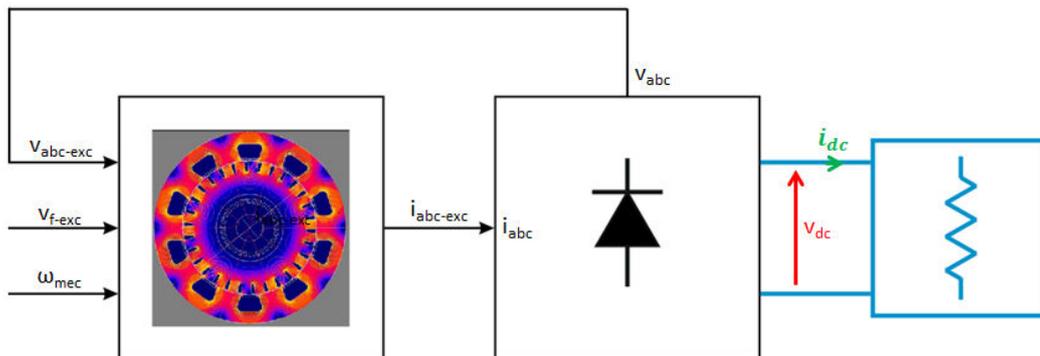


Fig. V.5.1. Schéma du système « excitatrice-pont de diodes »

Avec le 2nd modèle, le pont de diodes triphasé est relié avec l'excitatrice par les mesures des tensions composées u_{ab} et u_{ac} à l'entrée du pont de diodes (Fig. V.5.2).

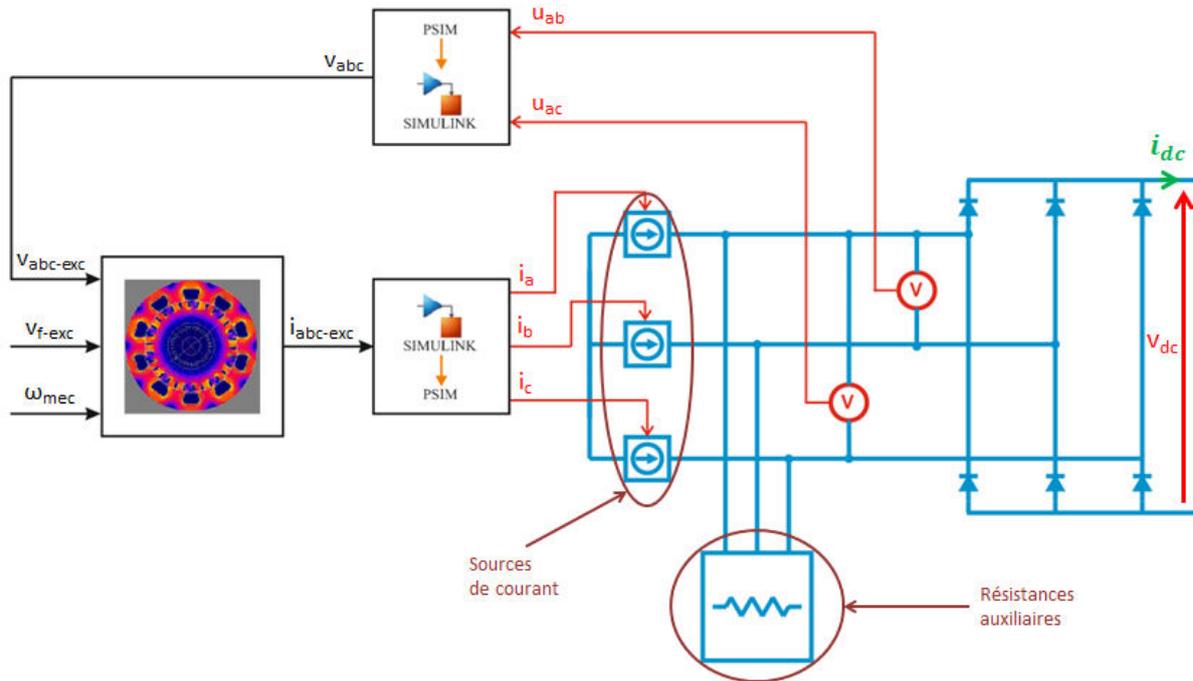


Fig. V.5.2. Diagramme général pour simuler le fonctionnement de l'excitatrice liée au pont à diodes

En appliquant la loi de Kirchhoff sur les circuits du système « excitatrice - pont de diode », il vient que les tensions v_a , v_b et v_c doivent être intégrées dans la boucle de l'excitatrice avec le signe moins, compte tenu du choix de la convention récepteur pour l'excitatrice.

Les résultats de la simulation de l'excitatrice associée à un pont à diodes avec une résistance à la sortie sont présentés sur les courbes suivantes.

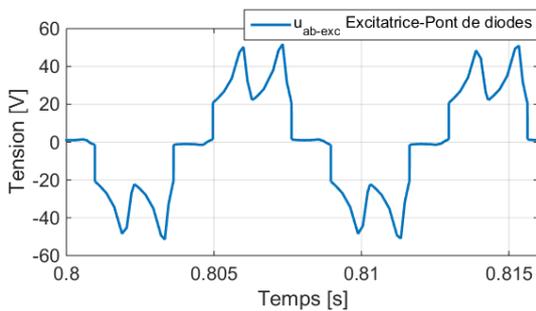


Fig. V.5.3. Tension composée u_{ab}

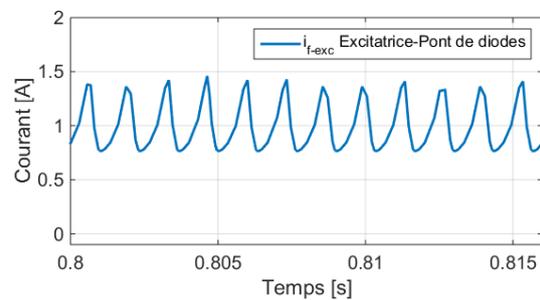


Fig. V.5.4. Courant inducteur de l'excitatrice i_{f-exc}

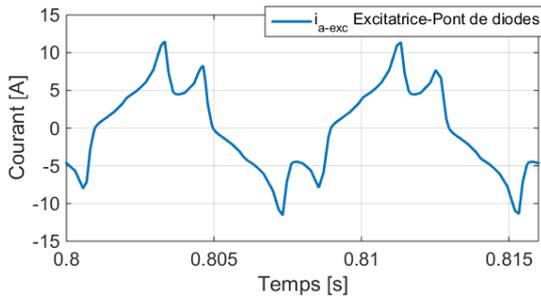


Fig. V.5.5. Courant d'induit de l'excitatrice i_{a-exc}

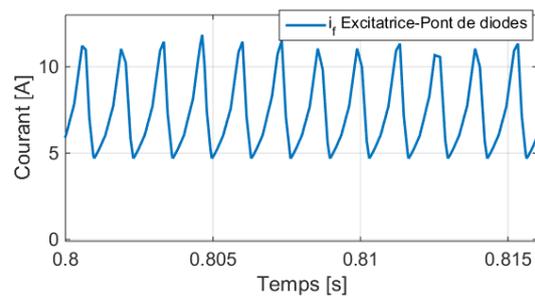


Fig. V.5.6. Courant à la sortie du pont à diodes i_r

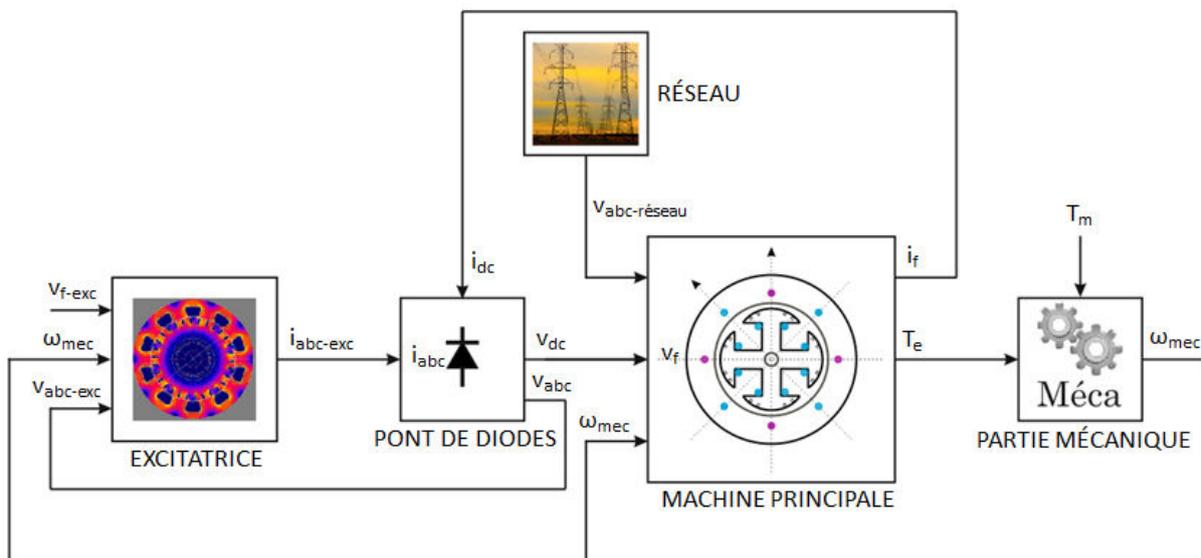
La forme d'onde des courants affecte la sortie du pont à diode. La tension à la sortie du pont à diodes présente un « *ripple* » important. Le circuit inducteur de l'excitatrice est alimenté avec la même tension que dans le paragraphe V.3.3. Les courants de l'induit sont moins importants et le « *ripple* » du courant inducteur de l'excitatrice est moins important aussi.

Cette modélisation associant le pont à diodes avec l'excitatrice présente une amélioration importante par rapport à l'état de l'art et permet de faire des simulations de l'ensemble excitatrice - pont à diodes - machine principale.

V.6. Simulation de l'ensemble excitatrice, pont à diodes et machine principale

Après avoir validé les modèles de la machine principale, du pont à diodes triphasé et de l'excitatrice, une simulation du système associant ces modèles est réalisée.

A partir d'un fonctionnement en régime permanent au point nominal ($\cos\varphi = 0.8$, $U = 400$ [V], $I_{field} = 23$ [A]), une mise en court-circuit triphasé des phases de l'induit de la machine principale est simulée. Une première simulation est d'abord menée avec la vitesse du rotor maintenue constante. Une seconde simulation est ensuite menée avec la possibilité d'avoir la vitesse variable. Le schéma du système simulé regroupant les deux machines et le pont est représenté sur la figure *Fig. V.6.1* en montrant les échanges de variables entre les éléments.



*Fig. V.6.1. Groupe électrogène machine synchrone inversée suivi d'un redresseur.
GP, générateur synchrone ; EXC, excitatrice ; RR, redresseur rotatif*

V.6.1. Fonctionnement à vitesse constante

Avant de simuler et d'analyser le fonctionnement en régime transitoire, nous analysons d'abord le comportement du système en régime permanent.

Systeme en régime permanent

Une simulation de l'ensemble « excitatrice - pont de diodes - machine principale » est menée et comparée avec les résultats d'une simulation où la machine principale est remplacée par un schéma équivalent de son circuit inducteur sous forme d'un circuit incluant une résistance et une inductance en série formant un nouvel ensemble « excitatrice - pont de diodes - charge RL » plus simple et plus proche des schémas validés précédemment.

La charge RL est constituée de la résistance de l'inducteur de machine principale R_f et de l'inductance de fuite de la machine principale $L_{f\text{-prim}}$. Quand la machine principale est à vide, l'inductance a une valeur proche de L_f qui correspond à l'état non saturé de la machine principale. Quand la machine principale est connectée à une charge, l'inductance a une valeur de $L_{f\text{-prim}}$ qui correspond à l'état non saturé de la machine principale.

Les courbes des *Fig. V.6.2 - V.6.4* donnent les résultats de simulation. La tension v_f a une forme atypique. La tension de sortie du pont de diodes est loin d'être constante et sa valeur crête est supérieure à 3 fois sa valeur efficace. Ceci peut expliquer l'origine des problèmes rencontrés dans la pratique avec les diodes qui claquent au bout d'un temps relativement court dans certaines unités basées sur ce type de système.

Les courbes données par le système complet à deux machines et le système réduit à une machine sont très proches et permettent d'observer le bon comportement de la simulation numérique du système complet.

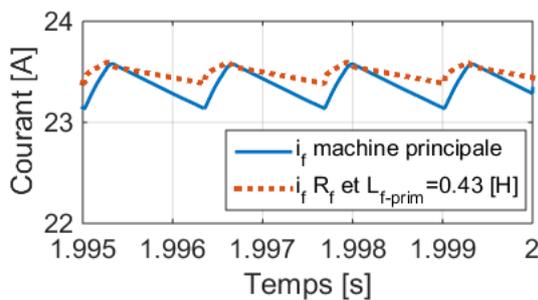


Fig. V.6.2. Courant inducteur i_f de la machine principale en régime établi

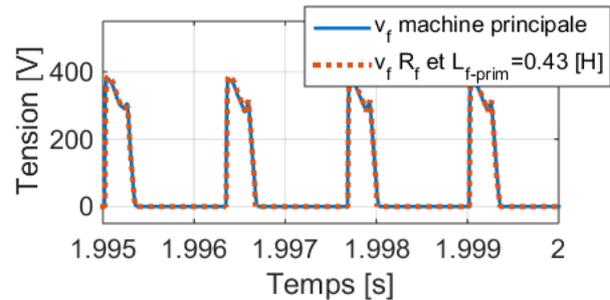


Fig. V.6.3. Tension de l'inducteur v_f de la machine principale en régime établi

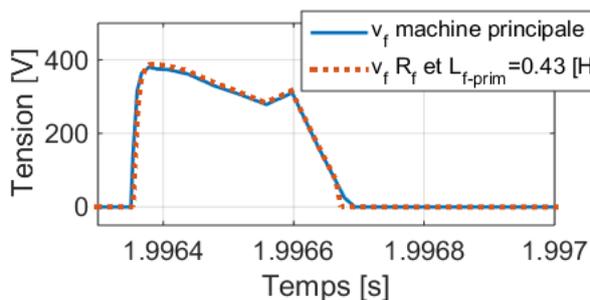


Fig. V.6.4. Tension de l'inducteur v_f de la machine principale - Zoom

Malgré la fluctuation de la tension de sortie du pont de diodes, la valeur de l'inductance dans le circuit de charge du pont redresseur permet de limiter la fluctuation du courant redressé à un faible niveau. On peut aussi voir que la saturation de la machine revient à diminuer l'inductance équivalente du circuit inducteur et provoque donc une fluctuation du courant i_f plus importante.

Ces signaux sont difficiles à observer dans la pratique puisque le circuit induit de l'excitatrice, le pont et le circuit inducteur sont sur une structure en rotation.

Systeme en régime transitoire

Après un fonctionnement en régime permanent, les phases du stator sont mises en court-circuit triphasé à partir de l'instant $t = 2\text{s}$.

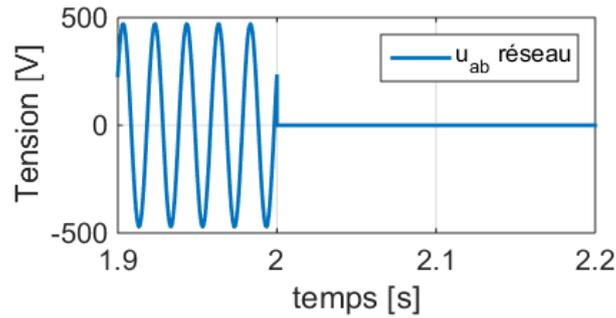


Fig. V.6.5. Tension composée sur le réseau u_{ab}

Machine principale

Les courbes ci-dessous, Fig. V.6.6 - V.6.11, donnent les évolutions des courants et tensions pour la machine principale. On note particulièrement les fortes amplitudes atteintes par les courants immédiatement après le court-circuit et dans le même temps, l'annulation de la tension aux bornes du circuit inducteur.

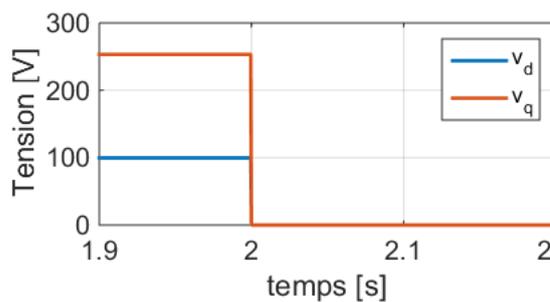


Fig. V.6.6. Tensions v_d et v_q

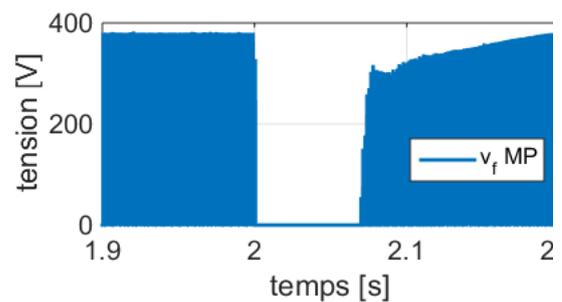


Fig. V.6.7. Tension inducteur de la machine principale

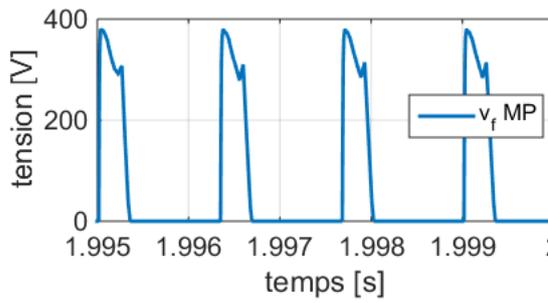


Fig. V.6.8. Tension inducteur de la machine principale - Zoom

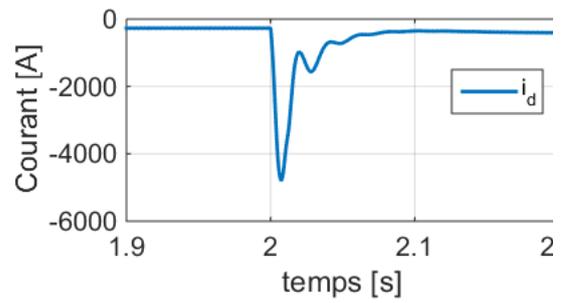


Fig. V.6.9. Courant statorique i_d de la machine principale

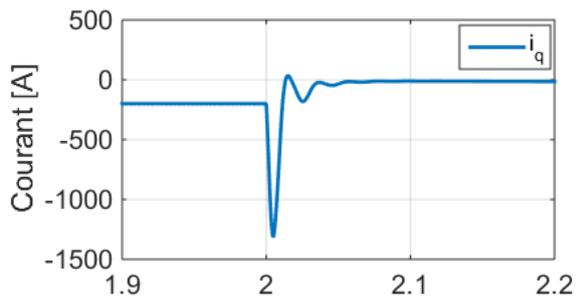


Fig. V.6.10. Courant statorique i_q de la machine principale

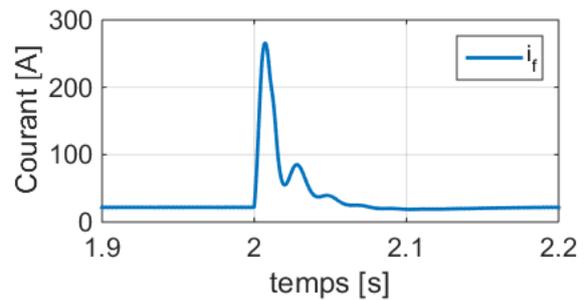


Fig. V.6.11. Courant inducteur i_f de la machine principale

Excitatrice

La tension aux bornes de l'inducteur de l'excitatrice est maintenue à 34,4 V. Les courbes suivantes, Fig V.6.11 - V.6.17, donnent l'évolution des courants et tensions de cette machine.

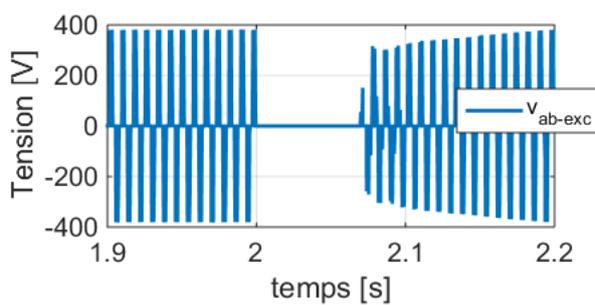


Fig. V.6.12. Tension composée de l'induit de l'excitatrice v_{ab-exc}

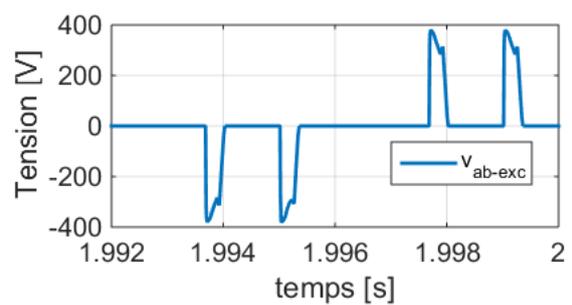


Fig. V.6.13. Tension composée de l'induit de l'excitatrice v_{ab-exc} - Zoom

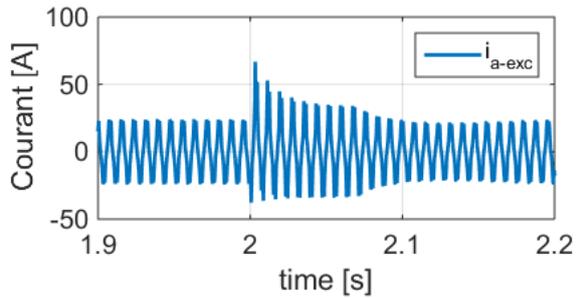


Fig. V.6.14. Courant d'induit de l'excitatrice i_{a-exc}

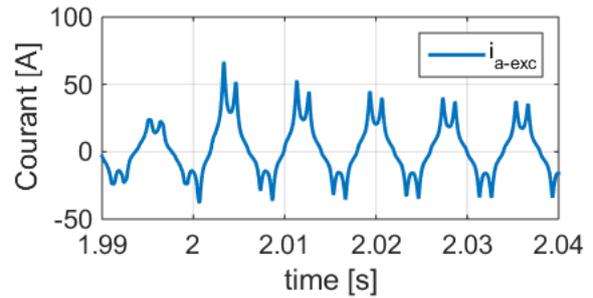


Fig. V.6.15. Courant d'induit de l'excitatrice i_{a-exc} - Zoom

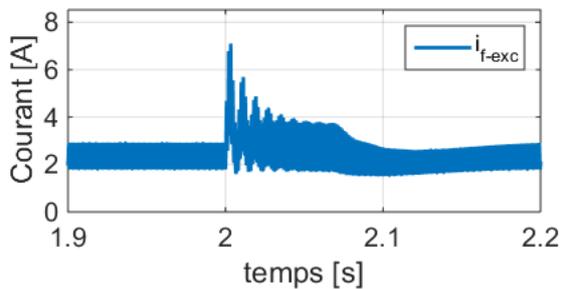


Fig. V.6.16. Courant inducteur de l'excitatrice i_{f-exc}

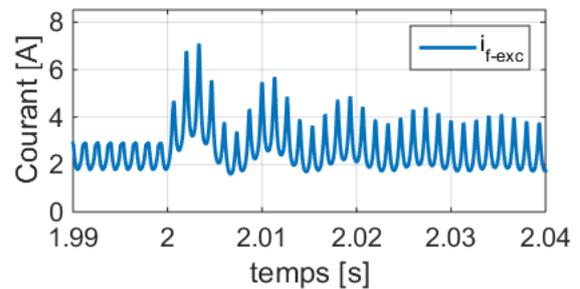


Fig. V.6.17. Courant inducteur de l'excitatrice i_{f-exc} - Zoom

La tension d'induit entre les phases de l'excitatrice u_{ab-exc} (Fig V.6.13) diffère de la tension observée lors du fonctionnement avec le pont à diodes connecté sur une résistance à la sortie (Fig V.5.3).

Le défaut correspondant à la mise en court-circuit parcourt tout le système. Il commence au stator de la machine principale et affecte ensuite son circuit inducteur. Ceci cause un transitoire sur le circuit induit de l'excitatrice et le courant inducteur de l'excitatrice présente à son tour un transitoire où il atteint 3 fois sa valeur initiale de régime permanent. Une atténuation de l'effet est néanmoins observée plus on est éloigné du point de défaut.

V.6.2. Court-circuit à vitesse variable

Les conditions initiales sont les mêmes que dans le paragraphe précédent, on ajoute l'équation mécanique qui est résolue. En conséquence, la vitesse varie et le rotor peut éventuellement décrocher. Dans cet essai, le couple moteur d'entraînement de la machine principale est maintenu à une valeur constante.

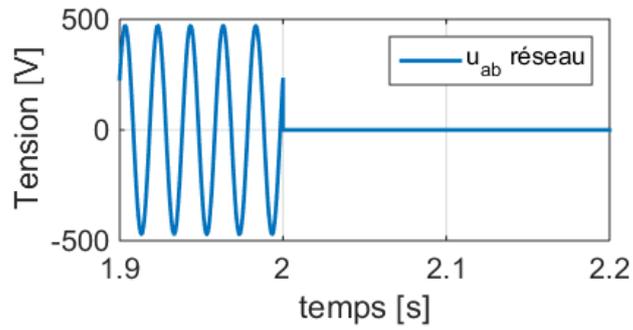


Fig. V.6.18. Tension composée de réseau u_{ab}

Mécanique du système

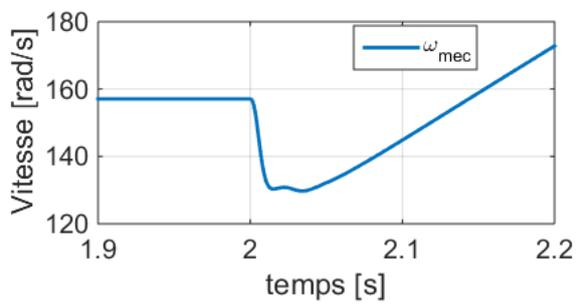


Fig. V.6.19. Vitesse mécanique ω_{mec}

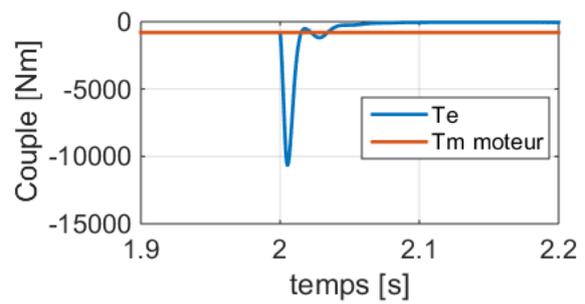


Fig. V.6.20. Couple électromagnétique T_e et couple moteur T_m

Machine principale

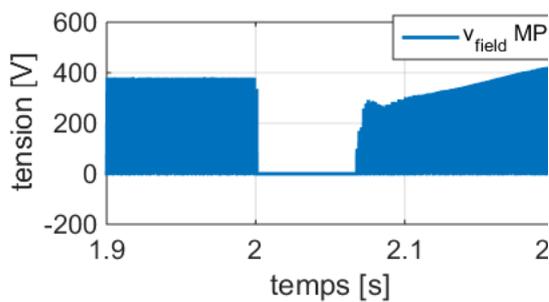


Fig. V.6.21. Tension inducteur de la machine principale

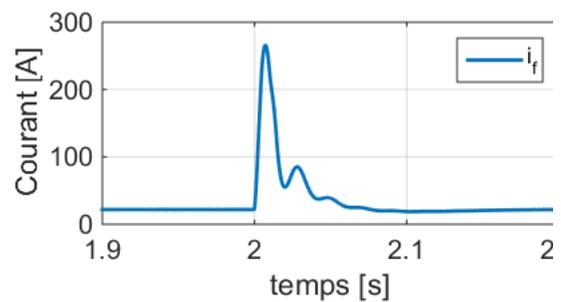


Fig. V.6.22. Courant inducteur de la machine principale

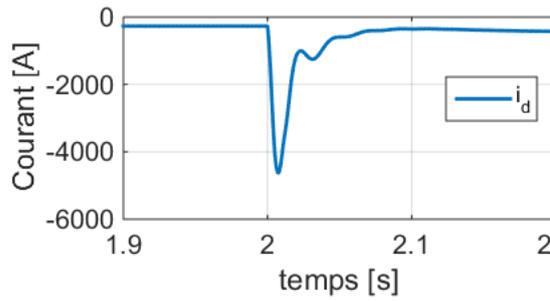


Fig. V.6.23. Courant statorique i_d de la machine principale

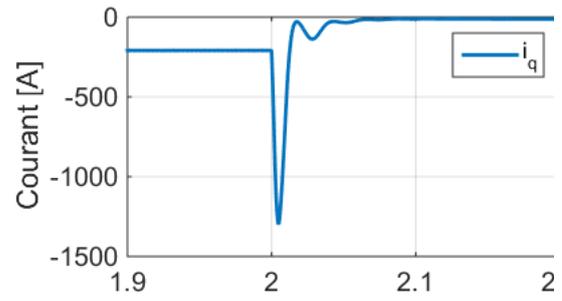


Fig. V.6.24. Courant statorique i_q de la machine principale

Excitatrice

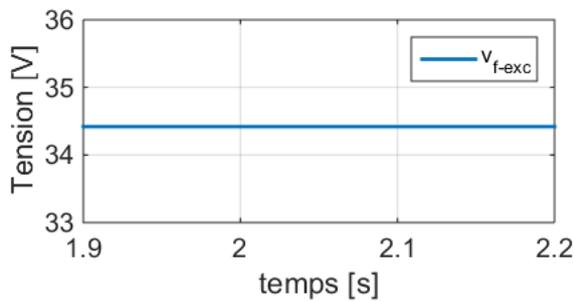


Fig. V.6.25. Tension inducteur de l'excitatrice

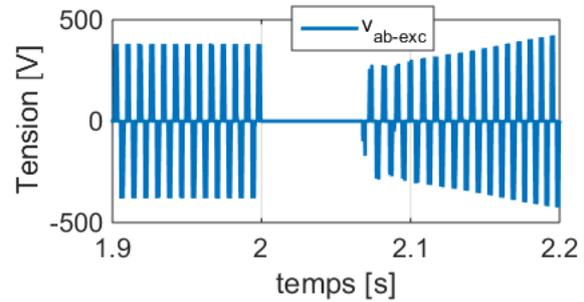


Fig. V.6.26. Tension composée de l'induit de l'excitatrice v_{ab-exc}

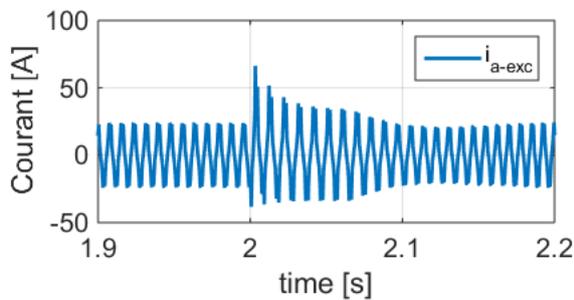


Fig. V.6.27. Courant d'induit de l'excitatrice i_{a-exc}

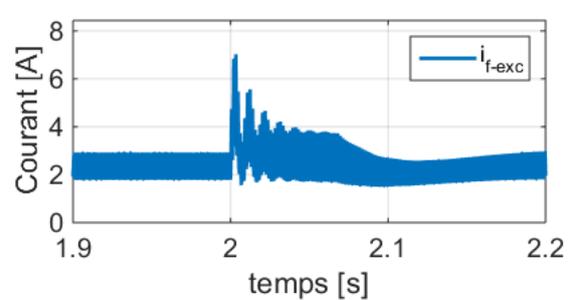


Fig. V.6.28. Courant inducteur de l'excitatrice $i_{f-field-exc}$

Comme pour l'essai précédent, la tension à la sortie du pont à diodes pendant la première phase de court-circuit est nulle.

Ceci rend la machine moins stable, parce que l'excitatrice ne peut pas délivrer de courant au circuit inducteur de la machine principale.

Par ailleurs, le flux statorique de la machine principale ψ_d et ψ_q s'annule assez rapidement. En conséquence le couple électromagnétique T_e s'annule et la machine accélère et quitte le synchronisme.

Ici le court-circuit aux bornes du stator de la machine principale cause le décrochage du rotor dont la vitesse devient rapidement différente de la vitesse de synchronisme.

Une première approche pour estimer l'impact du système d'excitation sur la dynamique du système est proposée en comparant cette simulation de la machine principale avec une autre pour laquelle le circuit inducteur est alimenté avec une source de tension idéale.

Sur les *Fig V.6.29 - V.6.33* sont présentés les résultats des deux simulations de la même perturbation avec deux types d'alimentation du circuit inducteur de la machine principale.

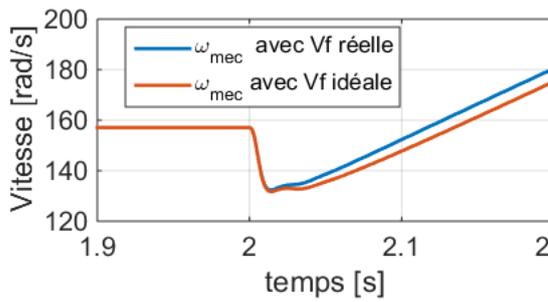


Fig. V.6.29. Vitesse mécanique ω_{mec} – comparaison

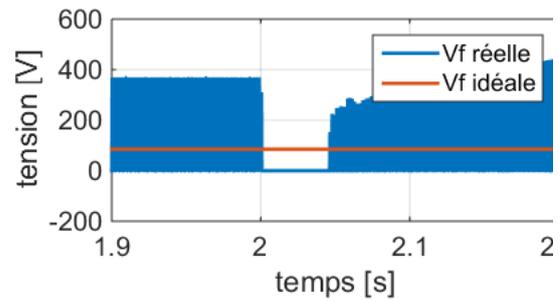


Fig. V.6.30. Tension inducteur de la machine principale - comparaison

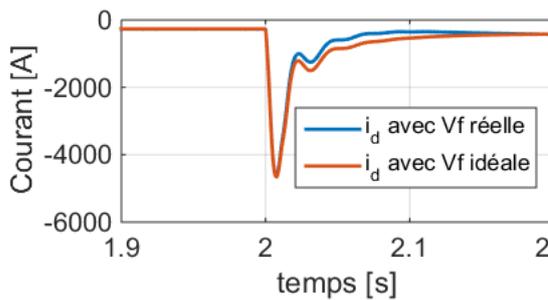


Fig. V.6.31. Courant statorique i_d de la machine principale - comparaison

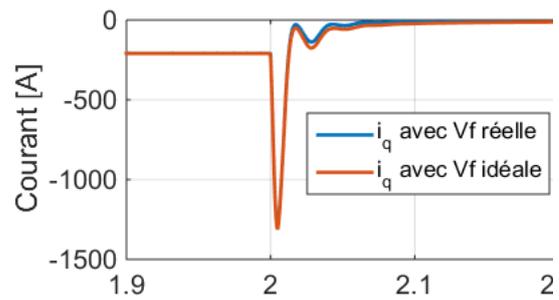


Fig. V.6.32. Courant statorique i_q de la machine principale - comparaison

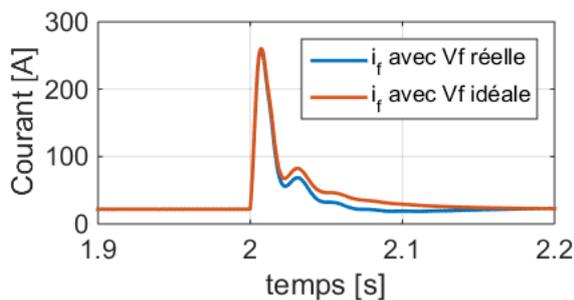


Fig. V.6.33. Courant inducteur de la machine principale - comparaison

Les deux systèmes ayant ici des comportements très proches, le fait d'avoir la tension v_f qui varie beaucoup n'a pas d'influence sensible sur la dynamique du système réel et ne le rend pas moins stable.

V.7. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle de l'excitatrice qui nous a permis de bien analyser les régimes transitoires de cette machine. Nous avons tout d'abord intégré les évolutions des inductances en fonction de la position du rotor de l'excitatrice. Cette modélisation permet d'obtenir des formes d'ondes qui contiennent plusieurs harmoniques et ceci apporte une amélioration importante par rapport aux modèles classiques de l'excitatrice qui ne prennent en compte que le fondamental de FMM.

Pour construire le modèle du pont à diodes triphasé, nous avons écrit les équations à partir des lois des mailles et des nœuds qui décrivent le comportement du système. Nous avons proposé deux méthodes de modélisation et d'association du pont à diodes avec les modèles des deux machines. Pour établir la connexion entre le pont à diode et l'excitatrice, nous avons modifié le modèle de l'excitatrice. La simulation de l'ensemble l'excitatrice-pont à diodes chargé par une résistance a montré que la tension à la sortie du pont est loin d'être constante et subit des ondulations de grande amplitude autour d'une valeur constante.

Nous avons ensuite simulé le court-circuit à vitesse variable et à vitesse constante de l'ensemble « excitatrice - pont à diodes - générateur synchrone ». La valeur de l'inductance du circuit inducteur a rendu le courant inducteur pratiquement constant bien que la tension à la sortie du pont soit « hachée ». En raison de la durée du court-circuit et de l'absence de contrôle du moteur d'entraînement, la machine a décroché durant la période de court-circuit. Ce système possède néanmoins une certaine stabilité et maintenant nous nous intéressons à la commande de cet ensemble pour augmenter la stabilité pendant les transitoires.

V.8. Bibliographie

- [1] J. Machowski, J. Bialek, et D. J. Bumby, *Power System Dynamics: Stability and Control*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] T. A. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines, Second Edition*. CRC Press, 2012.
- [3] L. Quéval et H. Ohsaki, « Nonlinear abc-Model for Electrical Machines Using N-D Lookup Tables », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, n° 1, p. 316-322, mars 2015.
- [4] A. Z. Gbégbé, B. Rouached, J. Cros, M. Bergeron, et P. Viarouge, « Damper Currents Simulation of Large Hydro-generator using Combination of FEM and Coupled Circuits Models », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [5] A. Tassarolo, « Accurate Computation of Multiphase Synchronous Machine Inductances Based on Winding Function Theory », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, n° 4, p. 895-904, déc. 2012.
- [6] J. Mathault, M. Bergeron, S. Rakotovololona, J. Cros, et P. Viarouge, « Influence of discrete inductance curves on the simulation of a round rotor generator using coupled circuit method », 2014.

Conclusion générale et perspectives

Conclusions

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la modélisation non-linéaire d'un générateur synchrone à pôles saillants. Cette étude avait pour objectif d'améliorer les modèles de type circuits existants. Nous avons développé plusieurs modèles saturés applicables selon le contexte aux études des alternateurs synchrones en régimes établis et transitoires. Pour répondre à cette problématique, nous avons alors étudié les modèles dq , modèles abc et leurs variantes. Ces études permettent de définir les couplages magnétiques de la machine et d'intégrer les effets de la saturation dans le but de créer un modèle performant pour nos objectifs et respectant nos contraintes. Les modèles non-linéaires de type circuit sont construits à partir du modèle EF qui permet de déterminer les paramètres qui ne peuvent pas être mesurés sur la machine réelle. Une partie importante de notre travail a été consacrée à l'exploitation des outils développés pendant la thèse qui ont permis des études plus approfondies.

Nous avons commencé par dresser un tour d'horizon des différentes modélisations non-linéaires pour les analyses des transitoires. Ceci nous a permis de dégager plusieurs aspects importants, qui selon le contexte, peuvent influencer des variables électriques de la machine pendant les défauts. Les modèles linéaires de type circuit ont été décrits. Différents types de saturation ont été listés.

Le modèle non-linéaire le plus réaliste signifierait que toutes les inductances de fuites et toutes les inductances magnétisantes dépendent de tous les courants du modèle. Un tel modèle serait cependant trop lourd pour être utilisable aisément. Nous avons développé des modèles dq non-linéaires pour une machine synchrone sans amortisseurs. Afin de pouvoir intégrer la saturation dans le modèle comportant les amortisseurs, nous avons pris soin de bien analyser les avantages et les limites de chacune des évolutions du modèle dq . De plus, en intégrant sous différentes formes la saturation dans nos modèles, nous avons également étudié la saturation des flux de fuites. Les comparaisons entre les modèles ont permis d'évaluer la souplesse des modèles non-linéaires selon le temps de réalisation, le temps de calcul des transitoires et la précision des calculs.

A la suite de ces comparaisons nous avons décidé de réaliser un modèle non-linéaire prenant en compte les amortisseurs et basé sur l'utilisation des facteurs de saturation. Afin d'estimer l'influence des courants sur la saturation au sein du circuit magnétique, nous avons élaboré une méthode pour décrire des amortisseurs. Cette méthode permet d'exprimer les courants dans le repère dq et d'obtenir des couplages magnétiques liés aux amortisseurs du modèle dq . Les flux de fuites ont été analysés selon différents points de vue. Les inductances de fuites sont complexes à analyser. Leur saturation dépend à la fois des flux de fuite, mais aussi des chemins du flux utile de la machine. Les outils développés dans les chapitres II et III comme les cartographies des flux et les rapports de spires entre les circuits d'un modèle, nous ont permis d'établir des méthodes de prise en compte de la

saturation des inductances de fuites. Contrairement à l'hypothèse simplificatrice d'inductances de fuites constantes observée avec certains modèles dynamiques, cette méthode a permis davantage de précision lorsque les valeurs des courants sont élevées comme ce qui est observé avec les transitoires de défauts.

Après avoir analysé l'impact de la saturation sur les valeurs crêtes des courants en régimes transitoires, nous avons étudié la stabilité statique et la stabilité transitoire. Grâce au modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_v)$, nous avons pu montrer que la machine est capable de fournir plus de puissances et de couple que prévus par le modèle dq linéaire. Dans ce cas, la machine risque d'être surdimensionnée. L'analyse de la stabilité transitoire a démontré que la machine est plus stable quand l'inertie du rotor n'est pas trop grande et que l'angle interne peut dépasser 90° pendant les transitoires. Néanmoins, l'hypothèse d'invariance transitoire surestime le couple maximal que la machine est capable de produire. En effet, cela peut même introduire une perspective à considérer lors de la conception des générateurs.

Les outils développés dans le manuscrit nous ont finalement permis, au dernier chapitre, de modéliser l'ensemble « excitatrice-pont de diodes-machine synchrone » afin d'effectuer les simulations prévues par la réglementation du *Grid Code*. Un modèle *abc* de l'excitatrice intégrant les harmoniques d'espaces a été développé. Ensuite, un modèle fonctionnel du pont de diodes a été élaboré. La connexion des modèles de type circuit en série représente un problème numérique qui peut être contourné par l'ajout de blocs fictifs à cet ensemble. Cette solution est peu pénalisante pour la précision des résultats finaux. La simulation de l'ensemble a démontré que la machine principale ne perd pas beaucoup en dynamique en ajoutant en série l'excitatrice et le pont de diodes. De plus, les diodes du pont de diodes subissent les hautes tensions pendant le fonctionnement normal de l'ensemble. Cette valeur maximale de tension doit être prise en compte lors du choix des diodes.

Les travaux effectués présentés dans ce mémoire ont permis, en partant des descriptions des saturations trouvées dans une machine, de définir des méthodes pour l'intégration de la saturation dans les modèles de type circuit et finalement d'aboutir au choix du modèle non-linéaire pour une machines électrique donnée. Néanmoins, un certain nombre de points restent à aborder.

Perspectives

Les travaux de thèse ont laissé beaucoup de pistes qui peuvent être explorées. Parmi ces pistes, le plus intéressant concerne l'impact de la répartition et du nombre de barres amortisseuses au rotor sur la saturation et la stabilité des générateurs synchrones. Dans le *chapitre III*, les outils développés permettent d'analyser le comportement des amortisseurs. Il a aussi donné des idées pour les études éventuelles qui pourraient nous mener à la reconsidération de la conception de la cage amortisseuse.

L'analyse des amortisseurs nous a aidé à comprendre les effets des amortisseurs sur la saturation selon chacun des axes magnétiques. Les conclusions tirées dans cette analyse ne sont pas intuitives et s'appliquent surtout pour les machines de taille moyenne ou de petite taille qui saturent plus que les grosses machines. Pour un concepteur de machines électriques il serait intéressant de considérer la configuration des amortisseurs avec une barre au milieu pour maximiser la réaction des amortisseurs dans l'axe q et deux barres amortisseurs à extrémité d'un pôle pour maximiser la réaction des amortisseurs dans l'axe d comme sur la figure au-dessous :

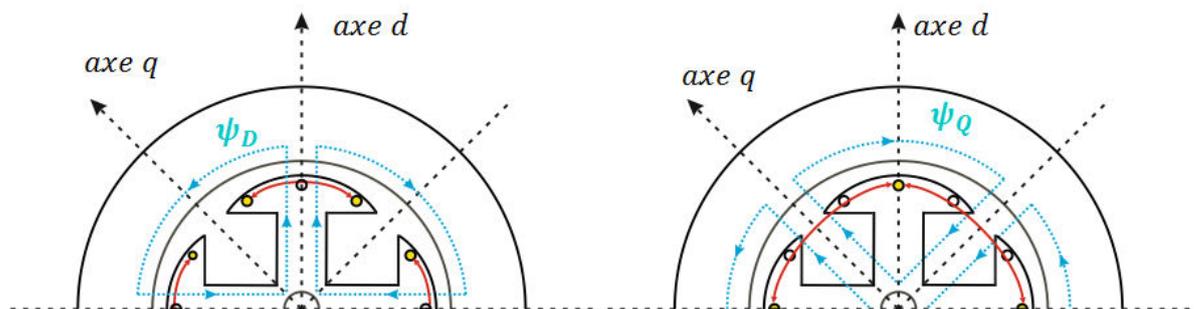


Fig.Final.1. Configuration des amortisseurs qui met en valeur la réaction des amortisseurs dans l'axe q

Cette solution est moins chère et plus simple à fabriquer. Cette manière de réaliser le rotor, réduit la réaction des amortisseurs dans l'axe d, mais renforce la réaction des amortisseurs dans l'axe q.

Le courant magnétisant i_{q-mag} dans l'axe q sera beaucoup moins important. En conséquence, la saturation du flux ψ_q selon le courant statorique i_q dans l'axe q et les saturations croisées seront moins fortes et les valeurs crêtes des courants pendant les défauts seront moins importantes. Le flux principal qui passe entre le rotor et le stator pendant le fonctionnement normal passe surtout par les extrémités des épanouissements polaires (pole shoe tips). C'est la partie de la machine qui est très saturée.

En déplaçant, les deux barres qui étaient aux extrémités des épanouissements polaires plus près de l'axe d, on élargit la zone de passage pour le flux utile. En conséquence, cette partie du pôle sature moins. En même temps, on pénalise la réaction des amortisseurs

dans l'axe d. Il faudrait aussi augmenter la section des barres d'amortisseurs qui vont subir des courants plus importants.

Il faudra avoir à l'esprit que ces modifications du nombre de barres et de leur répartition sur le pôle du rotor auront un impact sur les performances de la machine. La configuration avec une barre au milieu permettrait de minimiser le courant magnétisant i_{q-mag} . En conséquence, on réduirait les effets de saturation et la valeur crête du courant inducteur i_f pendant le court-circuit triphasé. À la fin, il faudra faire des études paramétriques des différentes configurations des amortisseurs pour trouver des positions optimales des amortisseurs comme illustré sur la *Fig.III.4.2*. Il doit exister une position optimale pour laquelle, la saturation est minimale. Il faudra aussi vérifier le fonctionnement de chaque configuration lors du fonctionnement avec un déséquilibre de charge au stator de la machine.

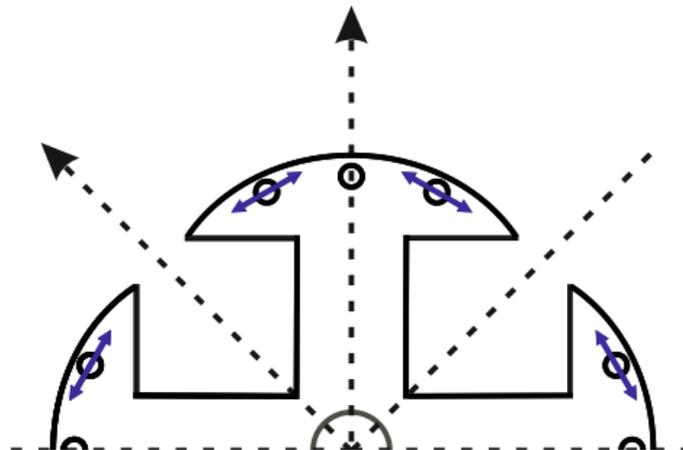


Fig.Final.2. Répartitions des amortisseurs pour l'étude paramétrique

Il faudrait vérifier si la machine sera plus ou moins stable en renforçant la réaction des amortisseurs dans l'axe q (en mettant les barres plus proche de l'axe d).

En changeant les actions des amortisseurs dans l'axe d et l'axe q, on modifie les courants statoriques i_d et i_q . Selon l'expression du couple T_e du modèle dq qui ne prend en compte que le fondamental, on voit qu'à cause de la réaction plus forte des amortisseurs dans l'axe q (i_q et i_{q2} qui sont plus importants), la réaction d'induit dans l'axe q sera plus forte, le courant statorique i_q sera plus fort. D'autres paramètres, les flux et les courants changeront aussi par rapport à la configuration avec 4 amortisseurs. Le courant statorique i_d peut être légèrement plus petit, parce le courant amortisseur i_D dans l'axe d est moins forts. On peut ainsi obtenir un couple T_e qui peut être plus fort.

Parfois, les alternateurs sont conçus sans la connexion interpolaire entre les circuits amortisseurs. On voit que dans le cas du générateur de taille moyenne ceci peut augmenter beaucoup la saturation de la machine. On peut aussi « extrapoler » cette conclusion à d'autres machines qui peuvent être analysées avec les axes magnétiques dq. Lorsque les circuits de l'induit dans les deux axes magnétiques dq ne sont pas compensés

par les circuits de côté de l'excitation dans les deux axes magnétiques dq, la saturation est plus profonde. Cette observation concerne plutôt l'axe q. Dans l'axe d, le circuit d'excitation (qui est dans l'axe d) est présent.

Un autre point important concerne le modèle non-linéaire de l'excitatrice. Ce modèle pourrait être une évolution du modèle dq $\psi(i_d, i_q, i_f)$. Cette variation du modèle dq aurait les flux $\psi(i_d, i_q, i_f, \theta)$ en fonction des courants i_d , i_q et i_f et de la position du rotor θ . Même si ceci donne le flux en fonction de 4 variables, le modèle dq non-linéaire de l'excitatrice ne prendrait pas beaucoup plus de temps à fabriquer que le modèle de la machine principale, parce que les valeurs crêtes des courants de l'excitatrice sont en valeurs réduites plus faibles que ceux du générateur. Un point important serait le choix du nombre de positions du rotor θ pour les cartographies des flux $\psi(i_d, i_q, i_f, \theta)$.

Annexe.A. Cartographies

Annexe.A.1. Cartographies des flux

Sur les figures suivantes *Fig.A.1.1-A.1.9*, nous pouvons observer les cartographies des flux en fonctions des courants. Ces cartographies des flux constituent la base du modèle $dq \psi(i_d, i_q, i_f)$ de la section II.3. Le flux statorique ψ_q de la *Fig.A.1.8* en fonction des courants de l'axe d (i_f et i_d) est illustré pour le courant i_q qui vaut 200 A. Pour le courant i_q nul, ce flux est nul. Par conséquent, l'impact des courants i_d et i_f ne seraient pas visible pour le courant i_q nul.

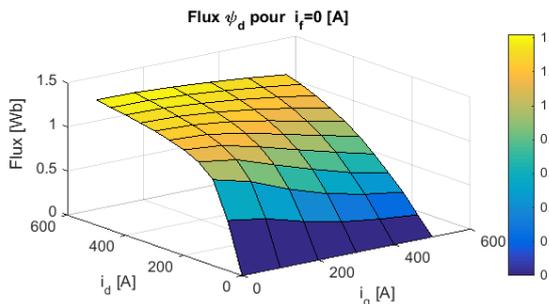


Fig.A.1.1 Cartographie du flux ψ_d en fonction des courants i_d et i_q pour le courant $i_f=0$ A

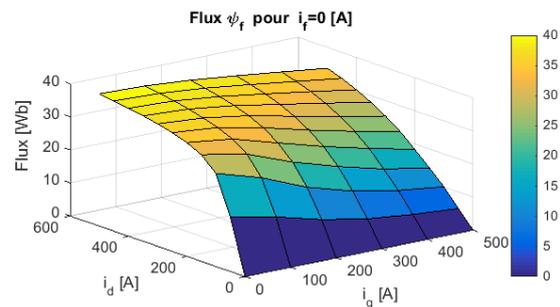


Fig.A.1.2 Cartographie du flux ψ_f en fonction des courants i_d et i_q pour le courant $i_f=0$ A

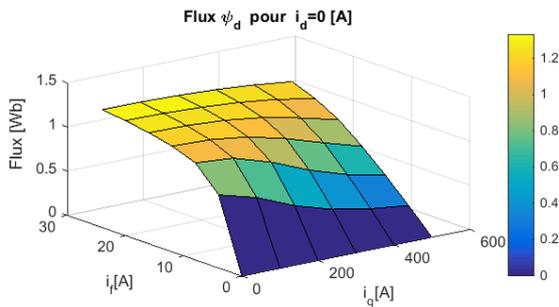


Fig.A.1.3 Cartographie du flux ψ_d en fonction des courants i_f et i_q pour le courant $i_d=0$ A

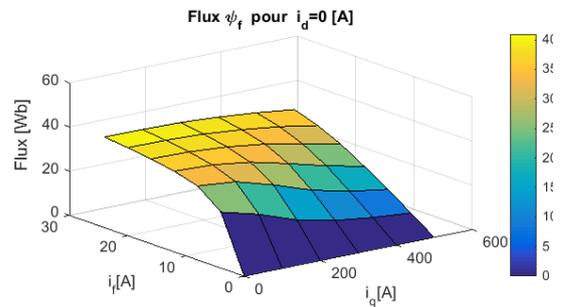


Fig.A.1.4 Cartographie du flux ψ_f en fonction des courants i_f et i_q pour le courant $i_d=0$ A

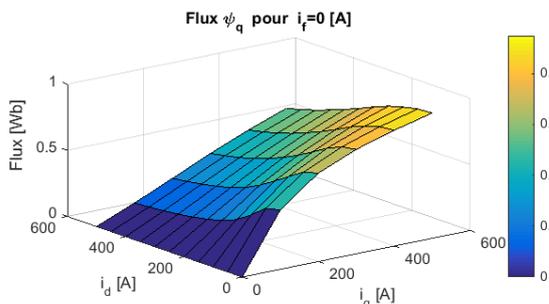


Fig.A.1.5 Cartographie du flux ψ_q en fonction des courants i_f et i_q pour le courant $i_d=0$ A

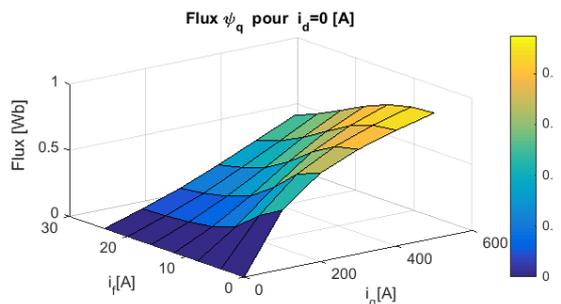


Fig.A.1.6 Cartographie du flux ψ_q en fonction des courants i_f et i_q pour le courant $i_d=0$ A

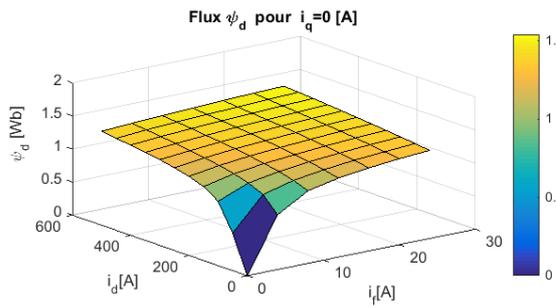


Fig.A.1.7 Cartographie du flux ψ_d en fonction des courants i_d et i_r pour le courant $i_q = 0$ A

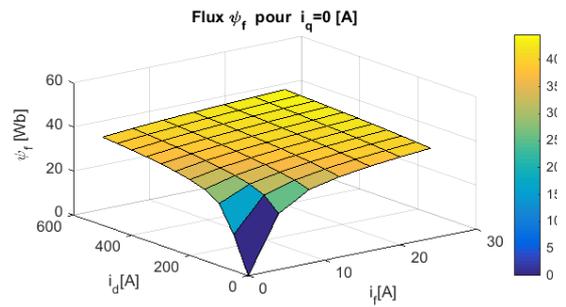


Fig.A.1.8 Cartographie du flux ψ_r en fonction des courants i_d et i_r pour le courant $i_q = 0$ A

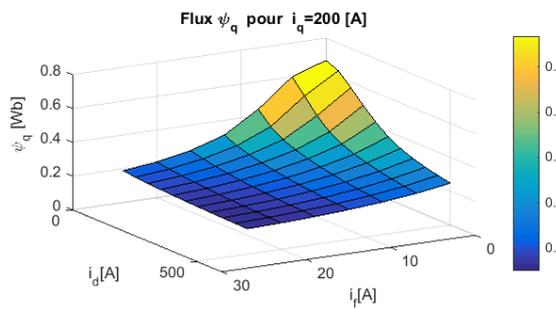


Fig.A.1.9 Cartographie du flux ψ_q en fonction des courants i_d et i_r pour le courant $i_q = 200$ A

Annexe.A.2. Cartographies des courants

Sur *Fig.A.2.1-A.2.9*, nous pouvons observer les cartographies des courants en fonctions des flux. Ces cartographies des flux constituent la base du modèle $dq\psi(i_d, i_q, i_f)$ de la section *II.3*. Il faut bien avoir à l'esprit que les points dans ces cartographies des courants ont été souvent calculés pour les combinaisons des flux impossibles à atteindre dans une machine. Comme par exemple, le flux inducteur qui est très fort, le flux statorique dans l'axe d qui est très faible et le flux statorique dans q qui est très fort. D'où les formes bizarres de certaines cartographies des courants comme celle-là de *Fig.A.2.7*.

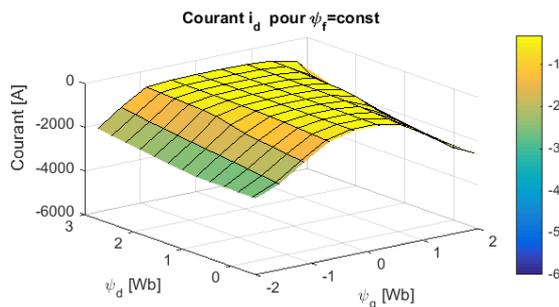


Fig.A.2.1 Cartographie du courant i_d en fonction des flux ψ_d et ψ_q pour le flux $\psi_f = \text{const}$

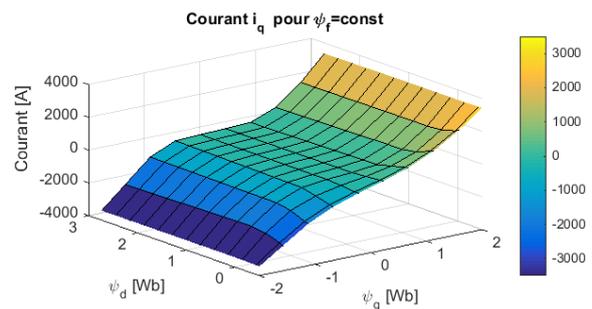


Fig.A.2.2 Cartographie du courant i_q en fonction des flux ψ_d et ψ_q pour le flux $\psi_f = \text{const}$

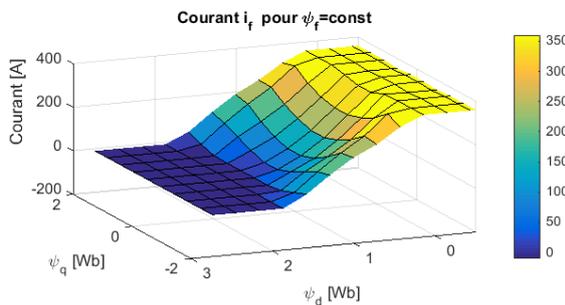


Fig.A.2.3 Cartographie du courant i_f en fonction des flux ψ_d et ψ_q pour le flux $\psi_f = \text{const}$

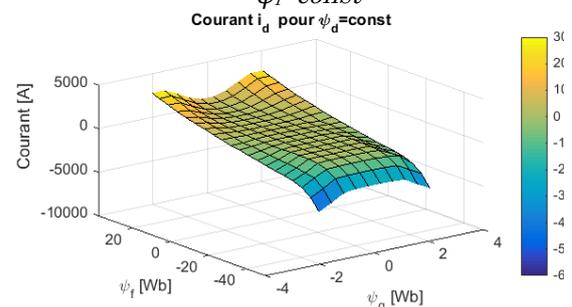


Fig.A.2.4 Cartographie du courant i_d en fonction des flux ψ_f et ψ_q pour le flux $\psi_d = \text{const}$

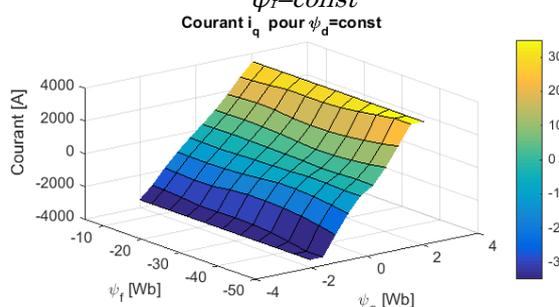


Fig.A.2.5 Cartographie du courant i_q en fonction des flux ψ_f et ψ_q pour le flux $\psi_d = \text{const}$

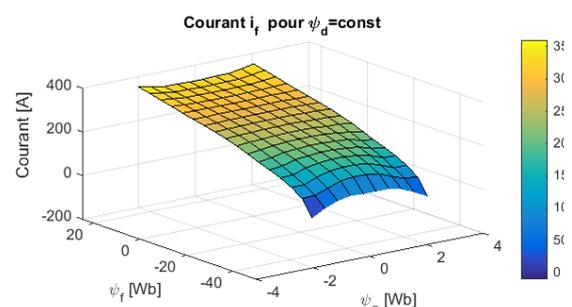


Fig.A.2.6 Cartographie du courant i_f en fonction des flux ψ_f et ψ_q pour le flux $\psi_d = \text{const}$

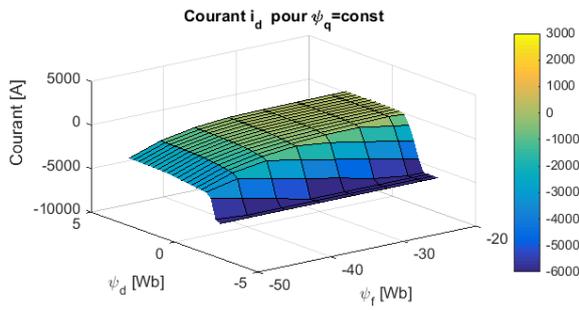


Fig.A.2.7 Cartographie du courant i_d en fonction des flux ψ_d et ψ_f pour le flux $\psi_q = \text{const}$

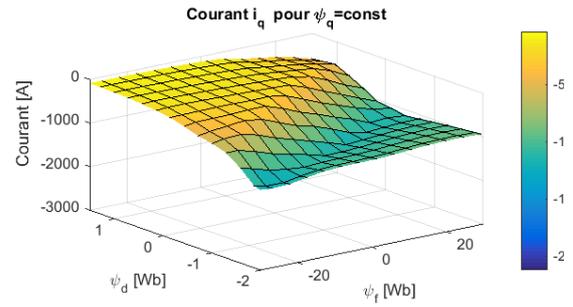


Fig.A.2.8 Cartographie du courant i_q en fonction des flux ψ_d et ψ_f pour le flux $\psi_q = \text{const}$

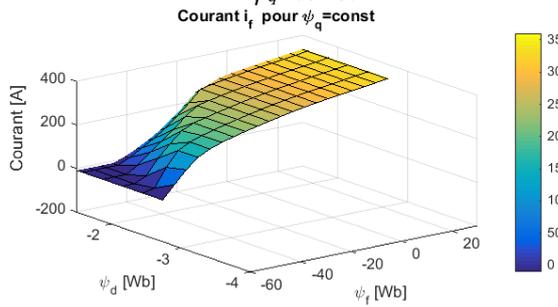


Fig.A.2.9 Cartographie du courant i_f en fonction des flux ψ_d et ψ_f pour le flux $\psi_q = \text{const}$

Annexe.A.3. Cartographies des coefficients de saturation

Sur les figures *Fig.A.3.1- Fig.A.3.6* les cartographies des facteurs de saturation du modèle *dq7* sont présentées.

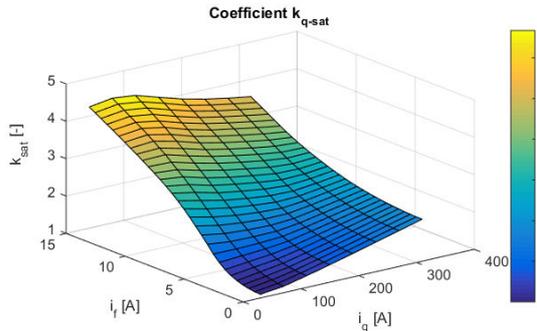


Fig.A.3.1 Coefficient $k_{q\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

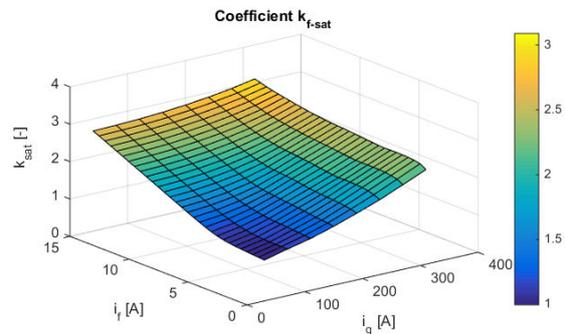


Fig.A.3.2 Coefficient $k_{r\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

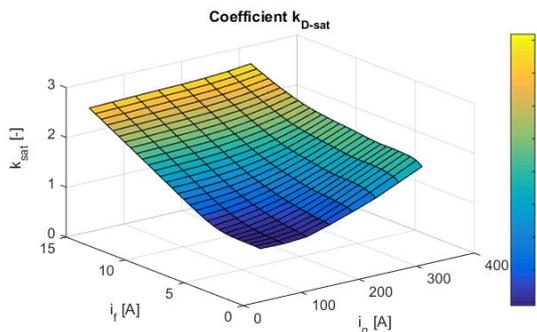


Fig.A.3.3 Coefficient $k_{D\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

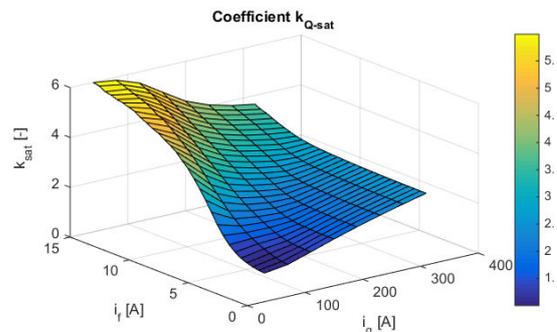


Fig.A.3.4 Coefficient $k_{Q\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

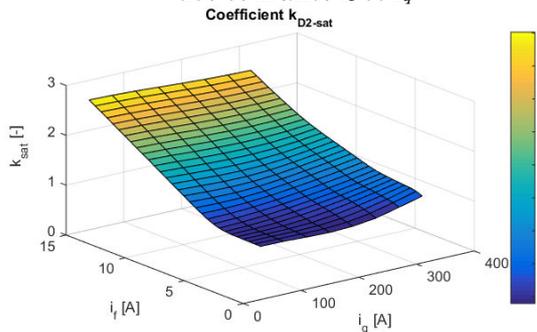


Fig.A.3.5 Coefficient $k_{D2\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

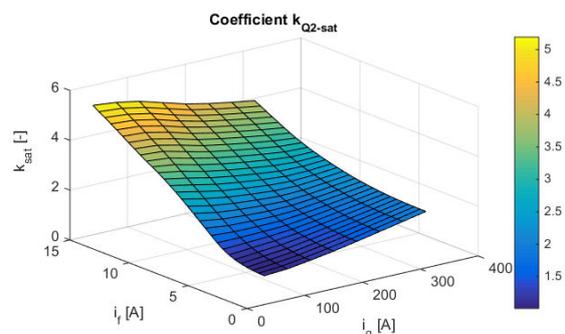


Fig.A.3.6 Coefficient $k_{Q2\text{-sat}}$ en fonction des courants i_r et i_q

En comparant les valeurs obtenues pour les mêmes combinaisons des courants magnétisants, nous voyons que chacun des coefficients de saturation varie différemment. Il est intéressant de comparer les coefficients $k_{D\text{-sat}}$ et $k_{D2\text{-sat}}$ (ou entre $k_{Q\text{-sat}}$ et $k_{Q2\text{-sat}}$) pour voir l'influence des courants magnétisants sur ces facteurs de saturation. Ceci correspond à la physique de la machine. Les cornes des épanouissements polaires saturent plus que les régions des pôles du rotor près de l'axe direct.

Titre : Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité

Mots clés : machine synchrone, saturation, amortisseurs, modèle non-linéaire, Grid Code

Résumé : Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués dans le cadre d'une collaboration entre Leroy Somer et le laboratoire de génie électrique et électronique de Paris (GeePs). Ils ont pour objectif les simulations des phénomènes observés en mode transitoire des machines électriques. Ces simulations sont particulièrement orientées par les nouvelles exigences issues du Grid Code pour les alternateurs connectés au réseau. Principalement, deux types de modèles ont été développés. Le premier se base sur une représentation de l'état magnétique de la machine où chaque flux est exprimé en fonction des courants des différentes bobines. Le second modèle regroupe les courants en utilisant des courants magnétisants sur les axes d et q associés à des coefficients de saturation pour chaque flux et simplifie la représentation magnétique, notamment pour la prise en

compte du circuit amortisseur. Avec une modélisation suffisamment précise du comportement magnétique non linéaire de la machine, ils permettent de mieux prédire les courants et le couple électromagnétique lors des défauts tels que les creux de tension. Les travaux effectués présentés dans ce mémoire ont permis, en partant des descriptions des saturations trouvées dans une machine, de définir des méthodes pour incorporer la saturation dans les modèles de type circuit et finalement d'aboutir au choix du modèle non-linéaire pour une machine électrique donnée. Grâce à un temps de calcul réduit, ils ont aussi conduit à l'intégration sous Simulink de modèles de la machine et du système d'entraînement pour la réalisation d'études de stabilité et pour créer un environnement de mise au point de la commande du système.

Title : Nonlinear modelling of synchronous machines for transient analyses and stability studies

Keywords : synchronous machine, saturation, dampers, nonlinear model, Grid Code

Abstract : The research presented in this thesis was carried out in the research and development project between Leroy Somer and the Group of Electrical Engineering of Paris (GeePs). Their objective is to simulate the phenomena observed in the transient states of electrical machines. These simulations are particularly oriented by the new Grid Code requirements for alternators connected to the power network. Two types of models have been principally developed. The first one is based on a magnetic description of the machine where each flux is expressed as a function of the currents flowing through the different machine windings. The second one regroups the different winding currents by using the magnetizing currents on axes d and q associated to saturation coefficients for each

flux linkage and simplifies the magnetic description, especially when taking into account the damper windings. With a sufficiently precise modelling of the non-linear magnetic behaviour of the machine, it is possible to better predict the currents and the electromagnetic torque under fault conditions such as voltage drops. The work carried out in this thesis has made possible, starting from the descriptions of the saturation effects found in a machine, to define methods for incorporating saturation into circuit models. Finally, one can make a choice of the dynamic non-linear model for a given machine. Thanks to short computation time, it also led to the Simulink integration of the machine and excitation system models paving the way for stability and control studies.

