



HAL
open science

**Modélisation paramétrique non linéaire des machines
asynchrones et démarche d'optimisation associée.
Application au dimensionnement dans les véhicules
hybrides.**

Gareth Pugsley

► **To cite this version:**

Gareth Pugsley. Modélisation paramétrique non linéaire des machines asynchrones et démarche d'optimisation associée. Application au dimensionnement dans les véhicules hybrides.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2004. Français. NNT : . tel-00408322

HAL Id: tel-00408322

<https://theses.hal.science/tel-00408322>

Submitted on 30 Jul 2009

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.

A ma femme Mélanie,
N'ayant pas la place dans ce mémoire
pour la remercier comme elle le mérite

Remerciements

Le plus dur n'aura pas tant été de commencer cette page... mais de trouver les mots justes pour remercier et montrer toute ma gratitude envers les nombreuses personnes qui m'ont soutenu et qui ont contribué à cette thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. Je remercie vivement M. François Badin, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury. Je remercie M. Mohamed Gabsi, rapporteur de cette thèse, pour m'avoir lancé dans l'aventure des machines électriques. Je remercie M. Guy Friedrich, rapporteur de cette thèse, pour les enrichissants échanges que nous avons eus et pour lui fixer un rendez-vous à une prochaine conférence.

Je tiens à remercier MM. Yves Brunet et Jean Pierre Rognon, directeur et ancien directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au LEG. Je remercie M. Jean-Paul Yonnet, directeur de cette thèse, de m'avoir accepté dans l'équipe Magelec et de m'avoir soutenu dans ces travaux.

Je remercie également M. Dominique Lhotellier, pour la confiance qu'il m'a accordée en me permettant de réaliser cette thèse dans l'entreprise, ainsi que de m'avoir fourni les moyens pour la mener à bien ... et au delà.

Deux petits paragraphes très spéciaux pour remercier les deux personnes qui ont – sans le moindre petit doute – le plus contribué à cette thèse et qui méritent bien plus de louanges que ces quelques mots peuvent offrir.

Christian Chillet, pour m'avoir encadré dans cette thèse. Je tiens à le remercier pour son sens scientifique rigoureux, sa très grande disponibilité et son soutien de tous les instants. Christian concilie admirablement le savoir-faire et le faire-savoir et j'ai donc eu un immense plaisir à travailler avec lui et d'être son thésard. Je souhaite vivement poursuivre cette enrichissante collaboration dans l'avenir. C'est également une personne ouverte et curieuse, avec laquelle j'ai un immense plaisir à discuter de montagne, de canyoning et de la vie en général...

Armando Fonseca, de m'avoir proposé cette thèse et de m'avoir accordé son soutien et sa confiance dès les premiers instants. Pour plus d'une raison je lui suis profondément reconnaissant et il a été d'une très grande générosité. Comme il a toujours su faire converger des besoins industriels avec des besoins scientifiques, j'ai eu la liberté de m'investir dans l'entreprise sur les projets les plus intéressants et, en même temps, de prendre du recul et de m'épanouir scientifiquement sur des questions que seul les chercheurs se posent. Je tiens également à le saluer pour la bonne ambiance et la bonne entente amicale qui se sont établies entre nous - je souhaite que cette collaboration continue pour longtemps.

Ces remerciements seront loin d'être complets sans saluer tous les « permanents » du LEG. Je profite de cette occasion pour saluer quelques grandes personnalités qui contribuent à la vie humaine et technique du laboratoire – d'être des personnes ouvertes et généreuses, intéressantes à découvrir et intéressées dans le devenir des thésards : Seddik Bacha, François Camus, Orphée Cugat, Jean-Christophe Crébier, Patrick Eustache, Jean Paul Ferrieux, Albert Foggia, Laurent Gerbaud, Nouredine Hadj-Said, Afef Lebouc, Gérard Meunier, Robert Perret, Frédéric Wurtz...

Mon statut de « chercheur industriel » m'a permis d'évoluer dans deux mondes différents, de les découvrir et finalement j'ai l'impression d'avoir profité du meilleur des deux. Cette adéquation a été possible parce que, de chaque côté, des gens s'intéressent et prennent le temps d'aider et de comprendre. Pour leurs conseils, leur soutien et l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux, mes sincères remerciements à tous mes collègues de Renault : Anh-Linh, Frédéric, Daniel, Emmanuelle, Abdelhak, Serge, Thierry, Lionel, Christophe, Laurent, Alex, Alain, Eugenio. Je souhaite également remercier Michelle Godefroid, que tous les thésards Renault connaissent bien : pour sa gentillesse, sa générosité et son implication dans la vie de ses « petits jeunes CIFRE ».

Je tiens également à saluer et remercier de véritables amis Manuela et Thierry, Farid et Saïda, Ianko et Jeza. Les occasions manquent maintenant pour passer du temps avec toutes les personnes que j'apprécie véritablement : Miguel, Sébastien, Raph, Aktham, Nikola, Denis, Nicolas, Jiri, CCM, Gilles, Alban, Laurent, Christophe, Vincent et les membres d'ADLEG... et tous les autres thésards, tous aussi sympathiques.

Last but not least, a million thanks to all my family (also known as the French connection) Tony, Caroline and Bronwen. Many million thanks to my grandparents, for all their help and support.

De manière générale je remercie la ville de Grenoble d'avoir eu la bonne idée d'installer des montagnes autour de l'agglomération.

Thank you all !

INTRODUCTION	5
1 MACHINES ELECTRIQUES POUR LA TRACTION AUTOMOBILE.	13
1.1 Problématique autour des véhicules électriques et hybrides.	13
1.2 Objectifs de dimensionnements : coût – volume – performance – fiabilité.	14
1.3 Technologies de machines électriques.	15
1.3.1 Machines asynchrones à cage d'écureuil.	15
1.3.2 Machines synchrones à aimants permanents.	17
1.3.3 Machines synchrones à rotor bobiné.	17
1.3.4 Machines à réluctance variable.	18
1.3.5 Machines hybrides.	19
1.4 Innovations et structures originales dans les machines.	19
1.4.1 Innovations apportées sur le bobinage des machines.	19
1.4.2 Innovations apportées par les nouveaux matériaux magnétiques.	21
1.4.3 Innovations apportées sur la cage des machines asynchrones.	21
1.5 Objectif de l'étude.	22
2 MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES.	25
2.1 Quel modèle pour répondre à notre problème ?	25
2.2 Pertes et performances des machines asynchrones.	26
2.2.1 Pertes Joule.	26
2.2.2 Pertes mécaniques.	27
2.2.3 Pertes fer.	27
2.2.4 Loi de commande de la machine asynchrone.	28
2.3 Modèle non linéaire de la machine asynchrone.	29
2.3.1 Mise en équation du modèle non linéaire.	30
2.3.2 Hypothèses sur le modèle non linéaire.	30
2.3.3 Simulations par les éléments finis.	31
2.3.4 Ecriture du modèle équivalent d'une phase.	33
2.3.5 Résultats d'identification du modèle.	37
2.3.6 Validations du modèle équivalent.	40

2.4	Modèle paramétrique simple de la machine asynchrone.	43
2.4.1	Objectifs du modèle non linéaire paramétrique.	43
2.4.2	Schéma électrique du modèle non linéaire paramétrique.	43
2.4.3	Mise en équation du modèle non linéaire paramétrique simple.	44
2.4.4	Résultats et validation du modèle paramétrique simple.	49
2.5	Conclusions sur le modèle paramétrique simple.	51
3	MODELISATION COMPLETE DES MACHINES ASYNCHRONES.	55
3.1	Objectifs du modèle paramétrique complet et non linéaire.	55
3.1.1	Exemple de géométrie étudiée.	55
3.1.2	Modèle non linéaire paramétrique complet de la machine.	56
3.2	Mise en équation du modèle non linéaire paramétrique complet.	58
3.2.1	Association du circuit électrique au circuit magnétique.	58
3.2.2	Exploitation des calculs éléments finis dans le modèle.	59
3.2.3	Mise en équation paramétrique des réluctances non linéaires.	61
3.3	Résultats et validation.	66
3.3.1	Validation des variations de paramètres sur le couple.	66
3.3.2	Utilisation du modèle paramétrique complet.	69
3.4	Conclusions et perspectives pour le modèle paramétrique.	71
4	DEMARCHE D'OPTIMISATION A MODELE RECALE : APPLICATION AU DIMENSIONNEMENT DES MACHINES ASYNCHRONES.	75
4.1	Optimisation des machines asynchrones.	75
4.1.1	Objectif et contraintes d'optimisation des machines asynchrones.	75
4.1.2	Vers le concept d'une optimisation à modèle recalé.	77
4.1.3	Concepts généraux de l'optimisation à modèle recalé.	78
4.2	Introduction à l'optimisation à modèle recalé.	79
4.2.1	Point de départ de l'optimisation : dimensionnement initial.	79
4.2.2	Outils et modèles : exemple de mise en pratique.	80
4.2.3	Exemple d'un cycle d'optimisation à modèle recalé.	81
4.3	Développement de la démarche d'optimisation.	82
4.3.1	Analyse des variables de l'optimisation.	82
4.3.2	Précision du modèle recalé dans l'optimisation.	83
4.3.3	Dispersion des solutions de l'optimisation.	86

4.4	Influence du point de départ sur la convergence.	86
4.4.1	Cas d'étude du point de départ.....	87
4.4.2	Analyse d'un arbre de test de points de départ.	89
4.4.3	Définition de l'optimum et critique de la solution.	90
4.5	Conclusions sur l'optimisation à recalage du modèle.	92
 CONCLUSION GENERALE		 93
BIBLIOGRAPHIE		97
ANNEXE : PROGRAMME MATLAB D'ETABLISSEMENT DU MODELE		105

1	Introduction	1
2	1.1 Background	2
3	1.2 Objectives	3
4	1.3 Scope	4
5	1.4 Methodology	5
6	1.5 Organization of the Report	6
7	2. Literature Review	7
8	2.1 Introduction	8
9	2.2 Research Methodology	9
10	2.3 Data Collection	10
11	2.4 Data Analysis	11
12	2.5 Results and Discussion	12
13	2.6 Conclusion	13
14	2.7 References	14
15	3. Conclusions	15
16	3.1 Summary	16
17	3.2 Recommendations	17
18	3.3 Future Work	18
19	4. Appendix	19
20	4.1 Appendix A	20
21	4.2 Appendix B	21
22	4.3 Appendix C	22
23	4.4 Appendix D	23
24	4.5 Appendix E	24
25	4.6 Appendix F	25
26	4.7 Appendix G	26
27	4.8 Appendix H	27
28	4.9 Appendix I	28
29	4.10 Appendix J	29
30	4.11 Appendix K	30
31	4.12 Appendix L	31
32	4.13 Appendix M	32
33	4.14 Appendix N	33
34	4.15 Appendix O	34
35	4.16 Appendix P	35
36	4.17 Appendix Q	36
37	4.18 Appendix R	37
38	4.19 Appendix S	38
39	4.20 Appendix T	39
40	4.21 Appendix U	40
41	4.22 Appendix V	41
42	4.23 Appendix W	42
43	4.24 Appendix X	43
44	4.25 Appendix Y	44
45	4.26 Appendix Z	45
46	4.27 Appendix AA	46
47	4.28 Appendix AB	47
48	4.29 Appendix AC	48
49	4.30 Appendix AD	49
50	4.31 Appendix AE	50
51	4.32 Appendix AF	51
52	4.33 Appendix AG	52
53	4.34 Appendix AH	53
54	4.35 Appendix AI	54
55	4.36 Appendix AJ	55
56	4.37 Appendix AK	56
57	4.38 Appendix AL	57
58	4.39 Appendix AM	58
59	4.40 Appendix AN	59
60	4.41 Appendix AO	60
61	4.42 Appendix AP	61
62	4.43 Appendix AQ	62
63	4.44 Appendix AR	63
64	4.45 Appendix AS	64
65	4.46 Appendix AT	65
66	4.47 Appendix AU	66
67	4.48 Appendix AV	67
68	4.49 Appendix AW	68
69	4.50 Appendix AX	69
70	4.51 Appendix AY	70
71	4.52 Appendix AZ	71
72	4.53 Appendix BA	72
73	4.54 Appendix BB	73
74	4.55 Appendix BC	74
75	4.56 Appendix BD	75
76	4.57 Appendix BE	76
77	4.58 Appendix BF	77
78	4.59 Appendix BG	78
79	4.60 Appendix BH	79
80	4.61 Appendix BI	80
81	4.62 Appendix BJ	81
82	4.63 Appendix BK	82
83	4.64 Appendix BL	83
84	4.65 Appendix BM	84
85	4.66 Appendix BN	85
86	4.67 Appendix BO	86
87	4.68 Appendix BP	87
88	4.69 Appendix BQ	88
89	4.70 Appendix BR	89
90	4.71 Appendix BS	90
91	4.72 Appendix BT	91
92	4.73 Appendix BU	92
93	4.74 Appendix BV	93
94	4.75 Appendix BW	94
95	4.76 Appendix BX	95
96	4.77 Appendix BY	96
97	4.78 Appendix BZ	97
98	4.79 Appendix CA	98
99	4.80 Appendix CB	99
100	4.81 Appendix CC	100

Depuis quelques années, le contexte automobile évolue vers la propulsion hybride. Cette solution offre l'avantage d'utiliser le moteur thermique dans sa meilleure plage de fonctionnement et d'utiliser un moteur électrique pour récupérer et gérer l'énergie pendant le freinage ou l'accélération. On espère ainsi réaliser des gains en consommation entre 10% et 20%, ou plus encore suivant le type d'hybridation. Mais pour cela, il faut imaginer, concevoir et analyser tous les organes du système dès les premières phases d'exploration. Le concepteur de machines électriques se trouve alors confronté à un problème difficile, mais pourtant simple à exprimer : comment trouver le meilleur compromis « coût – volume – performance – fiabilité » de la machine pour la chaîne de traction ?

Cette thèse, menée en collaboration entre l'entreprise RENAULT et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G.), est la suite de précédentes études sur les machines électriques de traction pour l'automobile. Les résultats de ces recherches sont mis en pratique dans l'entreprise, pour l'évaluation technico-économique des actionneurs électriques.

Nous allons montrer que pour étudier et optimiser les machines asynchrones, nous pouvons combiner la précision des calculs par les éléments finis à la rapidité des modèles analytiques. Avec le modèle mis au point, nous pouvons évaluer rapidement les performances et faire du dimensionnement précis de machines électriques. Il est également bien adapté pour prendre en compte les changements progressifs du cahier des charges, fréquents dans les phases de recherche.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter le **contexte** et les **objectifs** de notre étude. Nous allons continuer cette introduction par un **état de l'art** sur les machines électriques proposées pour les véhicules hybrides.

Dans le second chapitre, nous allons détailler notre analyse pour obtenir un **modèle analytique non linéaire** de la machine asynchrone. Ce modèle sera notamment utilisé pour évaluer le rendement de la machine asynchrone et la consommation du véhicule sur un cycle routier. Il sera ensuite adapté en vue de réaliser des études de sensibilité pour des modifications simples de la géométrie. Nous obtenons ainsi un **modèle paramétrique simple** de la machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre, nous allons montrer que l'on peut améliorer ce même modèle non linéaire, pour en faire un **modèle paramétrique complet**, adapté à l'optimisation fine des dimensions de la géométrie. Un accent particulier sera mis sur l'étude du comportement non linéaire des phénomènes magnétiques dans la machine.

Finalement, dans le dernier chapitre, nous allons montrer que les avantages d'une nouvelle procédure d'optimisation, combinant à la fois la précision des éléments finis et la rapidité des modèles analytiques. Cette **procédure d'optimisation avec recalage du modèle** sera utilisée pour dimensionner une machine asynchrone sur un cahier des charges type d'une application automobile.

Il est important de noter que les données présentées dans ce rapport sont préliminaires et peuvent être sujettes à des modifications en fonction de l'évolution de la situation. Les informations contenues dans ce rapport sont destinées à servir de base à la prise de décision et ne constituent pas une garantie de performance future. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Il est important de noter que les données présentées dans ce rapport sont préliminaires et peuvent être sujettes à des modifications en fonction de l'évolution de la situation. Les informations contenues dans ce rapport sont destinées à servir de base à la prise de décision et ne constituent pas une garantie de performance future. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Il est important de noter que les données présentées dans ce rapport sont préliminaires et peuvent être sujettes à des modifications en fonction de l'évolution de la situation. Les informations contenues dans ce rapport sont destinées à servir de base à la prise de décision et ne constituent pas une garantie de performance future. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

Il est important de noter que les données présentées dans ce rapport sont préliminaires et peuvent être sujettes à des modifications en fonction de l'évolution de la situation. Les informations contenues dans ce rapport sont destinées à servir de base à la prise de décision et ne constituent pas une garantie de performance future. Les données sont basées sur les informations disponibles à la date de la rédaction de ce rapport.

1 Machines électriques pour la traction automobile.

1.1 Problématique autour des véhicules électriques et hybrides.

La croissance rapide du trafic automobile, dans les pays occidentaux comme en Chine ou en Inde, pose des problèmes de ressources énergétiques et d'émissions de polluants et de CO₂. Pour limiter ces problèmes, les constructeurs automobiles sont engagés dans une véritable course technologique : boîtes de vitesses robotisées, injecteurs à haute pression, filtres à particules, etc. Des petites merveilles d'ingénierie pour réduire la consommation. Mais le constat est là : il faut faire mieux – ou différemment. De surcroît, les nouvelles directives européennes sont de plus en plus contraignantes. Par exemple, le CAFE « Clean Air For Europe » limitera en 2012 les émissions de CO₂ à 120g/km (moyenne sur l'ensemble de la gamme de chaque constructeur).

Analysons la filière « respect de l'environnement avec une énergie électrique » des véhicules d'avenir. Plusieurs véhicules électriques sont actuellement commercialisés mais le marché reste embryonnaire. Le principal défaut évoqué concerne la faible autonomie des véhicules et éventuellement le temps de recharge. Les solutions actuelles de stockage d'énergie (batteries, supercapacités) ne répondent pas aux contraintes très pesantes de l'automobile. L'énergie massique, la puissance massique, la durée de vie et le coût sont les facteurs décisifs qui limitent encore une grande percée commerciale. Les espoirs se tournent maintenant vers les filières « pile à combustible ». De grandes avancées ont été réalisées ces dernières années, mais il reste encore des problèmes à résoudre, notamment le coût et le stockage/génération du combustible [Dessus]. Si un véhicule à hydrogène peut prétendre à la « pollution zéro » dans un trajet urbain, il faut aussi considérer le rendement global de la filière du puits à la roue. Ce rendement global varie entre 5.5% et 33% suivant le type de pile à combustible (essence, méthanol, hydrogène ou méthane), à comparer avec un rendement global de 21% à 24% pour les filières thermiques essence ou diesel modernes (ces rendements étant susceptibles d'être améliorés jusqu'à 23% ou 27%). De surcroît, pour intégrer correctement de telles solutions, il faudra repenser complètement le véhicule. Le concept-car *Autonomy* de General Motors est un bon exemple du degré des changements à intégrer dans l'ingénierie automobile – sans parler des utilisateurs –.

Ces dernières années, le contexte automobile a donc évolué vers la propulsion hybride. Cette solution offre l'avantage d'utiliser le moteur thermique dans sa meilleure plage de fonctionnement et d'utiliser un moteur électrique pour récupérer et gérer l'énergie pendant le freinage ou l'accélération. La chaîne de traction se compose alors du moteur thermique, de(s) l'embrayage(s), de la boîte de vitesse, du moteur électrique, d'un onduleur de puissance et une batterie et/ou une supercapacité. Cette évolution s'accompagne de nouvelles prestations pour le client comme l'arrêt du moteur au feu rouge (Stop & Start), une récupération de l'énergie et un apport de puissance en accélération (Brake &

Boost), une conduite en tout électrique, etc. Le premier véhicule hybride de série est commercialisé depuis 1997, il s'agit de la fameuse Toyota Prius. Le constructeur Japonais a par conséquent une belle avancée technologique dans ce domaine [Teratani] et propose une gamme complète de véhicules hybrides, de la citadine jusqu'au véhicule de luxe, avec en particulier son produit phare : la deuxième génération de Toyota Prius.

En Europe et aux Etats-Unis, chaque constructeur propose son prototype hybride. Chez Renault, il existe un véhicule « hybride série » commercialisé depuis fin 2002. Il s'agit d'une Kangoo électrique avec un petit moteur thermique, le « range extender », pour le marché du véhicule utilitaire sur des trajets urbains et peri-urbains [Global Renault]. La Renault Ellypse, un prototype hybride parallèle présenté en 2002, est un véritable exemple de voiture destinée au grand public [R&D]. Elle reste, avant tout, une voiture diesel, mais avec un alterno-démarrreur électrique de 12kW. Cette puissance d'hybridation permet une gestion de l'énergie dans le véhicule et apporte un surcroît de puissance électrique. La consommation en carburant sur un cycle routier est diminuée d'environ 15% à 20% avec cette hybridation légère.

1.2 Objectifs de dimensionnements : coût – volume – performance – fiabilité.

Le bon dimensionnement d'une chaîne de traction électrique hybride dépend du bon compromis : « coût – volume – performances – fiabilité ». Ces quatre axes sont souvent contraignants et contradictoires lors de la conception des machines électriques. Comment trouver le meilleur compromis ? Quel est l'optimum et quelle est la sensibilité ?

La réduction des « coûts » des équipements est un impératif dans le domaine automobile concurrentiel. Les fournisseurs automobiles proposent aujourd'hui des onduleurs et des machines adaptées aux applications hybrides, mais il y a encore peu de productions en grande série. Réduire encore les coûts des machines électriques et de l'électronique de puissance, pousser les limites de la technologie et adapter les dimensionnements traditionnels sont toujours des objectifs essentiels dans les phases d'études amont. Au final, pour le consommateur, ce travail se traduira par une « option hybride » rentable à l'achat si le surcoût est compensé, par exemple, par le gain en consommation et/ou une incitation fiscale.

Le « volume » du système hybride est conditionné par l'espace disponible sous le capot et les contraintes d'implantation sévères pour l'électronique, en particulier la difficulté d'évacuer les pertes sous une température ambiante élevée et dans un milieu très confiné. En même temps, réduire le poids des actionneurs est une nécessité pour limiter la consommation du véhicule et s'assurer que l'option hybride répondra aux normes actuelles de sécurité dans les crashes tests. C'est l'un des axes les plus importants à optimiser pour intégrer le système dans un faible encombrement.

Les gains en « performances » apportés par une chaîne de traction hybride doivent se traduire par une réduction de la consommation de carburant. Aux Etats-Unis et au Japon le marché du véhicule hybride se développe de plus en plus, contrairement à l'Europe où il est encore marginal¹. Les prestations d'un véhicule hybride doivent donc être adaptées aux marchés, aux habitudes de conduite et à la perception de la voiture hybride des clients de chaque pays. Les gains en consommation sont déterminés sur une série de cycles routiers automobiles qui représentent un trajet ou une succession de trajets urbains, conduite sur autoroute, dans un bouchon parisien, etc.

Enfin, assurer la « fiabilité » des convertisseurs de puissance est nécessaire pour garantir la qualité de la voiture. Ce problème est en partie lié à l'intégration, qui est de plus en plus forte et qui nécessite d'évacuer beaucoup de pertes, sur des petites surfaces sous une température ambiante élevée. Les machines asynchrones ont la réputation d'être robuste et leurs modes de défaillances ont déjà fait l'objet de nombreuses études [Bonnett]. La durée de vie d'une chaîne de traction hybride est actuellement conditionnée par l'électronique de puissance et des études sont en cours pour appréhender les phénomènes de vieillissement dans les onduleurs à IGBT et à MOSFET [Coquery], [Khatir]. Nous allons donc concentrer notre démarche de dimensionnement des machines électriques sur les aspects « coût – volume – performances ».

1.3 Technologies de machines électriques.

1.3.1 Machines asynchrones à cage d'écureuil.

Les machines asynchrones représentent près de 50 % de la consommation d'électricité industrielle (pompes, ventilateurs, ascenseurs, etc.). Il est donc naturel que cette technologie soit souvent proposée par les équipementiers et les constructeurs comme une solution industrielle mature. De plus en plus, les machines asynchrones sont utilisées dans des applications pilotées par un onduleur de tension pour réaliser de la variation de vitesse. Un des exemples de traction électrique asynchrone le plus connu est celui de l'Eurostar et ses 12 machines de 1020 kW.

Vis-à-vis des autres technologies, comme les machines à griffes ou les machines synchrones, la machine asynchrone présente des avantages avec une structure mécanique très simple. Elle est robuste (pas d'aimants ni de bobinage au rotor), fiable et sa commande est maîtrisée. On trouve également une très grande richesse d'informations, sur ces machines asynchrones, dans les publications scientifiques et dans les ouvrages de référence [Alger], [Kostenko], [Bouchard], [Sadarangani]. Pour toutes ces raisons, le développement de machines asynchrones spécifiques aux véhicules électriques et hybrides

¹ Ventes de véhicules hybrides Toyota Prius, Estima, Crown et Honda Civic et Insight en 2003. Japon : 28100 (0.64% des ventes). USA : 47600 (0.61%). Europe : 1500 (0.01%).

est d'actualité. Les figures suivantes représentent deux machines asynchrones, issues de publications, représentant deux types d'hybridation différents.

La première machine sur la Fig.1, proposée par Chen et al, est une machine asynchrone à cage pour une application hybride dite à Alternateur-Démarrateur Séparé (ADS), avec une puissance électrique disponible de 6kW [Chen]. Pour cette application, la tension d'alimentation est celle d'une batterie 42V_{DC}. La machine électrique est reliée au moteur à combustion avec une courroie dans un rapport de réduction de 3:1. Lorsque le moteur thermique est à sa vitesse maximale, la vitesse de rotation du moteur électrique devient importante. En contrepartie, le couple nécessaire à bas régime pour démarrer le moteur thermique est plus faible. Avec ce rapport de réduction, le cahier des charges « faible couple et grande vitesse » aboutit à un faible nombre de paires de pôles (deux paires de pôles pour cette machine).

La deuxième machine, proposé par Miller et al, est conçue pour une hybridation dite Alternateur-Démarrateur Intégré au Volant d'Inertie (ADIVI) [Miller]. Les batteries utilisées dans cette application ont une tension élevée de 360V. Cette machine est montée directement sur l'arbre du moteur thermique et les vitesses de rotation sont en conséquence assez faible (environ 6000tr/min). En contrepartie, le couple au démarrage doit atteindre 300Nm pour satisfaire le cas critique. Ce cahier des charges « fort couple et faible vitesse » est en conséquence mieux adapté à un nombre de paires de pôles élevé (six paires de pôles pour cette machine).

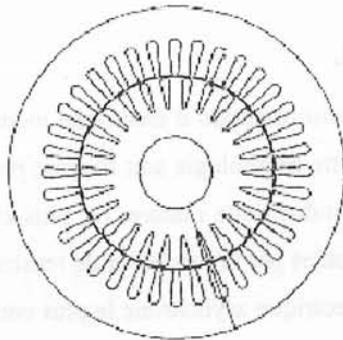


Fig. 1 Machine asynchrone à cage pour une application ADS [Chen]

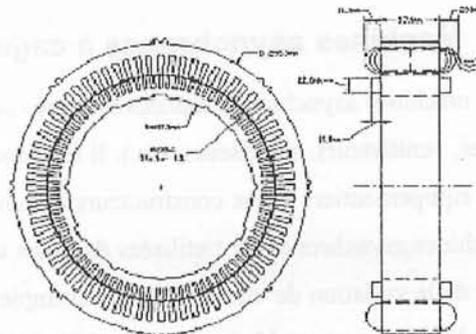


Fig. 2 Machine asynchrone à cage pour une application ADIVI [Miller]

On peut citer de nombreux autres exemples concernant les machines asynchrones dans les applications de véhicules hybrides. Les dimensions de la machine sont adaptées à chaque fois au type d'hybridation du véhicule (puissance), au réseau de bord disponible (batterie) et aux contraintes d'implantation (emplacement du moteur) [Henry], [McCleer], [Wall], [Schultz-1], [Kozłowski], [Evans], [Nuscheler], [Caracchi], [Biedinger-1]. La littérature scientifique est aussi très riche en exemples de machines asynchrones de forte puissance pour les véhicules électriques et à piles à combustible [Zhao], [Tutelea], [Reckhorn], [Pichler], [Germishuizen], qui offrent des possibilités d'agencement de la machine électrique encore plus vastes (moteurs roues, etc.).

1.3.2 Machines synchrones à aimants permanents.

La technologie des machines synchrones à aimants permanents est celle que l'on trouve dans les véhicules hybrides commercialisés actuellement. Elle prend l'avantage sur les autres machines électriques sur les critères « performances » et « volume ». La présence des aimants comme source de flux permet de réduire le calibre en courant de l'onduleur. Le surcoût des aimants en terres rares est ainsi compensé par un coût de l'électronique de puissance plus faible, ce qui ramène le coût global à un niveau comparable aux autres technologies de machines.

Les machines synchrones à aimants présentent par ailleurs le défaut d'avoir un défluxage difficile, dû à l'excitation fixe des aimants permanents. Or dans les régimes de fonctionnement à puissance constante et vitesse variable, il faut contrôler le flux vu par le bobinage du stator pour maintenir le niveau de tension du moteur. Pour cela, on injecte un courant dans l'axe direct de la machine pour s'opposer au flux des aimants. Cela se traduit au final par un courant efficace plus élevé et donc des pertes plus élevées. Il est alors indispensable d'étudier les différentes structures de machines et leurs régimes de défluxage pour trouver la meilleure solution spécifique à une application [Fonseca-1]. Cette technologie présente globalement d'excellentes performances qui rivalisent ou surpassent les autres technologies. Les combinaisons de structures sont nombreuses : aimants en surface [Lutz], aimants encastrés [Lindström], aimants enterrés en double couche [Honda], etc.

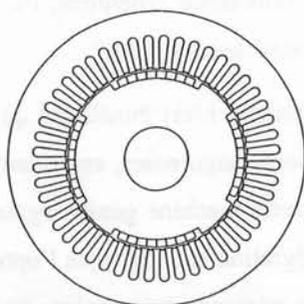


Fig. 3 Machine à aimants encastrés [Lindström]

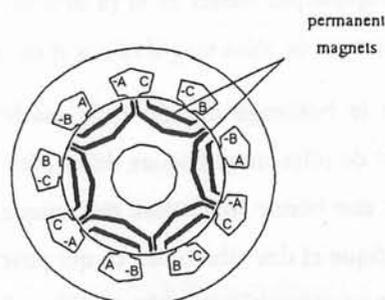


Fig. 4 Machine à aimants permanents enterrés et bobinage concentré [Honda]

1.3.3 Machines synchrones à rotor bobiné.

Les machines synchrones à rotor bobiné semblent, à première vue, moins compétitives dans la perspective d'une production de masse que les machines asynchrones à cage en aluminium [Biedinger-1]. L'alimentation de l'excitation du rotor nécessite un hacheur et des contacts glissants, ce qui complexifie la structure du rotor et impose un volume supplémentaire à intégrer autour de la machine. Friedrich et al ont comparé les performances de la machine synchrone à rotor bobiné avec une machine asynchrone de mêmes dimensions, sur le cahier des charges d'un véhicule hybride [Friedrich]. Dans les résultats présentés, la machine synchrone conserve un avantage dans les régimes

de fonctionnement de fortes puissances mais les rendements sont très similaires pour les deux machines.

Les machines à griffes appartiennent également à cette famille des machines synchrones à rotor bobiné. De part leur simplicité et leur domination dans le marché automobile comme alternateur, ces machines ont un fort potentiel dans les hybridations automobiles de « faibles puissances » [Armiroli]. Leur intégration dans le véhicule ne nécessite en effet que peu de modifications. Leurs performances sont également améliorées par l'optimisation des structures d'alternateurs [Albert], des machines à 5 ou 6 phases pour réduire le bruit [Bai] ou encore des topologies de machines à griffes et à aimants. Cependant, le rendement en puissance que l'on peut espérer est limité (70% pour les meilleurs rendements) par rapport aux autres structures de machines, ce qui les rend moins compétitives dans les régimes hybrides de freinage récupérateur et d'accélération. Leur utilisation en tant qu'alternateur n'est cependant pas remise en question à ce jour.

1.3.4 Machines à réluctance variable.

Les machines à réluctance variable ont l'avantage d'une structure mécanique très simple. Les deux figures suivantes montrent deux structures différentes de machine à réluctance variable pour les applications automobiles. La structure de Miller et al (à gauche) est à réluctance commutée [Miller]. Le rotor proposé par Reiter et al (à droite), pour une machine à réluctance synchrone, est constitué d'un empilement de tôles magnétiques et de matériaux non ferromagnétiques [Reiter].

Excepté le bobinage du stator, la machine à réluctance commutée n'est construite qu'avec un empilement de tôles magnétiques découpées en formes plus ou moins anguleuses, entraînant un coût moindre et une bonne robustesse mécanique. Malheureusement, cette machine génère également un bruit acoustique et des vibrations, ce qui pose des problèmes d'intégration et complique l'optimisation de la structure magnétique de la machine. Résoudre ce problème nécessite une analyse précise des vibrations dans la machine, par des calculs numériques par exemple [Cai], ainsi que d'étudier les phénomènes qui peuvent les générer, tel que la commande et l'alimentation [Gabsi].

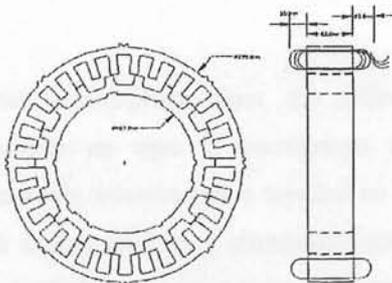


Fig. 5 Machine à réluctance variable commutée pour application ADIVI [Miller]

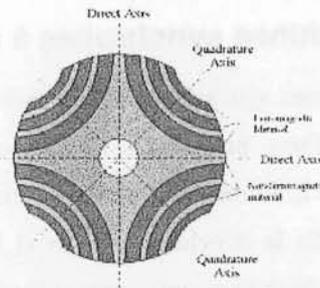


Fig. 6 Rotor d'une machine à réluctance variable synchrone [Reiter]

1.3.5 Machines hybrides.

Une dernière famille « très large » de machine concerne les machines hybrides (par exemple, les machines à aimants et à rotor bobiné, les machines à aimants et réluctances, etc.). Il est possible de cumuler les avantages (et les inconvénients) de plusieurs technologies et de créer des structures originales. Les machines hybrides synchrones à double excitation, par exemple, s'adaptent très bien aux applications automobiles [Amara], [Chillet]. On conserve les avantages d'une machine synchrone à aimant et on ajoute un bobinage au rotor pour contrôler le flux vu par le stator. Deux exemples de rotor de machines synchrones hybrides sont présentés dans les figures suivantes [Schultz-2], [Akemakou].

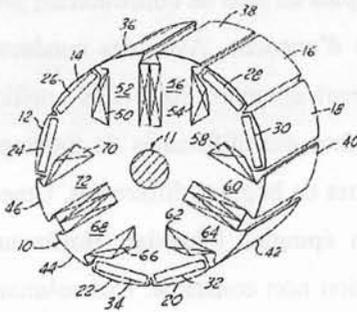


Fig. 7 Rotor d'une machine synchrone à double excitation (aimants et bobines) [Schultz-2]

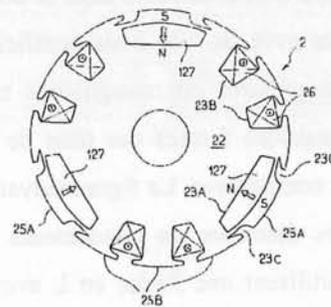


Fig. 8 Rotor d'une machine synchrone à double excitation (aimants et bobines) [Akemakou]

1.4 Innovations et structures originales dans les machines.

1.4.1 Innovations apportées sur le bobinage des machines.

Les machines bobinées sur dents présentent l'avantage d'avoir des petites têtes de bobines, réduisant ainsi le volume du bobinage et la résistance équivalente par phase. La difficulté de cette solution réside dans la richesse en harmonique de champ magnétique dans l'entrefer, situation très mal adaptée pour un bon fonctionnement d'une machine asynchrone dont la cage réagit à chacune d'entre-elles [Desbiens]. Il devient donc indispensable d'adapter la géométrie de la machine. Toliya et al ont montré qu'une solution consiste à augmenter le nombre de phases de la machine et proposent une machine asynchrone à cinq phases [Toliya], comme représentée dans la figure suivante. Il est souvent plus avantageux industriellement d'utiliser un système triphasé, le bobinage sur dent est donc mieux adapté aux machines à réluctance variable commutée et aux machines synchrones à aimants [Cheng].

1.4.2 Innovations apportées par les nouveaux matériaux magnétiques.

Les nouveaux matériaux magnétiques et les améliorations des procédés de fabrication apportent également de nombreuses innovations dans les machines électriques. Par exemple, les tôles magnétiques bi-état ont une perméabilité locale « pré-réglable » par un traitement à la chaleur. Pour les machines à aimants, cette fonction est utile pour limiter les flux de court-circuit dans les tôles magnétiques, tout en garantissant une bonne tenue mécanique des aimants enterrés [El-Refaie].

D'autres innovations peuvent être apportées avec l'utilisation des poudres de fer, ou poudres magnétiques douces. Ces poudres sont constituées de fines particules compactées lors du moulage. Les pertes fer de ces matériaux sont plus importantes que les tôles feuilletées à basse fréquence, ce qui explique qu'elles sont encore peu utilisées. Mais les progrès sur ces composites permettent de reconsidérer leur utilisation. La faible perméabilité des poudres de fer est un défaut moins pénalisant pour les machines synchrones à aimants. La conception de circuits magnétiques en 3 dimensions offre la possibilité de concevoir de nouvelles structures électromagnétiques [Jack]. Le recyclage et la récupération des matériaux sont aussi facilités par la faible tenue mécanique de ces produits.

1.4.3 Innovations apportées sur la cage des machines asynchrones.

L'optimisation de la forme des encoches du rotor de la machine asynchrone peut réduire le contenu harmonique du flux dans l'entrefer. Dans certain cas, cette optimisation peut aboutir à des formes d'encoches originales qui constituent des alternatives peu (ou pas) industrialisées pour l'instant, comme sur la Fig.13 qui montre une encoche non symétrique [Hibino]. Une autre innovation consiste à utiliser plusieurs cages d'écureuil, comme sur la Fig.14 [Linkous]. Dans ce cas, on cherchera à optimiser le nombre et la forme des barres des cages pour minimiser les harmoniques problématiques ou leurs effets.

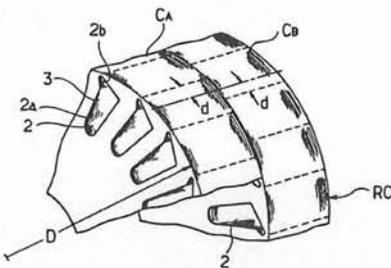


Fig. 13 Forme d'encoches non symétriques de la cage d'écureuil [Hibino].

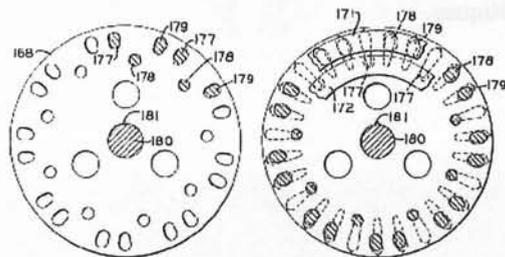


Fig. 14 Rotor avec deux cages d'écureuil [Linkous].

La fabrication de cages moulées en cuivre représente également une évolution d'actualité pour les machines asynchrones. L'avantage d'utiliser une cage en cuivre est de diminuer les pertes au rotor de la machine [Amrhein]. Ces pertes sont souvent difficiles à évacuer sans systèmes spécifiques de refroidissement et limitent actuellement les performances thermiques des machines asynchrones.

Même si le concept est ancien, les progrès ces dernières années sur les coûts de ces procédés de moulage sont encourageants. Les températures de fusion du cuivre sont en effet beaucoup plus élevées que pour l'aluminium. Pour être rigides et durer longtemps, les moules doivent alors être fabriqués dans des alliages spéciaux, tels que les alliages en nickel INCONEL [Peters].

1.5 Objectif de l'étude.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration de recherche entre le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et le constructeur RENAULT. Ces dernières années, plusieurs travaux ont été réalisés en commun sur les machines électriques, en particulier sur les machines synchrones à aimants permanents [Fonseca-1]. Dans cette nouvelle étude, nous nous sommes intéressés à la technologie des machines asynchrones à cage dans les véhicules hybrides. Cette solution est souvent proposée par les équipementiers automobiles car elle présente de nombreux avantages industriels. Le véhicule hybride est un concept très innovant demandant une remise en question complète de la chaîne de traction. Il faut alors repenser les dimensionnements traditionnels des machines pour les adapter aux contraintes de l'automobile. Principalement, cela peut se résumer à trouver le meilleur compromis « coût – volume – performance » pour une plage de vitesse et de couple très grande. Pour la phase exploratoire de conception de telles machines, il est bien sûr nécessaire de disposer d'un modèle de dimensionnement précis.

Le travail présenté ici devra donc répondre à l'objectif suivant :

« Déterminer la géométrie de machine asynchrone qui présente le meilleur compromis système en terme de "coût – volume – performances" sur un cahier des charges de véhicule hybride. »

Pour cela, nous allons commencer par développer un modèle analytique de la machine asynchrone qui nous permettra de connaître ses performances et d'analyser les grandeurs électriques et magnétiques.

2 Modélisation des machines asynchrones.

2.1 Quel modèle pour répondre à notre problème ?

Pour analyser et étudier une machine asynchrone à cage pour un véhicule hybride, nous avons besoin d'un modèle de machine simple (tel que analytique), inversible (pour l'optimisation) et précis (tel que non linéaire). Ce même modèle sera utilisé pour :

- Déterminer les performances de cette machine.
- Evaluer les interactions avec le système : onduleur, système de refroidissement, etc.

La modélisation des machines asynchrones à cage est un sujet largement traité. Par rapport aux autres technologies de machines, cette modélisation est rendue difficile par les courants au rotor qui ne sont pas fixés, mais induits par le bobinage du stator. De nombreux auteurs ont montré qu'il était important de bien caractériser l'état de saturation du circuit magnétique des machines électriques pour les applications dans l'automobile [McCleer], [Schultz-1], [Lingfeng]. Le fonctionnement en mode saturé correspond aux points de fonctionnement à très fort couple et basse vitesse. Une mauvaise connaissance de cette saturation peut entraîner une forte erreur sur le courant absorbé par la machine ; le dimensionnement de l'électronique de puissance et les pertes du système peuvent alors être sous-estimés – de même pour le coût du système.

La Fig.15 montre une évolution du couple d'une machine asynchrone en fonction du courant de phase. Deux cas sont comparés : un modèle linéaire et un modèle non-linéaire d'une machine. Le glissement et la fréquence de la machine sont fixes et seule la tension d'alimentation évolue.

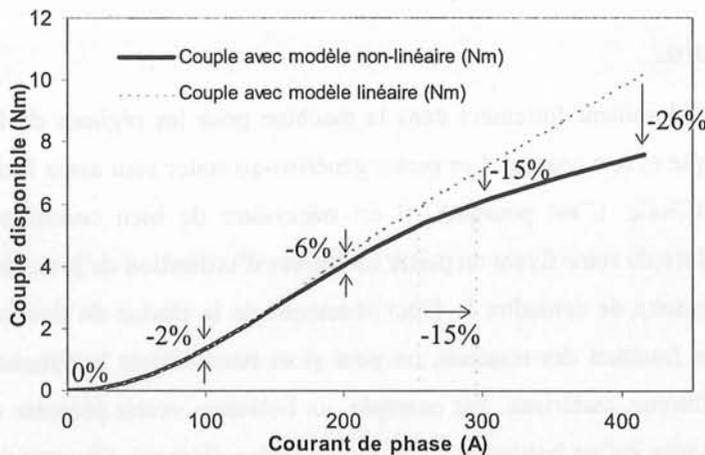


Fig. 15 Comparaison des performances de couple en fonction du courant de phase pour deux modèles de machines asynchrones, respectivement linéaire et non linéaire (le glissement et la fréquence sont fixes).

Très rapidement, l'écart sur le couple à courant identique devient important (supérieur à 10%). Les différences entre les deux modèles sont encore plus marquées si l'on compare leurs courants de phase

à couple identique ; on obtient par exemple 15 % d'écart (près de 40 A) pour un même couple de 6 N.m. Ces écarts nous montrent qu'il est impératif de modéliser correctement le comportement non linéaire de la machine asynchrone.

A l'heure actuelle, la façon la plus précise de modéliser les machines asynchrones, avec un comportement non linéaire, est la méthode des éléments finis. Les phénomènes non linéaires et les courants induits dans le rotor sont pris en compte moyennant quelques hypothèses suivant les caractéristiques des tôles que l'on utilise. Le logiciel Flux2d sera utilisé comme référence pour étudier le comportement électromagnétique de la machine [Flux2d].

La modélisation analytique d'une machine asynchrone, à partir de sa géométrie, est possible avec les formules mathématiques proposées dans la littérature [Alger], [Kostenko], [Bouchard], [Sadarangani]. Dans notre cas, nous nous intéressons uniquement aux performances en régime permanent, comme dans de nombreuses autres études se rapportant à l'automobile [Lobosco], [Schultz-1], [McCleer], [Thorsen]. L'évaluation des performances d'une machine avec cette méthode est très rapide. Malheureusement, les non linéarités sont difficiles à traiter. Le nombre d'hypothèses qu'il faut est assez élevé pour décrire complètement le modèle analytique, mais les résultats sont acceptables pour des premières approches de pré-dimensionnement.

Notre méthodologie de modélisation sera de combiner les avantages d'un modèle analytique, paramétrique et simple, avec la précision des simulations non linéaires des éléments finis. Une démarche similaire a déjà été mise en place avec succès sur les machines à aimants permanents [Fonseca-1].

2.2 Pertes et performances des machines asynchrones.

2.2.1 Pertes Joule.

Les pertes Joule prédominent fortement dans la machine pour les régimes de fonctionnement à faible vitesse, fort couple et fort courant. Les pertes générées au stator sont assez faciles à évacuer, au rotor cela est plus difficile. C'est pourquoi, il est nécessaire de bien connaître ces pertes, car l'élévation de température du rotor fixera en partie les limites d'utilisation de la machine. Le calcul de ces échauffements nécessite de connaître le fonctionnement de la chaîne de traction sur des cycles routier [Pugsley-1]. En fonction des résultats, on peut alors reconsidérer le dimensionnement de la machine et évaluer différents matériaux. Par exemple, un bobinage vernis présente de moins bonnes caractéristiques thermiques qu'un bobinage imprégné de résine [Henry]. On peut également, par la simulation, déterminer les limites d'utilisation du système telles que les puissances maximales que l'on peut débiter en génératrice [Chen]. Les deux figures suivantes représentent les cartographies des

pertes Joule, au stator et au rotor, d'une machine asynchrone à cage. On peut noter que les pertes au rotor représentent une proportion entre 30% et 50% des pertes au stator.

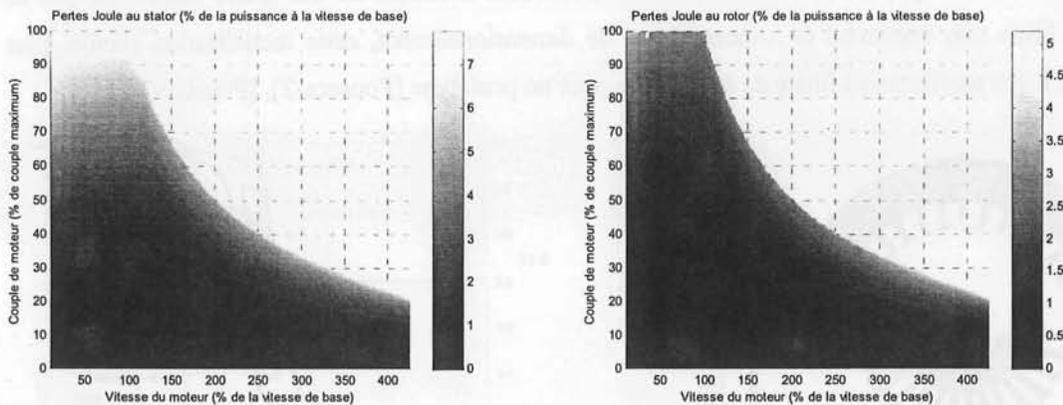


Fig. 16 Cartographies des pertes Joule dans la machine asynchrone [Pugsley-1]. Représentation dans le plan couple-vitesse pour une commande optimale pour minimiser le courant de phase.

2.2.2 Pertes mécaniques.

Les pertes mécaniques sont dues aux roulements à billes et aux déplacements dans l'air des parties mobiles. Elles peuvent être estimées à partir de formules empiriques en fonction de la longueur et du diamètre du rotor [Biedinger-2]. S'il n'y a pas de système de ventilation par des ailettes sur le rotor, ces pertes restent à un niveau faible sur les plages de vitesses qui nous intéressent.

2.2.3 Pertes fer.

Les pertes fer sont les pertes les plus difficiles à quantifier de manière précise dans les machines. Classiquement, elles sont décomposées en deux parties : les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis. Malheureusement, les hypothèses utilisées dans ces modèles simples ne prennent pas en compte les phénomènes complexes et plus réalistes, tels que les cycles hystérésis mineurs et les pertes fer locales. Ceci est d'autant moins admissible que ces pertes fer peuvent devenir importantes avec les harmoniques de la modulation de largeur d'impulsion.

La modélisation précise de ces pertes fer avec des simulations par les éléments finis est récente [Cester], [Chevalier]. Sur chaque élément du maillage de la géométrie, il est possible de suivre l'évolution temporelle de l'induction et du champ magnétique. Nous pouvons visualiser la localisation des pertes fer dans la machine (Fig.17) et étudier chaque cycle d'hystérésis, y compris les cycles mineurs harmoniques, à vide comme en charge [Marino]. Cette modélisation est basée sur une caractérisation magnétique précise des tôles sur un banc de test. La détermination des harmoniques à hautes fréquences et fortes inductions nécessite un banc Epstein évolué [Lebouc] et des bonnes méthodes pour filtrer et « classer » les données [Lancarotte], [Chevalier]. La Fig.17 montre la précision très acceptable que l'on peut obtenir, entre un cycle hystérésis du modèle et une validation

expérimentale. On peut directement évaluer les pertes supplémentaires avec onduleur en injectant des harmoniques temporelles sur la tension dans les éléments finis [Hjort], [Cester]. Malheureusement, une simulation temporelle de l'induction dans la machine nécessite un très grand nombre de pas de calcul. Dans une démarche de conception et de dimensionnement, cette modélisation semble plus adaptée à une amélioration finale de la machine pour un prototype [Fonseca-2], [Pugsley-3].

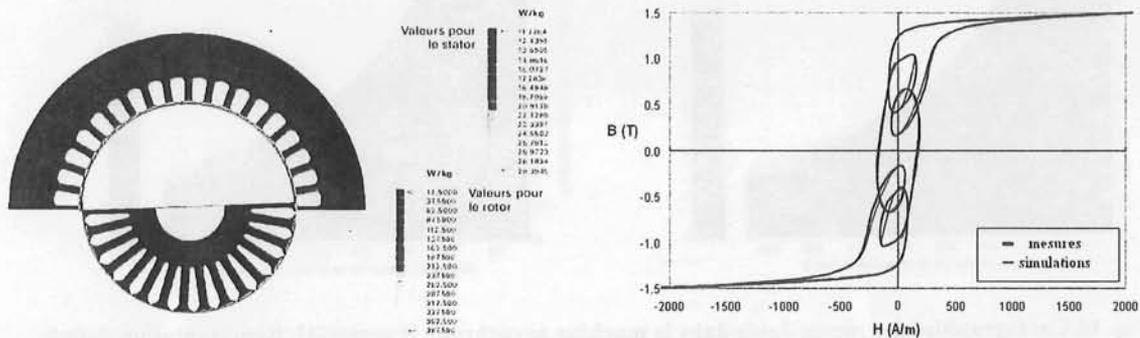


Fig. 17 Distribution des pertes électromagnétiques dans une machine asynchrone (gauche) et allure d'un cycle d'hystérésis comparé avec sa validation expérimentale (droite) [Marino].

Une modélisation analytique des pertes fer semble donc plus adaptée dans une phase de pré-dimensionnement. On réalise pour cela une série de mesures des tôles magnétiques sur un banc Epstein, à différents niveaux d'induction et pour différentes fréquences. Les pertes fer sont calculées sous la forme de Watts par kilogramme de tôles pour une induction sinusoïdale. Il est alors possible d'en extraire les coefficients des formules mathématiques approchées en fonction de l'induction et de la fréquence [Biedinger-2]. On peut ensuite adapter ces formules pour prendre en compte les pertes supplémentaires de l'onduleur avec un terme correctif [Boglietti]. Cette modélisation est « simpliste », car elle risque de sous évaluer les pertes, mais nous semble raisonnable en première approche.

2.2.4 Loi de commande de la machine asynchrone.

Avec une machine asynchrone, nous avons deux degrés de liberté sur la loi de commande puisque nous pouvons modifier la tension d'alimentation et la fréquence (ou le glissement). Il est intéressant d'utiliser un programme d'optimisation sous contraintes pour déterminer la commande optimale en régime permanent, pour chaque point de fonctionnement en couple et vitesse [Lingfeng]. On pose donc l'hypothèse pour notre étude, que l'on est capable de réaliser cette commande et qu'elle est insensible aux perturbations. On suppose ainsi que le régime permanent est représentatif du fonctionnement si l'on peut résoudre la dégradation de l'asservissement due au modèle approximatif de pertes fer [Levi]. Egalement, les effets de peau dans les encoches du rotor ou les variations de température au stator [Chédot] sont autant de phénomènes dont on peut évaluer l'impact sur la commande optimale si nécessaire. On suppose aussi que l'on peut correctement découpler le modèle de commande et s'affranchir des problèmes de stabilité de l'asservissement [Xue]. Enfin, on peut

implémenter un capteur de vitesse avec la bonne précision [Konieczka] ou, si nécessaire, réaliser cette commande sans capteur [Lorenz].

Dans l'exemple suivant, nous avons déterminé une cartographie du rendement en régime permanent de la machine. Nous avons minimisé, avec un programme d'optimisation, le courant de phase dans l'onduleur pour chaque point de fonctionnement [Pugsley-1]. Nous distinguons sur la cartographie de rendement (Fig.18 à gauche), une zone de couple constant (100% = couple maximal) jusqu'à la vitesse de base (100% = vitesse de base). Les rendements dans cette zone sont faibles, principalement à cause des pertes Joule qui sont conséquentes lorsque la machine sature et que les courants sont élevés. Au-delà de cette vitesse de base et jusqu'à la vitesse maximale (près de 425%), nous sommes en régime de défluxage de la machine. Le rendement nominal est alors de l'ordre de 90 à 94% dans cette zone (sans pertes mécaniques et sans pertes de l'électronique). Nous pouvons montrer sur un point de fonctionnement, que le programme d'optimisation a convergé vers l'optimum. Pour cela, on trace la valeur optimale du courant en fonction du glissement (Fig.18 à droite). La tension et la fréquence s'adaptent pour conserver le même couple et la même vitesse avec le glissement que l'on se fixe en abscisse.

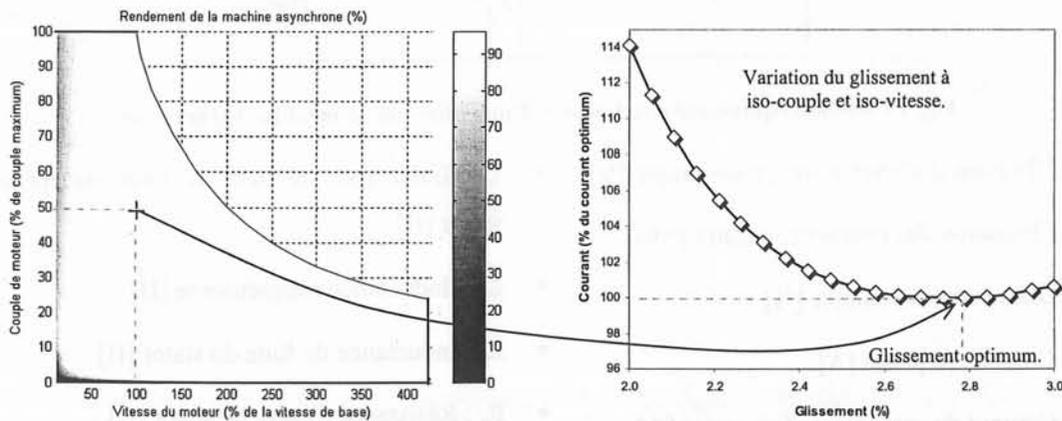


Fig. 18 A gauche, cartographie de rendement optimale avec un courant de phase minimum d'une machine asynchrone [Pugsley-1]. A droite, influence du glissement sur le courant de ligne autour d'un point de fonctionnement (iso-couple et iso-vitesse).

2.3 Modèle non linéaire de la machine asynchrone.

Nous allons décrire une démarche de modélisation simple et précise d'une machine asynchrone, fondée sur une identification des paramètres d'un modèle non linéaire. Ce modèle prend en compte la saturation du circuit magnétique, les effets de peau, les pertes Joule et les pertes fer. Pour déterminer les paramètres du modèle de la machine, nous allons utiliser les résultats de simulations du logiciel Flux2d.

A partir d'une coupe de la machine et des caractéristiques des matériaux, il est possible de déterminer un modèle équivalent de la machine pour un état magnétique donné. Le principe du modèle

développé réside dans l'association d'un état de saturation avec un point de fonctionnement. Cette méthodologie a déjà été mise en place sur les machines synchrones à aimants permanents [Fonseca-1]. Les travaux sur la modélisation non linéaire des machines asynchrones en régime permanent ont débuté dans une précédente thèse [De Benneditis].

2.3.1 Mise en équation du modèle non linéaire.

Nous utilisons un modèle classique de machine asynchrone, dans lequel nous faisons apparaître des éléments non linéaires, dont les lois d'évolutions sont obtenues par la méthode des éléments finis grâce à un nombre limité de simulations. On obtient alors un modèle complet, simple et précis de la machine. Le schéma électrique équivalent non linéaire est représenté sur la figure suivante (Fig.19). Tous les éléments du rotor sont ramenés au stator à la pulsation Ω_s .

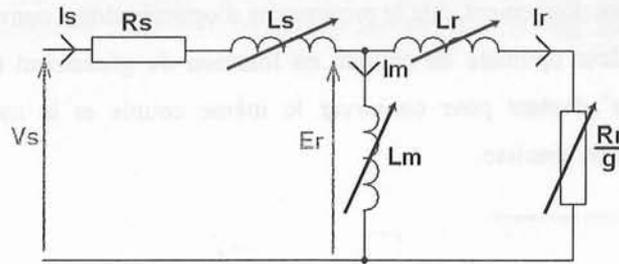


Fig. 19 Schéma équivalent non linéaire d'une phase de la machine asynchrone.

- V_s : Tension d'alimentation phase simple [V].
- Ω_s : Pulsation des courants au stator [rd/s].
- g : Glissement du moteur [%]
- I_s : Courant de phase [A].
- I_r : Courant du rotor ramené au stator [A].
- I_m : Courant magnétisant [A].
- L_r : Inductance de fuite du rotor ramené au stator [H]
- L_m : Inductance magnétisante [H]
- L_s : Inductance de fuite du stator [H]
- R_s : Résistance d'encoche stator [Ω]
- R_r : Résistance du rotor ramené au stator [Ω]

Les inductances L_s , L_m et L_r dépendant du niveau de flux dans la machine. L'inductance L_r et la résistance R_r évoluent aussi en fonction de la fréquence des courants rotoriques.

2.3.2 Hypothèses sur le modèle non linéaire.

Le cadre de notre modélisation se réduit au dimensionnement et à l'étude des performances de la machine asynchrone à cage pour la traction électrique. Dans ce sens, nous pouvons poser un certain nombre d'hypothèses pour simplifier nos simulations par les éléments finis.

En premier, les tensions de phase et les courants de phase sont supposés sinusoïdaux. En cas de saturation du circuit magnétique, les courants de phase ont tendance à augmenter et à se déformer.

Pour faire une étude exacte par élément finis, il faudrait faire une étude en pas à pas dans le temps. Compte tenu du volume de calcul qu'il faudrait faire pour caractériser la machine, cela n'est pas concevable. Nous allons nous rabattre sur des calculs en magnétodynamique dans lesquels toutes les grandeurs évoluent de façon sinusoïdale. Cette méthode donne de bons résultats si l'on souhaite évaluer les courants induits dans les barres du rotor et le couple de la machine [Flux2d]. Le bilan énergétique global est correct.

Notre modèle utilise des simulations par les éléments finis en deux dimensions, cela sous-entend que la machine étudiée est suffisamment longue pour négliger les effets de bords. De même, on suppose que les inductances des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit ne varient pas. Cette hypothèse se vérifie si l'on considère que la majorité des flux des éléments extérieurs circulent naturellement dans l'air.

La modélisation en deux dimensions ne permet pas non plus de prendre en compte une cage d'écureuil avec des barres inclinées. Cette procédure est courante dans l'industrie pour réduire les harmoniques de flux dans la machine. Dans notre étude, nous allons considérer que la machine présente des barres du rotor droites.

Au stator, il n'y a pas d'effet de peau dans les conducteurs en cuivre si ceux-ci ont un diamètre suffisamment petit : la résistance sera donc constante. Au rotor, on considère que les effets non linéaires ne se superposent pas. C'est-à-dire que la saturation magnétique des tôles (fort champ et faible vitesse) et les effets de peau (faible champ et haute vitesse) n'arrivent pas simultanément dans un fonctionnement normal. On peut donc dissocier les deux phénomènes.

Enfin, on suppose que les résistances équivalentes des bobinages dépendent uniquement de leurs températures moyennes. Il n'y a donc pas de répartitions de « points chauds » dans la modélisation.

2.3.3 Simulations par les éléments finis.

La coupe de la machine asynchrone et les caractéristiques des matériaux représentent nos données initiales pour étudier le comportement électromagnétique de la zone active. Les têtes de bobines du stator et les anneaux de court-circuit du rotor sont pris en compte par des formulations analytiques supplémentaires et sont associés avec la coupe de la machine, simulée par les éléments finis, dans le circuit électrique équivalent. Nous avons représenté un tel exemple dans la figure suivante pour la coupe d'une machine de dimensions arbitraires (cette machine ne correspond pas aux résultats présentés).

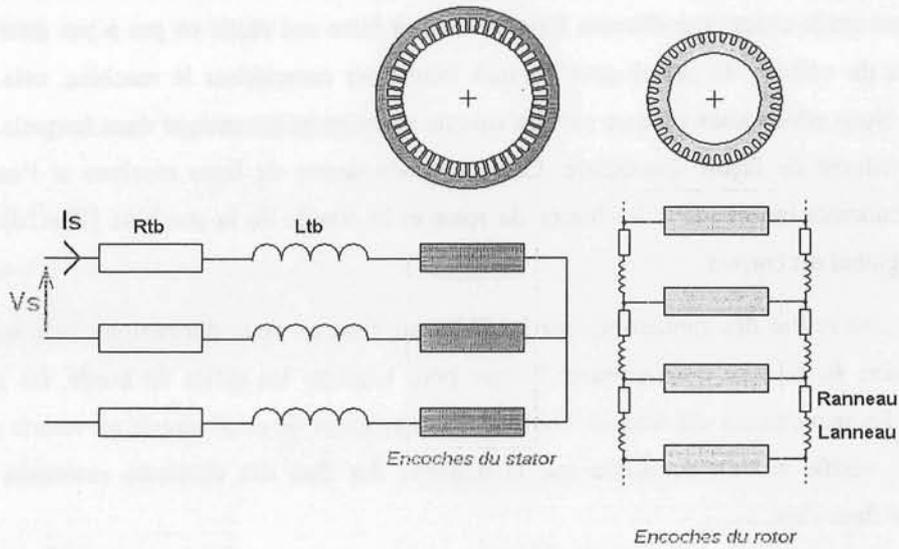


Fig. 20 Schéma électrique (du stator et du rotor) associé à la géométrie de la machine asynchrone simulée dans les éléments finis.

Les inductances L_{tb} (inductances équivalentes des têtes de bobines du stator) et L_{anneau} (inductance entre deux barres du rotor de l'anneau de court-circuit) sont, de manière générale, difficiles à déterminer à cause des interactions des phases entre-elles et des interférences avec les anneaux de court-circuit du rotor. Une première méthode consiste à les déterminer par les éléments finis [Richard], mais cette technique nécessite une modélisation en trois dimensions, longue à mettre en place. La deuxième méthode utilise des formulations analytiques, qui dépendent des dimensions de la machine et de coefficients empiriques [Alger], [Kostenko], [Sadarangani], [Bouchard]. Il existe des différences sensibles entre les résultats de ces formulations [Richard], chaque méthode étant adaptée à un cas particulier de forme de bobine. Pour généraliser notre méthode dans le cas où nous n'avons pas de connaissance a priori du bobinage qui sera utilisé, nous nous sommes appuyé sur la moyenne de ces formulations.

Notre modèle équivalent doit être déterminé par un nombre limité de calculs par éléments finis pour que la méthodologie soit intéressante. Il est donc judicieux de « limiter » notre étude à des simulations pertinentes. Une « bonne » identification répond aux critères suivants :

- La géométrie représentée dans le logiciel « éléments finis » doit décrire une symétrie suffisante de la machine pour que les courants induits dans le rotor soient représentatifs du fonctionnement global de la machine.
- Le nombre de simulation doit être suffisant pour décrire correctement le comportement magnétique autour de la saturation.
- Les effets de peau dans les barres du rotor sont négligeables.

Deux études antérieures préconisent quelques ordres de grandeurs intéressants pour respecter ces critères [De Benedittis], [Marino]. Pour négliger les effets de peau dans les barres du rotor, une basse fréquence d'une dizaine de Hertz suffit. On choisit d'identifier le modèle pour un glissement unitaire, à rotor bloqué. Dans ce cas, la fréquence des courants induits dans le rotor est la même que celle des courants au stator. L'état magnétique de la machine est alors fonction de la tension d'alimentation qui contrôle le flux.

2.3.4 Ecriture du modèle équivalent d'une phase.

2.3.4.1 Introduction à la démarche de modélisation.

A partir des résultats de simulations par les éléments finis, nous allons calculer tous les paramètres de notre modèle. La difficulté : transposer les résultats pertinents des simulations au circuit équivalent ramené au stator de la machine. Nous allons montrer que le calcul du courant équivalent du rotor ramené au stator est déterminant pour définir l'ensemble des inconnues du modèle (R_s , L_s , L_m , R_r , L_r). Pour chaque point de fonctionnement, les équations du circuit équivalent sont résolues. On peut ainsi tracer le diagramme vectoriel de la machine pour différents niveaux de saturation. Les variations des inductances en fonction du flux dans la machine se déduisent finalement de ces calculs.

La méthode suggérée par D. De Benedittis et A. Marino consiste à calculer les champs magnétiques tangentiels dans l'entrefer en utilisant les valeurs des courants statorique et rotorique de la simulation éléments finis. Le courant équivalent du rotor vu par le stator est ensuite calculé dans le rapport de ces champs magnétiques [De Benedittis], [Marino]. Notre méthodologie est semblable en tous points à celle-ci, mais, nous avons apporté une démonstration mathématique complète de la méthode avec un calcul sur les Forces Magnéto-Motrices (FMM) du stator et du rotor.

2.3.4.2 Démonstration du calcul du courant I_r par les Forces Magnéto-Motrices (FMM).

Dans la machine asynchrone, les courants dans les barres de la cage sont induits par le champ magnétique du stator. On souhaite déterminer le courant équivalent dans le rotor I_r ramené au stator à la pulsation Ω_s . Pour cela, nous allons faire l'hypothèse, sur l'exploitation des calculs éléments finis, que les fondamentaux des forces magnétomotrices sont déterminés à partir d'une valeur instantanée des courants dans les encoches. Le flux magnétisant résulte de la FMM totale F_m . Les FMM du stator F_s et du rotor F_r sont en opposition, comme dans un transformateur. Pour cette raison, la FMM F_m sera faible lorsque le circuit magnétique sera peu saturé (le courant magnétisant I_m représentera quelques pour-cent de I_s). On peut écrire la relation entre ces FMM avec l'équation suivante :

$$\vec{F}_s = -\vec{F}_r + \vec{F}_m \quad (1)$$

Un calcul analytique des FMM devient compliqué lorsque les tôles saturent. On détermine donc les FMM à partir des courants dans les encoches calculés par la méthode des éléments finis. En supposant que seul le fondamental de la FMM du primaire transfère de l'énergie au secondaire, on limite nos calculs au premier harmonique. Nous allons utiliser la décomposition en série de Fourier le long de l'entrefer dans le sens trigonométrique : F_{s1} et F_{r1} représenteront les fondamentaux complexes des FMM du stator et du rotor de déphasages θ_{s1} et θ_{r1} . La période est de deux pas polaires (2τ).

$$F_s(x) = F_{s0} + |\bar{F}_{s1}| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x + \theta_{s1}\right) + \text{harmoniques} \quad \text{avec} \quad \bar{F}_{s1} = \frac{1}{2\tau} \int_0^{2\tau} \bar{F}_s(x) e^{-i \frac{\pi}{\tau} x} \cdot dx \quad (2)$$

$$F_r(x) = F_{r0} + |\bar{F}_{r1}| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x + \theta_{r1}\right) + \text{harmoniques} \quad \text{avec} \quad \bar{F}_{r1} = \frac{1}{2\tau} \int_0^{2\tau} \bar{F}_r(x) e^{-i \frac{\pi}{\tau} x} \cdot dx \quad (3)$$

Avec l'hypothèse que les ampères-tours dans l'entrefer sont constants sur la longueur électrique d'une dent, les FMM sont des fonctions en escalier qui dépendent au stator des courants I_{statn} dans l'encoche $n \in [0, N_{enc}-1]$ et au rotor des courants $I_{barre u}$ dans l'encoche $u \in [0, N_{barre}-1]$. On note N_s le nombre de spires par encoche au stator. On a une distribution vectorielle spatiale des ampères-tours dans les encoches par les calculs des séries de Fourier complexes présentés ci-dessous.

$$\bar{F}_{s1} = \sum_{n=0}^{N_{enc}-1} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{n \cdot \theta_{elec}}^{(n+1) \cdot \theta_{elec}} \sum_{m=0}^n (N_s \cdot \bar{I}_{stat m} \cdot e^{-i \cdot \theta}) d\theta \right) \text{ en [A.tr]} \quad (4)$$

$$\bar{F}_{r1} = \sum_{u=0}^{N_{barre}-1} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{u \cdot \theta_{elec} + \theta_0}^{(u+1) \cdot \theta_{elec} + \theta_0} \sum_{v=0}^u (\bar{I}_{barre v} \cdot e^{-i \cdot \theta}) \cdot d\theta \right) \text{ en [A.tr]} \quad (5)$$

On note $\theta_{elec} = \frac{2\pi \cdot p}{N_{enc}}$ et $\theta_{elec} = \frac{2\pi \cdot p}{N_{barre}}$ les angles électriques entre deux encoches au stator et au

rotor (p représente le nombre de paires de pôles, N_{enc} et N_{barre} sont respectivement le nombre d'encoche du stator et du rotor). Par un jeu d'écriture des sommes et des intégrales, on arrive à écrire ces FMM sous une forme qui facilite le calcul de l'intégrale, tel que présenté ci-dessous.

$$\bar{F}_{s1} = \sum_{n=0}^{N_{enc}-1} \left(\sum_{m=0}^n \left(\frac{N_s \cdot \bar{I}_{stat m}}{2\pi} \left(e^{-i \cdot (n+1) \cdot \theta_{elec}} - e^{-i \cdot n \cdot \theta_{elec}} \right) \right) \right) \text{ en [A.tr]} \quad (6)$$

$$\bar{F}_{r1} = \sum_{u=0}^{N_{barre}-1} \left(\sum_{v=0}^u \left(\frac{\bar{I}_{barre v}}{2\pi} \left(e^{-i \cdot ((u+1) \cdot \theta_{elec} + \theta_0)} - e^{-i \cdot (u \cdot \theta_{elec} + \theta_0)} \right) \right) \right) \text{ en [A.tr]} \quad (7)$$

L'angle de déphasage θ_0 entre les champs rotor et stator est fonction de l'angle de la première encoche du stator vis-à-vis de la première encoche du rotor et de l'angle mécanique du rotor θ_{mec} . Cet angle se calcule avec la formule (8).

$$\theta_0 = \frac{\theta_{elec} - \theta_{s_{elec}}}{2} + p \cdot \theta_{mec} \quad \text{en [rd]} \quad (8)$$

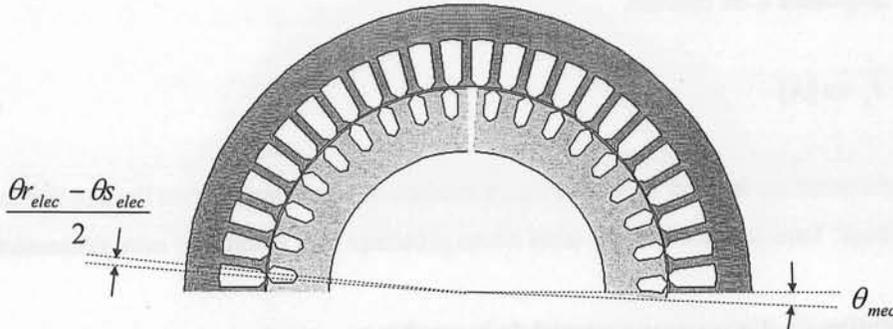


Fig. 21 Définition et nature des angles intervenants dans le calcul de la force magnétomotrice du rotor.

Pour compléter la démonstration, on suppose que les modules et les phases des courants, déterminés dans les simulations magnétodynamiques, sont équilibrés et correctement répartis. On peut alors mettre les courants I_{stat0} et I_{barre0} de phases respectives φ_0 , γ_0 (dans les numéros d'encoches $m=0$ et $u=0$) en facteur dans le calcul des FMM. Cette écriture fait apparaître les coefficients complexes C_s et C_r .

$$\bar{F}_{s1} = \bar{C}_s \cdot \bar{I}_{stat0} \quad \text{avec} \quad \bar{I}_{statm} = \bar{I}_{stat0} \cdot e^{i(\varphi_m - \varphi_0)} \quad (9)$$

$$\bar{F}_{r1} = \bar{C}_r \cdot \bar{I}_{barre0} \quad \text{avec} \quad \bar{I}_{barrev} = \bar{I}_{barre0} \cdot e^{i(\gamma_v - \gamma_0)} \quad (10)$$

On introduit l'équation des courants du modèle équivalent en (11). Pour simplifier les indices, la première phase de notre modèle correspond au courant dans l'encoche $m=0$ du stator (c'est à dire que $I_s = I_{stat0}$).

$$\bar{I}_s = \bar{I}_r + \bar{I}_m \quad (11)$$

On écrit le rapport des FMM, exprimé précédemment en (1), avec les coefficients C_s et C_r et les courants de la phase du modèle équivalent.

$$\bar{C}_s \cdot \bar{I}_s = -\bar{C}_r \cdot \bar{I}_{barre} + \bar{C}_s \cdot \bar{I}_m \quad (12)$$

En quelques étapes de calcul, on arrive à faire apparaître les courants I_r et I_s en facteur. Les coefficients complexes C_s et C_r disparaissent dans les simplifications (il n'est donc pas nécessaire de les développer).

$$\bar{C}_s \cdot (\bar{I}_s - \bar{I}_m) = -\bar{C}_r \cdot \bar{I}_{barre} \quad (13)$$

$$(\bar{C}_s \cdot \bar{I}_r) \bar{I}_s = -(\bar{C}_r \cdot \bar{I}_{barre}) \bar{I}_s \quad (14)$$

$$\bar{F}_s \cdot \bar{I}_r = -\bar{F}_r \cdot \bar{I}_s \quad (15)$$

Finalement, le courant équivalent du rotor, ramené au stator de la machine est égal au rapport des FMM et du courant de phase du stator. Ce calcul se fait en complexe. On a directement accès à la phase φ_r et à l'amplitude I_r du courant.

$$\vec{I}_r = -\frac{\vec{F}_{r1}}{\vec{F}_{s1}} \cdot \vec{I}_s \text{ en [A]} \quad (16)$$

Cette formule constitue le cœur de toute notre démarche de modélisation non linéaire des machines asynchrones à cage. Tous les modèles que nous allons présenter sont établis sur cette démonstration.

2.3.4.3 Résolution du diagramme vectoriel de la machine.

Pour résoudre le diagramme vectoriel complet de la machine, il nous manque une dernière équation. Nous proposons de calculer la tension E_r aux bornes de l'inductance L_m d'une seule bobine d'une phase. Nous utilisons la puissance apparente S_{rotor} et l'angle φ_{rotor} du facteur de puissance calculé dans les simulations par éléments finis. Le bilan de puissance au rotor nous permet d'établir la relation suivante :

$$\vec{E}_r = \frac{S_{rotor}}{N_{ph} \cdot P \cdot |\vec{I}_r|} \cdot e^{j(\varphi_{rotor} + \varphi_r)} \text{ en [V]} \quad (17)$$

Pour un point de fonctionnement de la machine, on détermine les éléments électriques du schéma équivalent par la résolution du diagramme vectoriel. On peut suivre l'évolution non linéaire des grandeurs (V_s , E_r , I_s , I_m et I_r) dans le plan réel-imaginaire représenté sur la Fig. 22.

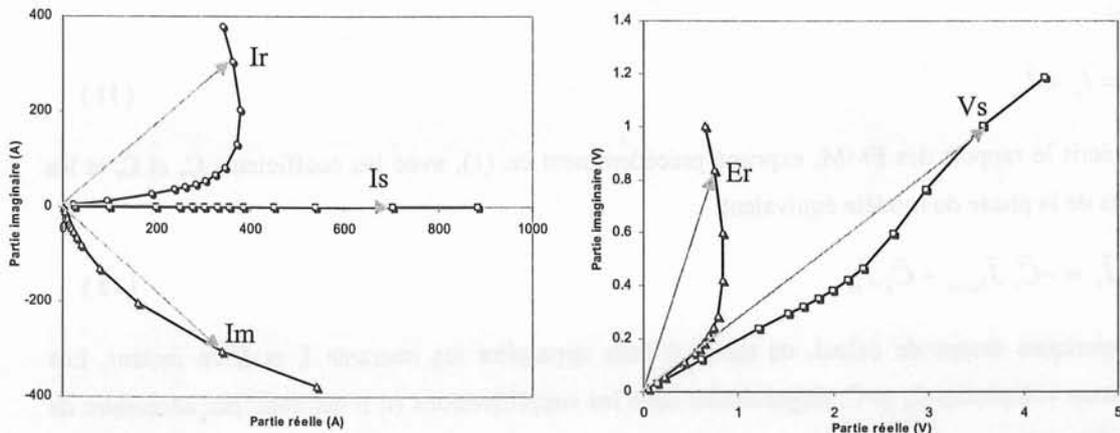


Fig. 22 Evolution des vecteurs du diagramme vectoriel du courant (gauche) et de la tension (droite) lors des essais d'identification d'une machine (glissement unitaire).

On calcule en premier l'inductance de fuite du stator et la résistance du bobinage du stator. D'après le diagramme vectoriel, elles se calculent comme étant le rapport de la chute de tension au stator et du courant de phase I_s .

$$L_s = \text{Im} \left(\frac{\bar{V}_s - \bar{E}_r}{\bar{I}_s} \right) \cdot \frac{1}{\omega_s} \text{ en [H]} \quad (18)$$

$$R_s = \text{Re} \left(\frac{\bar{V}_s - \bar{E}_r}{\bar{I}_s} \right) \text{ en } [\Omega] \quad (19)$$

L'inductance magnétisante L_m se déduit de la même façon. Cette inductance correspond à la puissance réactive nécessaire pour magnétiser le circuit, via le courant I_m .

$$L_m = \frac{\bar{E}_r}{j \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_m} \text{ en [H]} \quad (20)$$

Enfin, nous calculons l'inductance de fuite du rotor et la résistance équivalente de la cage d'écoreuil ramenée au stator de la machine. Ces éléments sont traversés par le courant I_r .

$$L_r = \text{Im} \left(\frac{\bar{E}_r}{\bar{I}_r} \right) \cdot \frac{1}{\omega_s} \text{ en [H]} \quad (21)$$

$$R_r = \text{Re} \left(\frac{\bar{E}_r}{\bar{I}_r} \right) \cdot g \text{ en } [\Omega] \quad (22)$$

Les résistances R_r et R_s sont normalement indépendantes du niveau de flux dans la machine, les valeurs trouvées pour les différents cas testés devraient être identiques. Dans notre cas, de petites variations inférieures à un pour-cent existent, certainement dues aux erreurs numériques dans nos calculs.

2.3.5 Résultats d'identification du modèle.

2.3.5.1 Exemple de résultats : évolution non linéaire des inductances.

Les paramètres électriques du modèle équivalent de la machine sont déterminés avec une dizaine de simulations par les éléments finis. Les grandeurs L_s , L_m et L_r évoluent avec le flux qui est fixé par la tension V_s aux bornes de la machine. Ces évolutions sont représentées sur la Fig.23 en fonction d'une image du flux Φ_{image} . Cette image du flux magnétisant est définie en fonction de la tension magnétisante par pôle, de la pulsation et du nombre de spires par encoche de la machine (le coefficient de bobinage est constant, il n'est donc pas nécessaire de l'exprimer).

$$\phi_{\text{image}} = \frac{E_r}{\omega_s \cdot N_s} \text{ en [Wb]} \quad (23)$$

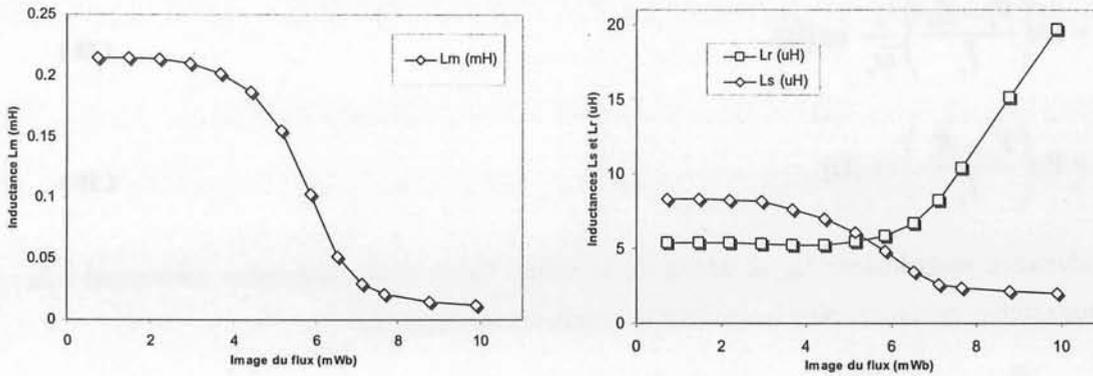


Fig. 23 Evolution typique des inductances non linéaires L_m , L_r et L_s du modèle équivalent.

Une analyse de l'inductance magnétisante L_m (à gauche) montre deux zones de fonctionnement : une zone linéaire à bas flux et une zone décroissante avec le flux. La zone linéaire correspond à une très haute perméabilité des tôles magnétiques. La valeur de l'inductance correspond alors à l'énergie nécessaire pour magnétiser l'air de l'entrefer. Lorsque le flux augmente, on atteint progressivement le coude de saturation de la courbe d'induction des tôles magnétiques. La perméabilité diminue alors fortement avec la saturation. La valeur de l'inductance correspond alors à l'énergie nécessaire pour magnétiser l'air de l'entrefer et les tôles magnétiques saturées.

L'inductance de fuite au stator L_s (à droite) a un comportement comparable à celui de l'inductance magnétisante L_m . A faible champ, l'inductance L_s représente les flux de fuite qui entourent les encoches du stator et qui ne participent pas à la création du couple moteur. A fort flux, la perméabilité des tôles diminuant cette inductance est plus faible.

L'inductance de fuite au rotor L_r (à droite) a une allure beaucoup plus inattendue. Comme pour les autres inductances, on distingue une zone linéaire à bas flux, elle est suivie d'une forte augmentation de l'inductance de fuite. Nous pouvons faire deux remarques pour justifier ce phénomène. Premièrement, la modélisation que nous proposons ici est comportementale ; notre circuit électrique n'est pas une transposition directe du circuit magnétique équivalent de la machine. Nous n'avons donc pas une modélisation physique de l'inductance de fuite du rotor mais nous avons un modèle qui traduit son comportement magnétique. La deuxième remarque concerne le bilan de puissance de la machine. Notre modèle équivalent respecte le bilan de puissance des calculs par éléments finis et l'on peut vérifier que l'allure de L_r est fortement corrélée à l'évolution de la puissance réactive dans le rotor. Nous allons montrer dans le chapitre III que l'on peut exprimer cette inductance de fuite par un circuit de réluctance qui traduit ce comportement a priori singulier.

2.3.5.2 Calcul du couple de la machine asynchrone.

Dans notre modèle équivalent de la machine asynchrone, le couple est calculé à partir de la puissance totale transmise au rotor (P_{tr}). Cette puissance se décompose ensuite en pertes Joule (P_{rotor})

dans la cage en aluminium et en puissance mécanique ($P_{méc}$) disponible sur l'arbre. Nous allons négliger les pertes fer et les pertes mécaniques dans un premier temps.

$$P_{tr} = P_{méc} + P_{rotor} \text{ en [W]} \quad (24)$$

$$P_{rotor} = N_{ph} \cdot R_r \cdot I_r^2 \text{ en [W]} \quad (25)$$

$$P_{méc} = C_{méc} \cdot \Omega_{méc} \text{ en [W]} \quad (26)$$

On calcule la vitesse en fonction de la pulsation de synchronisme, du glissement et du nombre de paires de pôles de la machine.

$$\Omega_{méc} = \frac{\omega_s}{p} (1 - g) \text{ en [rd/s]} \quad (27)$$

Pour respecter le bilan de puissance de la machine, le couple mécanique s'écrit également en fonction de la puissance transmise au rotor et de la pulsation ω_s du stator.

$$C_{méc} = \frac{P_{tr}}{\omega_s} \text{ en [N.m]} \quad (28)$$

En remplaçant la puissance transmise au rotor (P_{tr}) par les pertes Joule, on écrit le couple mécanique disponible sur l'arbre en fonction de la pulsation ω_s du stator, du courant I_r dans le rotor et du glissement g .

$$C_{méc} = N_{ph} \cdot \frac{P}{g \cdot \omega_s} \cdot R_r \cdot I_r^2 \text{ en [N.m]} \quad (29)$$

Le fonctionnement en génératrice asynchrone est semblable au fonctionnement moteur. Pour créer le champ magnétique, on fixe la tension aux bornes du bobinage du stator. Cette opération nécessite un onduleur de tension. Le rotor de la machine est entraîné au-delà de la pulsation du champ au stator, ce qui se traduit par un glissement négatif. Dans notre équation du couple, le couple mécanique change de signe. La tension E_r de notre modèle équivalent est alors supérieure à la tension d'alimentation V_s . La machine fonctionne en génératrice asynchrone et délivre un courant de phase I_s .

2.3.5.3 Modélisation des effets de peau dans le rotor de la cage d'écureuil.

Les fils du bobinage au stator sont supposés être suffisamment petits pour négliger l'effet de peau. En revanche, les conducteurs massifs de la cage sont sujets aux courants induits. Il est nécessaire de prendre en compte l'effet de peau dans les barres du rotor pour obtenir un fonctionnement global correct de la machine à des fréquences élevées. Les effets de peau peuvent alors être calculés de manière analytique [Alger], [Kostenko] sur des conducteurs de formes rectangulaires. On peut également déterminer ces effets de peau pour des formes d'encoches trapézoïdales plus complexes

(sous réserve de linéarité) avec des abaques [Lipo], [Zhao], mais des écarts importants subsistent toujours entre ces modèles analytiques simples et les simulations par les éléments finis non linéaires. Dans un fonctionnement correct de nos machines asynchrones, à fréquence élevée, les glissements sont très faibles. La fréquence des courants induits dans les barres est alors très faible et il s'y développe peu d'effet de peau. Dans notre cas particulier, les conditions de fonctionnement font que l'on n'a jamais les deux phénomènes en même temps (glissement et fréquence élevés). D'après ces remarques, on admettra qu'une la modélisation simplifiée des effets de peau dans le rotor suffit.

2.3.6 Validations du modèle équivalent.

2.3.6.1 Validation sur le couple de la machine.

Il est maintenant possible avec notre modèle, d'extrapoler les résultats pour n'importe quel point de fonctionnement. Pour cela, on associe le schéma électrique non linéaire équivalent (Fig.19) avec les courbes non linéaires des inductances (Fig.23). Nous pouvons ainsi calculer l'image du flux dans la machine pour n'importe quels tension, fréquence et glissement d'entrée. L'impédance de notre schéma électrique dépend du point de fonctionnement et donc du niveau de saturation.

Plusieurs simulations par éléments finis sont utilisées comme références pour valider nos résultats. La précision de notre modèle équivalent est évaluée par rapport au calcul du couple délivré. Nous avons effectué ces comparaisons sur plusieurs machines et dans différentes conditions de fonctionnement. Les courbes de validation du couple (en fonction du glissement), de la Fig.24, ont une allure typique. Les écarts sont inférieurs à 5% sur les points de fonctionnement utiles, autant pour les conditions de forte saturation (faibles fréquences) que pour des fonctionnements linéaires (hautes fréquences et glissements faibles). A noter que les erreurs supérieures à 10%, sur les courbes à fort glissement et fréquence élevée, correspondent probablement à un problème de modélisation des effets de peau dans les barres du rotor (voir 2.3.5.3). Cette erreur sur le modèle n'est pas significative pour notre application car ces points de fonctionnement ne sont pas atteints dans une utilisation normal de la machine.

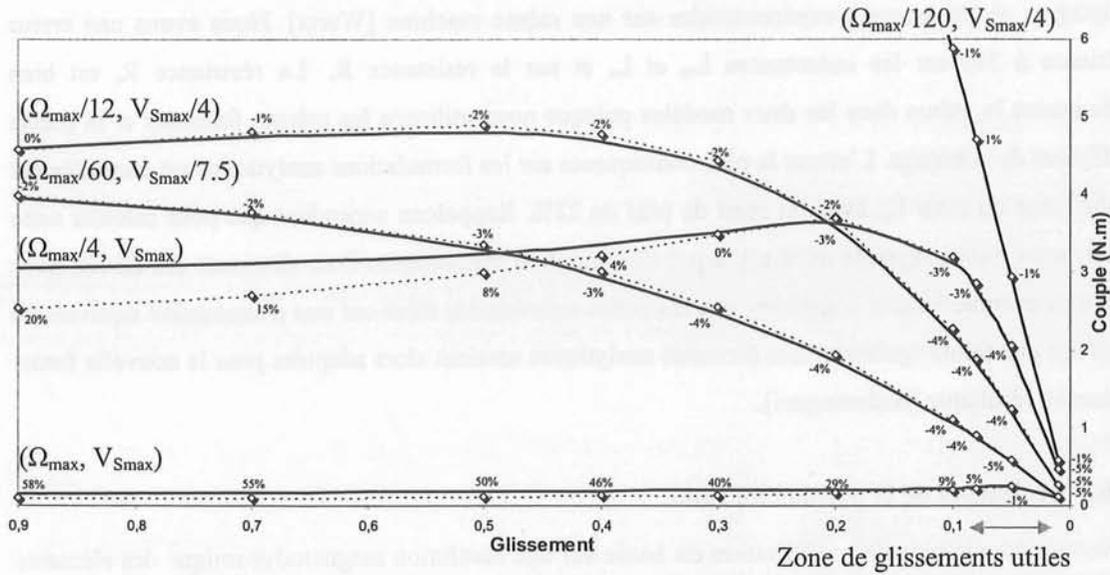


Fig. 24 Couple du modèle de la machine asynchrone et évaluation de l'erreur par rapport aux calculs de validation par les éléments finis.

2.3.6.2 Comparaison du modèle équivalent avec des formulations analytique linéaire.

Nous allons maintenant comparer les résultats de notre modèle avec ceux issus d'un modèle analytique linéaire. La perméabilité des tôles magnétiques est alors supposée comme infinie. Les inductances de fuites sont décomposées en dispersion d'encoche, dispersion différentielle, dispersion d'entrefer et en dispersion zigzag. L'inductance magnétisante est modélisée comme un anneau d'air lisse, dont l'épaisseur est corrigée avec le coefficient de Carter pour tenir compte des effets des encoches. Les résistances du stator et du rotor sont déterminées avec les mêmes formules que pour le circuit électrique associé aux simulations par les éléments finis. Les formules sont issues de nombreux ouvrages de référence [Alger], [Kostenko], [Bouchard], [Sadarangani]. Nous avons comparé les ordres de grandeurs de ces formulations analytiques avec notre modèle équivalent (issu des simulations par les éléments finis) dans le régime linéaire (très faibles champs). Les résultats sont reportés dans le tableau suivant.

	Modèle équivalent en régime linéaire	Formulations analytiques linéaires	Ecart
R_s (mΩ)	7	7	0 %
R_r (mΩ)	3.6	3.5	-2.7 %
L_s (μH)	19	19.9	+4.7 %
L_m (mH)	0.55	0.57	+3.6 %
L_r (μH)	9.7	11.9	+22 %

Tab. 1 Comparaison du modèle équivalent linéaire de la machine avec un modèle analytique linéaire.

Nous pouvons remarquer que les éléments du modèle équivalent ont des ordres de grandeurs très proches des calculs analytiques. Ce résultat a déjà été montré par D. De Benedittis [De Benedittis]. Par ailleurs, F. Wurtz a montré que les écarts peuvent être faibles entre les résultats des formulations

analytiques et les mesures expérimentales sur une même machine [Wurtz]. Nous avons une erreur inférieure à 5% sur les inductances L_m et L_s et sur la résistance R_r . La résistance R_s est bien évidemment la même dans les deux modèles puisque nous utilisons les mêmes formules et le même coefficient de bobinage. L'erreur la plus conséquente sur les formulations analytiques est constatée sur l'inductance du rotor L_r , avec un écart de près de 22%. Rappelons cependant que pour calculer cette valeur, nous avons supposé qu'il n'y a pas de saturation magnétique. Pour diminuer ces écarts, nous pourrions éventuellement considérer que les zones saturées des tôles ont une perméabilité équivalente à l'air sur une faible épaisseur. Les formules analytiques seraient alors adaptées pour la nouvelle forme d'encoche résultante [Sadarangani].

2.3.6.3 Influence de la position du rotor.

Notre méthodologie de modélisation est basée sur une résolution magnétodynamique des éléments finis [Flux2d], avec une position fixe du rotor de la machine asynchrone. Si la géométrie de la machine est « correctement » dessinée, cette position fixe suffit à représenter une performance moyenne du moteur en rotation. Cela signifie que la géométrie comporte suffisamment d'encoches, plus ou moins alignées, pour que les états magnétiques d'une rotation complète soient tous considérés. Nous pouvons valider cette hypothèse en comparant des résolutions magnétodynamiques avec des résolutions magnétiques évolutives. D. De Benedittis a montré que les écarts entre les deux résolutions sont très faibles (inférieurs à 5%) [De Benedittis].

Par ailleurs, il est intéressant de vérifier que la position du rotor a peu d'influence sur l'identification de notre modèle équivalent. On vérifie cette hypothèse en évaluant, pour plusieurs positions du rotor, les valeurs des inductances non linéaires. Pour cette démonstration, nous avons simulé la machine dans quatre positions entre deux alignements identiques du rotor. Nous pouvons constater que les allures des inductances (Fig.25) sont quasiment superposées. La phase et les amplitudes des courants au stator, calculées dans les éléments finis, sont également inchangées.

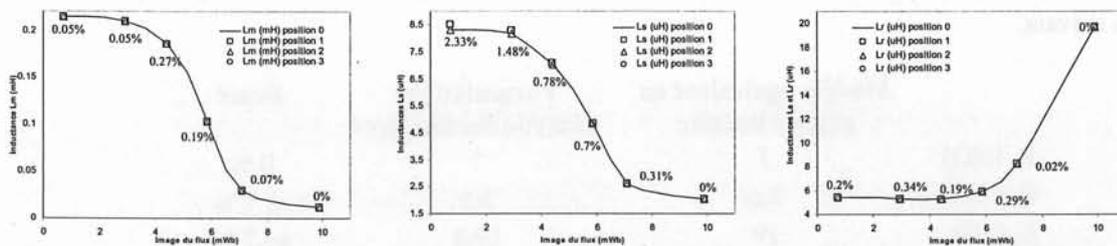


Fig. 25 Influence de la position du rotor sur l'identification des inductances non linéaires du modèle de la machine (pour 4 positions intermédiaires du rotor).

Les variations sur les inductances ne sont pas significatives. On relève moins de 3% de variation sur les trois inductances. Cette analyse confirme que la position initiale (la condition initiale) du rotor

de la machine a peu d'influence sur le modèle équivalent. C'est un signe de robustesse dans notre méthodologie de modélisation.

2.4 Modèle paramétrique simple de la machine asynchrone.

2.4.1 Objectifs du modèle non linéaire paramétrique.

Nous disposons maintenant d'un modèle de machine asynchrone. Ce modèle analytique est déterminé à partir de quelques calculs par éléments finis sur la géométrie de la machine, pour une seule position du rotor. Il permet de calculer les performances d'une machine avec une bonne précision. On pose maintenant la question :

« Est-il possible de réaliser une étude de sensibilité sur ce modèle pour des variations limitées de la géométrie ? Et ce, sans calcul supplémentaire par les éléments finis. »

Pour cela, nous avons besoin d'un modèle paramétrique simple pour estimer, en terme de coût – volume – rendement, la sensibilité de notre dimensionnement initial de machine. Cette démarche est particulièrement utile pour pré-dimensionner, adapter et tester la robustesse d'une machine sur un cahier des charges. Ce modèle paramétrique simple a été élaboré pour les variables suivantes :

- Le nombre de spires.
- La longueur active de la machine.
- L'épaisseur de l'entrefer.
- Le diamètre de la machine.
- Les éléments extérieurs à la machine (têtes de bobines, anneaux de court-circuit).

Nous allons détailler les hypothèses et les conséquences sur le modèle dans la suite du rapport.

2.4.2 Schéma électrique du modèle non linéaire paramétrique.

Nous construisons notre nouveau modèle paramétrique simple de machine asynchrone (Fig.26), à partir du schéma électrique présenté précédemment (Fig.19). Dans cette nouvelle configuration, nous dissociions les résistances et inductances de la longueur active de celles des têtes de bobines et anneaux de court-circuit. Nous utilisons le bilan de puissance établi par les simulations éléments finis pour séparer chaque élément du modèle [Pugsley-2].

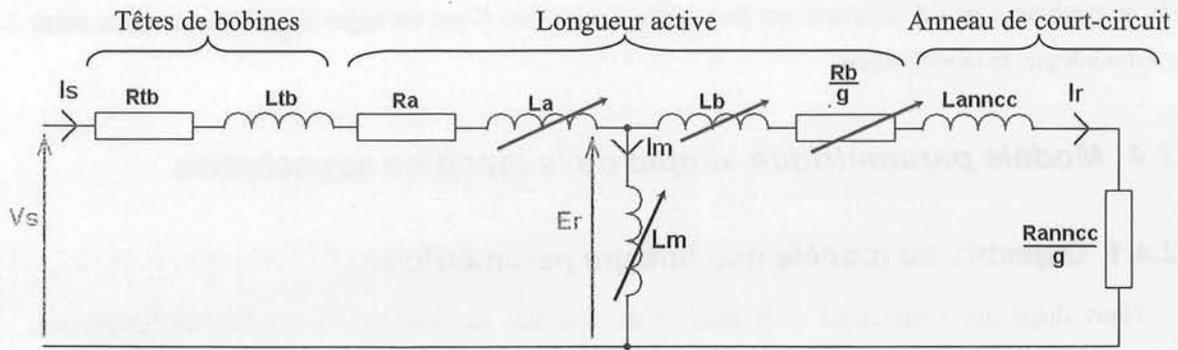


Fig. 26 Schéma équivalent non linéaire d'une phase du modèle paramétrique simple de la machine asynchrone à cage.

L'avantage de ce nouveau modèle est qu'il est possible de paramétrer indépendamment chaque élément en fonction d'un changement de la longueur active, du diamètre, etc. pour simplifier la mise en équation. Les éléments de ce modèle sont :

- R_{tb} : résistance équivalente des têtes de bobines du stator [Ω].
- L_{tb} : inductance de fuite équivalente des têtes de bobines du stator [H].
- R_a : résistance équivalente des conducteurs de cuivre au stator sur la longueur active [Ω].
- L_a : inductance de fuite équivalente dans les encoches au stator sur la longueur active [H].
- R_b : résistance équivalente des conducteurs d'aluminium au rotor sur la longueur active [Ω].
- L_b : inductance de fuite équivalente dans les encoches au rotor sur la longueur active [H].
- R_{anncc} : résistance équivalente des anneaux de court-circuit au rotor [Ω].
- L_{anncc} : inductance de fuite équivalente des anneaux de court-circuit au rotor [H].
- L_m : inductance magnétisante de la machine sur la longueur active [H].

2.4.3 Mise en équation du modèle non linéaire paramétrique simple.

2.4.3.1 Variations du nombre de spires.

Les modifications de spires de la machine ne changent pas la structure magnétique de la machine, il apparaît directement le nombre de spires N_s au carré dans le rapport entre des réluctances et des inductances. Nous avons mis cette relation en équation pour l'inductance L_m et la réluctance magnétisante \mathfrak{R}_m en fonction de l'image du flux (définie en (23)), dans la formule (30) suivante :

$$L_m(\phi_{image}) = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_m(\phi_{image})} \text{ en [H]} \quad (30)$$

Cette formule implique aussi que le coude de saturation d'une inductance non linéaire n'est pas déplacé puisqu'il dépend du flux dans la machine. Une validation de notre modèle avec des simulations par les éléments finis, est donnée dans la Fig.27, pour l'inductance magnétisante non linéaire L_m . Nous avons changé le nombre de spires en ajoutant une spire supplémentaire par encoche au stator de la machine.

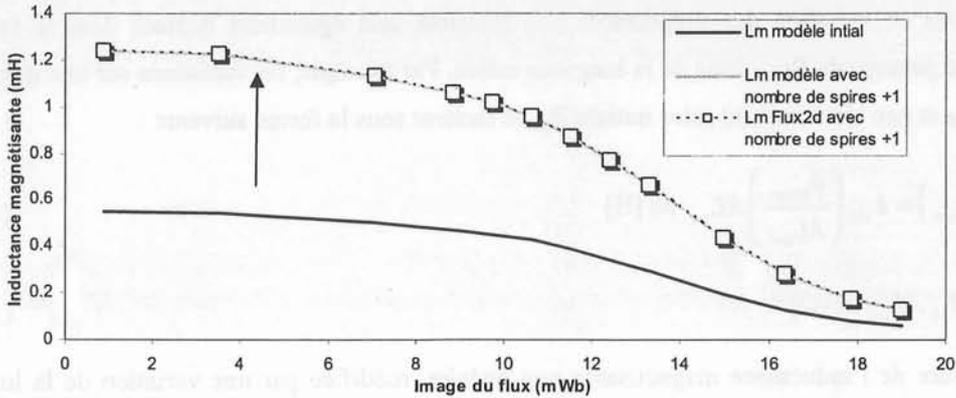


Fig. 27 Impact de la modification du nombre de spires sur l'inductance magnétisante de la machine.

Les résultats correspondent parfaitement aux validations puisque les ampères-tours consommés par la machine sont les mêmes (la géométrie magnétique n'a pas changé).

2.4.3.2 Variations des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit.

Dans notre modélisation fondée sur des simulations en deux dimensions, les éléments des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit sont déterminés par des formules analytiques. Si l'on souhaite modifier l'un de ces paramètres, son influence dans le modèle sera directement proportionnelle à la variation dans la formule lui correspondant. Il n'est donc pas nécessaire de développer les modifications pour ces éléments puisqu'on se base uniquement sur des formules analytiques.

A. Smith a montré qu'il est possible d'optimiser la forme des anneaux de court-circuit de la machine pour améliorer les performances, tout en intégrant des contraintes thermiques et mécaniques [Smith]. Il est alors possible d'évaluer l'impédance et les effets de peau développés sur des formes très complexes d'anneaux. Dans notre cas, nous allons supposer que les anneaux de court-circuit sont de sections rectangulaires et que les effets de peau qui s'y créent sont négligeables.

2.4.3.3 Variations de la longueur active.

Une variation de la longueur active de la machine ne change pas les valeurs des éléments des têtes de bobines du stator et des anneaux de court-circuit au rotor. En revanche, l'inductance magnétisante, les résistances des conducteurs et les inductances de fuites des encoches seront affectées. Leurs variations, même non linéaires, sont cependant très simples à décrire puisqu'elles sont déterminées à

partir de simulations en deux dimensions (dans le logiciel aux éléments finis). Ces grandeurs électriques sont donc proportionnelles au ratio λL_{act} de la nouvelle longueur active L_{act} sur la longueur initiale L_{act0} .

$$\lambda L_{act} = \frac{L_{act}}{L_{act0}} \tag{31}$$

Le coude de variation des inductances non linéaires sera également déplacé dans le ratio des surfaces de passage du flux, donc de la longueur active. Par exemple, les variations sur une inductance initiale L_{m0} et une résistance au rotor initiale R_{b0} se mettent sous la forme suivante :

$$L_m(\phi_{image}) = L_{m0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda L_{act}} \right) \cdot \lambda L_{act} \text{ en [H]} \tag{32}$$

$$R_b = R_{b0} \cdot \lambda L_{act} \text{ en } [\Omega] \tag{33}$$

Une allure de l'inductance magnétisante non-linéaire, modifiée par une variation de la longueur active, est représentée Fig.28. Nous avons raccourci la longueur active de 25% de sa valeur initiale.

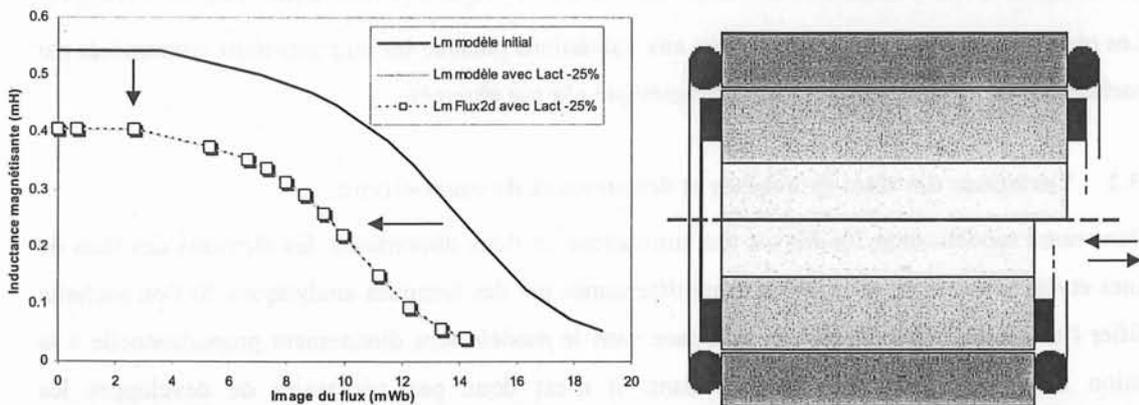


Fig. 28 Impact d'une variation de la longueur active sur l'inductance magnétisante de la machine.

2.4.3.4 Variations du diamètre.

Une variation du diamètre de la machine nécessite, à première vue, de recommencer entièrement le processus d'identification du modèle. Une formulation directe entre le diamètre et les inductances non linéaires n'est pas simple a priori. Pour contourner ce problème, nous avons entrepris la démarche suivante. La variation du diamètre que nous considérons modifie toutes les dimensions de la section de la machine dans le même rapport, la longueur active est donc inchangée. Toutes les réluctances magnétiques (dents, culasses, entrefer, etc.) sont ainsi conservées dans le même ratio longueur-sur-surface et seul le coude de variation est « translaté » dans le rapport des diamètres λD (assimilés aux surfaces de passage du flux). De même, les sections des encoches (et donc les résistances) varient dans le rapport au carré des diamètres.

$$\lambda D = \frac{D}{D_0} \quad (34)$$

Les expressions analytiques des variations sur les inductances et les résistances initiales sont finalement les suivantes :

$$L_{m0}(\phi_{image}) = L_{m0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda D} \right) \text{ en [H]} \quad (35)$$

$$R_r = R_{r0} \cdot \frac{1}{(\lambda D)^2} \text{ en } [\Omega] \quad (36)$$

De telles variations homothétiques sont représentées sur l'inductance magnétisante, dans la Fig.29, pour $\pm 30\%$ de variation du diamètre initial d'une machine. Ces variations correspondent à une gamme de puissance du moteur assez étendue. Sur les courbes de la figure de gauche, nous montrons une validation des résultats du modèle paramétrique simple avec des simulations par les éléments finis. Bien que des erreurs subsistent, le comportement physique de cette variation du diamètre est assez bien respecté. Rappelons que l'inductance L_m traduit la saturation dans le circuit électrique, mais ne correspond pas à une évolution dans un schéma magnétique de réductance. La variation du diamètre telle que nous l'avons modélisée est cependant très simple à mettre en équation et reste valide si l'on souhaite faire des études de sensibilités sur la géométrie, donc avec des faibles modifications.

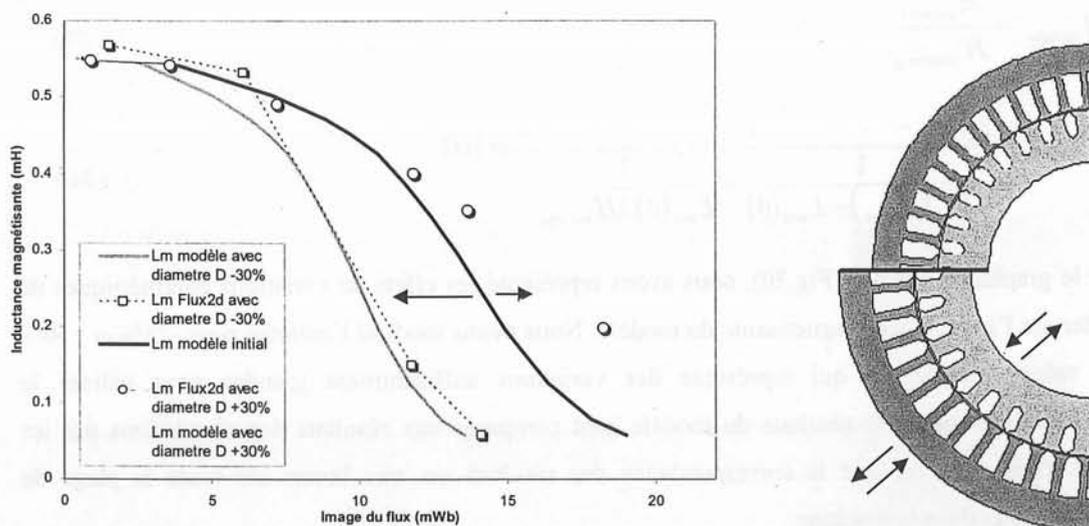


Fig. 29 Impact des variations homothétiques du diamètre de la machine sur l'inductance magnétisante.

2.4.3.5 Variations de l'épaisseur de l'entrefer.

L'entrefer est le milieu d'échange de l'énergie. Plus l'entrefer est mince, meilleures seront les performances de la machine asynchrone. En contrepartie, l'entrefer doit être suffisant pour éliminer les risques de frottement entre le rotor et le stator (vieillessement des roulements, rotor désaxé, sortie d'un

conducteur, etc.). Le paramètre « épaisseur de l'entrefer » est d'autant plus important dans notre modèle équivalent que nous pouvons faire varier le diamètre de la machine. En effet, les hypothèses que nous avons prises sous-entendent une variation homothétique de toutes les dimensions. L'épaisseur de l'entrefer doit donc être fixée de manière indépendante pour conserver un degré de liberté par rapport aux variations du diamètre de la machine.

Nous avons procédé de la manière suivante pour maintenir un maximum de dimensions constantes. Nous avons conservé le rayon moyen de l'entrefer constant, toute la variation de l'épaisseur de l'entrefer se retrouve automatiquement sur la longueur des dents (qui sont 40 à 50 fois plus grandes). Cette manipulation simple permet de faire de grandes variations sur l'entrefer, d'environ $\pm 50\%$, alors que les dents varient de moins de 1% en longueur.

L'inductance magnétisante correspond aux ampères-tours consommés pour magnétiser l'entrefer et les tôles de la machine. Elle est donc la principale concernée. A bas flux, l'inductance magnétisante est proportionnelle à l'épaisseur de l'entrefer. Avec une forte saturation, la perméabilité des tôles tend vers la perméabilité de l'air. La réductance équivalente de l'entrefer est alors petite devant celle des tôles magnétiques et les variations de l'entrefer sont beaucoup moins « visibles » sur l'inductance. Pour modéliser ces effets, nous appliquons un ratio $\lambda H_{\text{entrefer}}$, proportionnel à la variation de l'épaisseur de l'entrefer sur la valeur constante à faible champ uniquement (sans changer les variations dues aux non linéarités).

$$\lambda H_{\text{entrefer}} = \frac{H_{\text{entrefer}}}{H_{\text{entrefer}_0}} \quad (37)$$

$$L_m(\phi_{\text{image}}) = \frac{1}{\frac{1}{L_{m0}(\phi_{\text{image}}) - L_{m0}(0)} + \frac{1}{L_{m0}(0) \cdot \lambda H_{\text{entrefer}}}} \text{ en [H]} \quad (38)$$

Sur le graphique suivant (Fig.30), nous avons représenté les effets de variations paramétriques de l'entrefer sur l'inductance magnétisante du modèle. Nous avons modifié l'entrefer pour -25% et +50% de sa valeur initiale, ce qui représente des variations suffisamment grandes pour valider le comportement global. Les résultats du modèle sont comparés aux résultats des simulations par les éléments finis. A noter que la correspondance des résultats est très bonne sur toute la plage de variation du flux dans la machine.

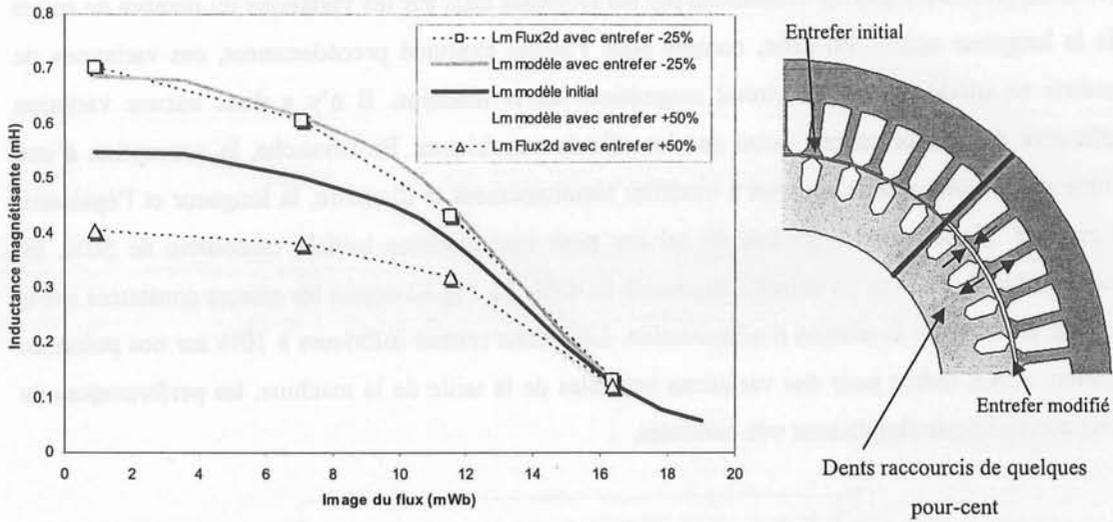


Fig. 30 Impact de la variation de l'épaisseur de l'entrefer de la machine sur l'inductance magnétisante.

2.4.4 Résultats et validation du modèle paramétrique simple.

Pour valider notre modèle paramétrique simple de machine asynchrone, nous avons comparé les écarts sur le couple avec quelques simulations par les éléments finis. Les résultats suivant montrent une très bonne correspondance des résultats pour les variations de l'entrefer seul et du diamètre seul. La courbe de gauche (Fig.31) compare le couple de la machine en fonction de la tension d'alimentation avec des variations du diamètre de $\pm 30\%$. Sur cette gamme de diamètres de machine, les erreurs de couple restent inférieures à 2% alors que la gamme de puissance du moteur varie de façon importante. Sur la courbe de droite, nous avons représenté le couple de la machine en fonction de la tension d'alimentation pour de faibles champs, lorsque l'effet sur la variation de l'entrefer est le plus visible. Nous pouvons remarquer que les écarts de couple restent inférieurs au pour-cent.

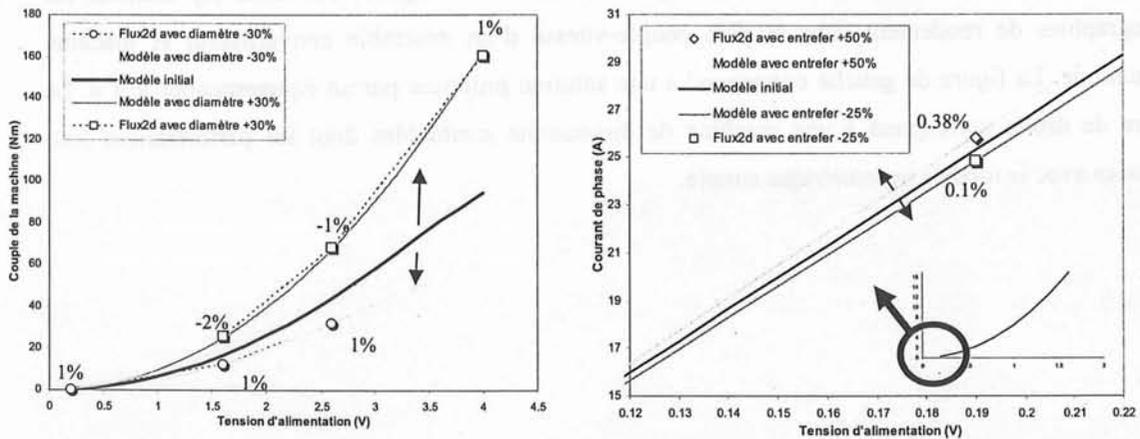


Fig. 31 Validation des modifications du diamètre (à gauche) et de l'entrefer (à droite) de la machine sur le couple du modèle par rapport aux calculs éléments finis ($f=10\text{Hz}$, $g=1$).

Nous ne présentons pas de validations par les éléments finis sur les variations du nombre de spires et de la longueur active. En effet, comme nous l'avons expliqué précédemment, ces variations de géométrie ne modifient pas le circuit magnétique de la machine. Il n'y a donc aucune variation significative des performances, autre que les calculs numériques. En revanche, la conception d'une machine asynchrone amène souvent à modifier simultanément le diamètre, la longueur et l'épaisseur de l'entrefer. Nous avons reproduit un tel cas pour une machine initiale raccourcie de 50%, un diamètre réduit de 30% et un entrefer augmenté de 45%. La Fig.32 donne les erreurs constatées sur le couple en fonction de la tension d'alimentation. Les écarts restent inférieurs à 10% sur nos points de validation. Ainsi, même pour des variations sensibles de la taille de la machine, les performances du modèle paramétrique simple sont très correctes.

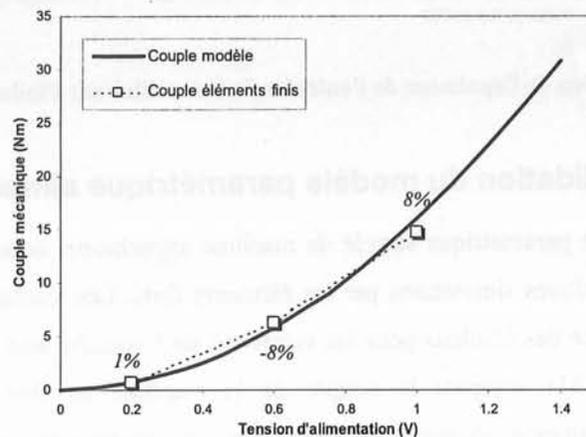


Fig. 32 Validation du couple délivré de la machine ($g=1$, $f=10\text{Hz}$). Comparaison des résultats du modèle et de Flux2d pour une machine avec une longueur active diminuée de 50%, un diamètre diminué de 30% et un entrefer augmenté de 45%.

Pour conclure sur les performances globales du modèle analytique, nous proposons de comparer nos résultats à ceux d'un équipementier automobile. Les deux figures suivantes représentent les cartographies de rendement dans le plan couple-vitesse d'un ensemble convertisseur et machine asynchrone. La figure de gauche correspond à une solution proposée par un équipementier « A ». La figure de droite correspond à une machine de dimensions semblables dont les performances sont évaluées avec le modèle paramétrique simple.

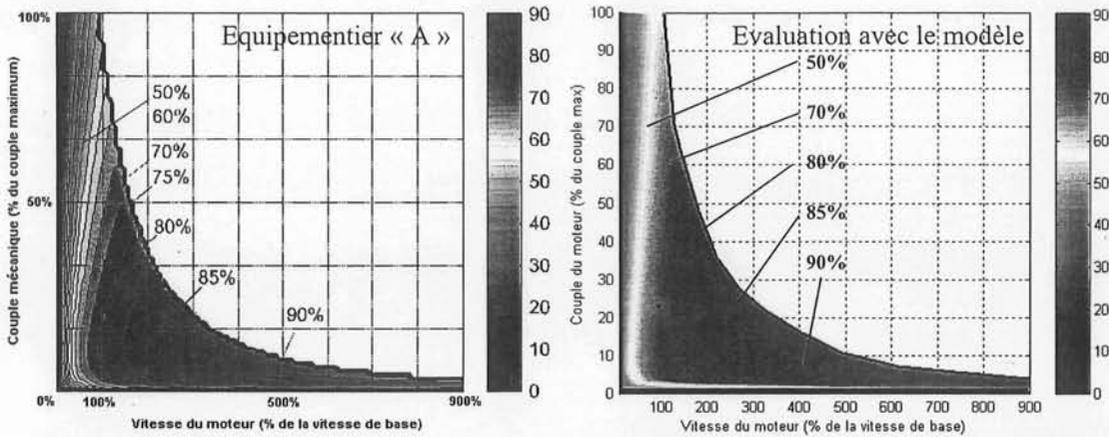


Fig. 33 Comparaison des cartographies de rendement dans le plan couple-vitesse. La figure de gauche correspond aux données d'un équipementier « A ». La figure de droite correspond à une évaluation d'une machine de dimensions semblables avec le modèle paramétrique simple que nous avons utilisé.

Nous avons modifié une géométrie initiale de machine pour que le volume extérieur corresponde à celui de l'équipementier. La structure exacte de la machine n'a pas été communiquée, mais les masses sont semblables. Egalement, nous avons été contraint de prendre des hypothèses pour les pertes dans les câbles, la commande et des pertes dans l'onduleur. Nous utilisons les mêmes conditions de fonctionnement pour la température, la tension d'alimentation et avec le même courant maximale. Nous pouvons constater que les valeurs de rendements sont semblables ; jusqu'à la vitesse de base les rendements varient entre 0% et environ 70%. Au-delà, à haute vitesse, les rendements sont meilleurs et varient entre 70% et 90%.

2.5 Conclusions sur le modèle paramétrique simple.

La modélisation des machines asynchrones que nous avons présentée est basée sur une amélioration d'un modèle analytique linéaire à l'aide d'un nombre limité de simulations par les éléments finis. Nous obtenons alors un modèle analytique non linéaire qui représente le comportement magnétique avec une bonne précision. Les écarts constatés sur le couple sur des points de fonctionnement réalistes ne dépassent pas 5%. Avec ce modèle analytique, nous pouvons déterminer rapidement le rendement de la machine dans tout le plan couple – vitesse.

Dans un deuxième temps, nous avons montré que pour des modifications simples de la géométrie et des paramètres du bobinage, il est possible d'établir un modèle paramétrique analytique sans avoir à recourir à des calculs éléments finis supplémentaires. Ce modèle est particulièrement utile pour estimer la sensibilité d'un dimensionnement de machine, par exemple, pour adapter la structure sur un nouveau cahier des charges. La précision de ce modèle paramétrique simple est de l'ordre de 10% pour des modifications conséquentes des dimensions.



Fig. 2.1. Caractéristiques des machines asynchrones. Les courbes de gauche correspondent au couple et à la puissance en fonction du glissement s . Les courbes de droite correspondent au glissement en fonction du couple.

Il est évident que les courbes de gauche sont plus compliquées que celles de droite. La courbe de gauche correspond au couple et à la puissance en fonction du glissement s . Les courbes de droite correspondent au glissement en fonction du couple.

2.3. Conclusion sur le modèle asynchrone

La modélisation des machines asynchrones est plus complexe que celle des machines synchrones. Elle nécessite la prise en compte de plusieurs phénomènes physiques qui sont souvent négligés dans les modèles simplifiés.

Tout de même, les modèles simplifiés permettent de mieux comprendre le fonctionnement de ces machines et de réaliser des simulations numériques.

3 Modélisation complète des machines asynchrones.

3.1 Objectifs du modèle paramétrique complet et non linéaire.

Le modèle paramétrique simple que nous avons présenté précédemment est utile pour évaluer les performances des machines asynchrones et pour faire des études de sensibilité sur ses dimensions globales – mais il ne permet pas d'optimiser certaines dimensions importantes, telles que la largeur des dents ou l'épaisseur des culasses. Nous allons montrer dans cette partie, qu'il est possible moyennant une analyse supplémentaire des simulations par éléments finis, de compléter notre modèle de machine.

3.1.1 Exemple de géométrie étudiée.

Notre nouveau modèle de machine asynchrone se base sur le modèle présenté dans le deuxième chapitre, mais utilisera un plus grand nombre de paramètres modifiables : les dimensions des dents et des culasses, l'épaisseur et le diamètre de l'entrefer et la longueur de la machine. Nous avons appliqué notre méthode sur une géométrie simple pour faciliter l'écriture du circuit équivalent de réluctances variables. Pour cela, nous utilisons des fonds d'encoche carrés, des dents droites et des becs d'encoche de formes simples (Fig.34).

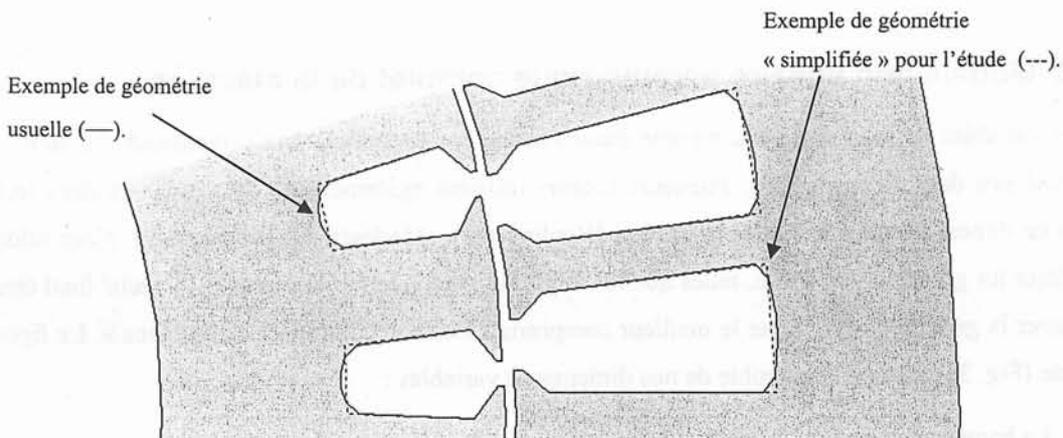


Fig. 34 Exemple de géométrie « simplifiée », telle que utilisée dans nos études paramétriques.

Les conséquences de cette simplification ont été évaluées à partir des simulations par les éléments finis sur les inductances non linéaires de notre modèle, entre une machine « simplifiée » et une machine « normale ». La figure suivante montre les allures des inductances L_m , L_r et L_s dans les deux cas. Sur la machine « normale », nous avons utilisé des fonds d'encoches de formes arrondies au stator et au rotor. Les becs d'encoche du stator de la machine ont également été redessinés pour utiliser des formes arrondies plus complexes que de simples droites. Les variations apparentes sur les paramètres du modèle sont suffisamment faibles pour négliger, au premier ordre, les effets de cette simplification de géométrie.

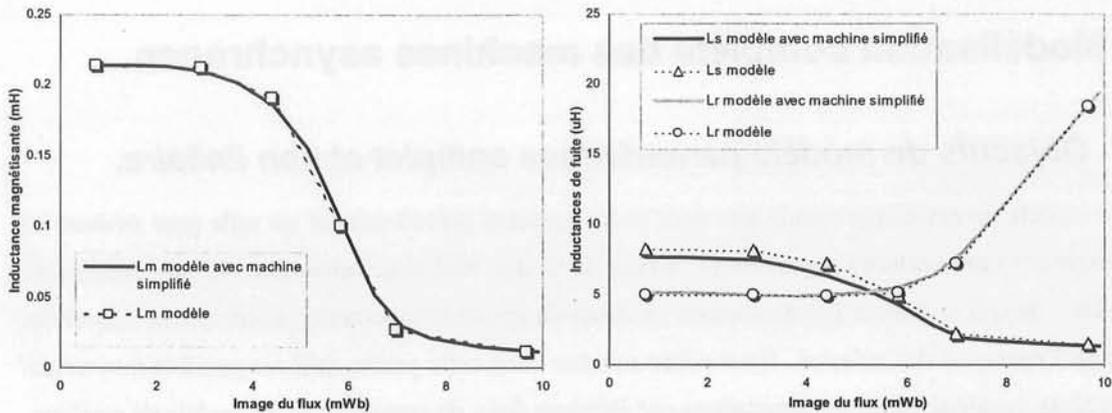


Fig. 35 Influence d'une géométrie simplifiée sur les inductances non linéaires du modèle de la machine.

Les conséquences d'une simplification de la forme des encoches ont également été montrées dans une autre étude [Amrhein]. Dans cet article, la forme des encoches du rotor est optimisée pour une machine pilotée à fréquence variable. Les auteurs comparent deux caractéristiques de couple pour une forme d'encoche « optimisée » et pour une forme d'encoche « optimisée simplifiée ». Les écarts entre les deux cas sont faibles, autant sur les performances de couple que sur les pertes calculées au rotor. Par ailleurs, cette étude montre que l'optimisation sur des formes simples des encoches permet d'établir les gains en performances. Cette constatation simple souligne l'intérêt de notre démarche.

3.1.2 Modèle non linéaire paramétrique complet de la machine.

Les variables de notre nouveau modèle paramétrique correspondent aux dimensions qui sont les plus critiques dans la conception. Plusieurs auteurs utilisent également de tels variables dans leurs études de dimensionnement et d'optimisation [Biedinger-1], [Madescu-1], [Madescu-2]. Nous allons considérer les grandeurs de sortie, telles que le couple, le rendement et la masse. L'objectif final étant de trouver la géométrie qui donne le meilleur compromis « coût – volume – performance ». La figure suivante (Fig. 36) résume l'ensemble de nos dimensions variables :

- La hauteur des dents.
- La largeur des dents.
- L'épaisseur des culasses.
- La forme des becs d'encoche.
- L'épaisseur et le diamètre moyen de l'entrefer.
- La longueur active de la machine.
- Les éléments des têtes de bobine et des anneaux de court-circuit.

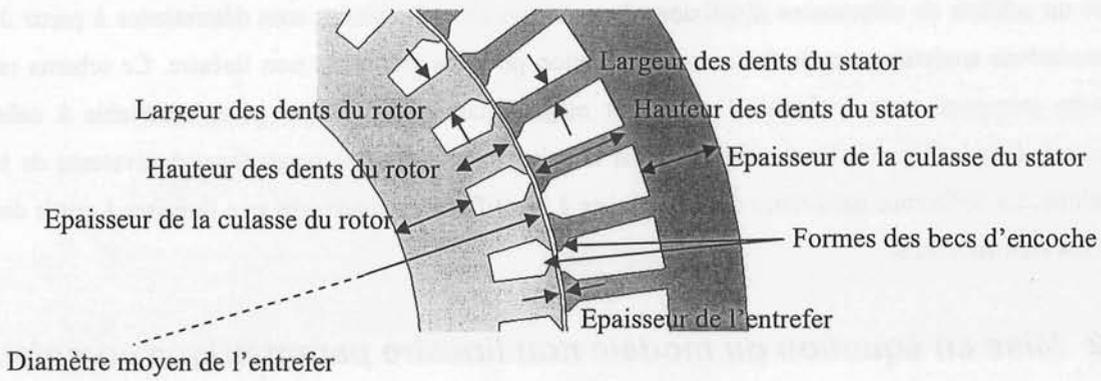


Fig. 36 Représentation des dimensions variables utilisées dans le modèle paramétrique complet de la machine asynchrone.

Nous faisons intervenir ces dimensions variables dans le schéma équivalent de la machine asynchrone de la Fig. 37. Pour cela, nous allons associer les inductances non linéaires avec un sous-modèle de réluctance qui représente le circuit magnétique de la machine en fonctionnement.

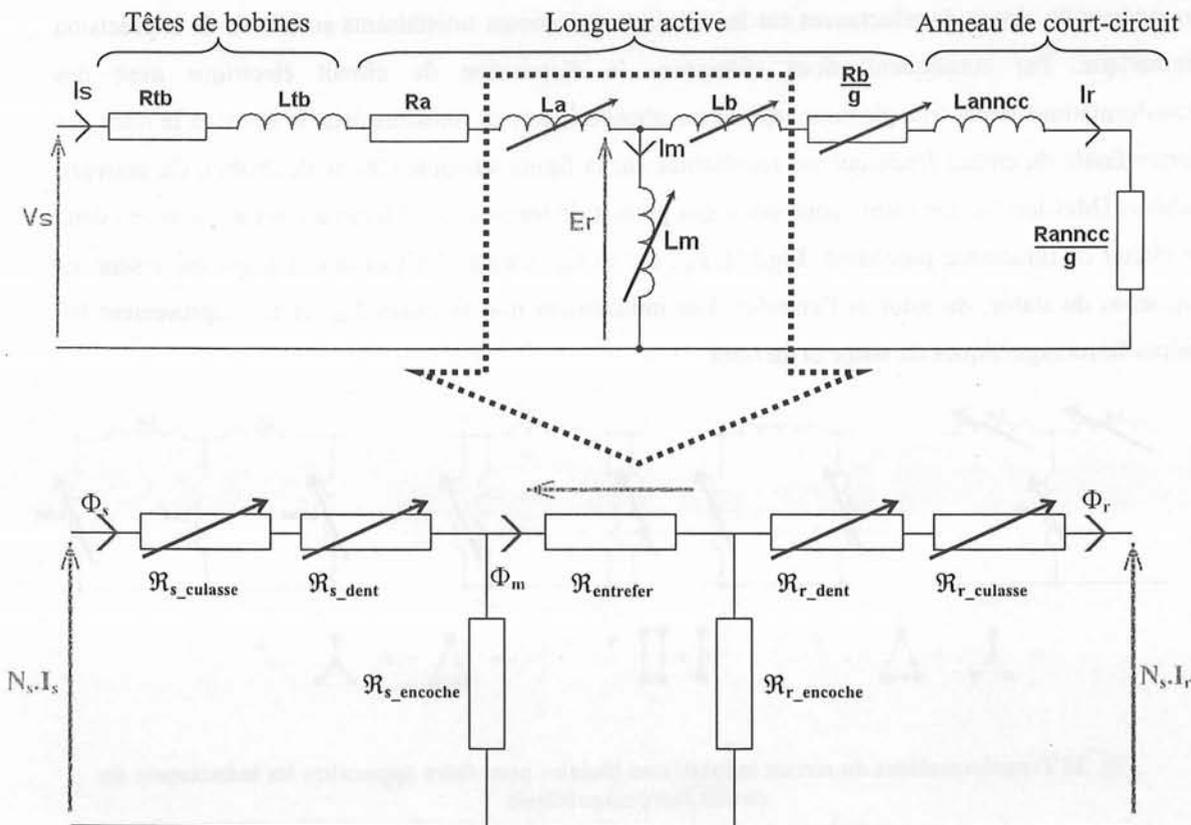


Fig. 37 Modèle paramétrique d'une phase de la machine asynchrone avec une décomposition des inductances non linéaires en un sous-modèle de réluctances schématisé.

Un modèle semblable a été utilisé par McCleer et al pour décrire les performances d'un alterno-démarrateur asynchrone à cage [McCleer]. Dans cette étude, les auteurs établissent le circuit magnétique

avec un schéma de réluctances distribuées. Les valeurs des réluctances sont déterminées à partir de formulations analytiques et de facteurs de saturation pour les grandeurs non linéaire. Ce schéma est ensuite transposé sous la forme d'un circuit magnétique équivalent par pôle, semblable à celui présenté dans la Fig. 37. Nous utilisons ainsi la même représentation magnétique équivalente de la machine. La différence dans notre étude, consiste à identifier les réluctances non linéaires à partir des calculs éléments finis.

3.2 Mise en équation du modèle non linéaire paramétrique complet.

3.2.1 Association du circuit électrique au circuit magnétique.

Notre modélisation paramétrique complète de la machine asynchrone s'appuie sur le modèle simple présenté dans le deuxième chapitre. A partir des allures des inductances non linéaires du circuit électrique, nous procédons aux transformations nécessaires sur les inductances pour identifier les éléments du circuit de réluctances de la Fig. 37. Nous n'avons pas procédé à une identification immédiate du circuit de réluctances car les résultats sont moins satisfaisants au niveau de la précision numérique. Par conséquent, nous changeons la disposition du circuit électrique avec des transformations étoile-triangle pour séparer les phénomènes non linéaires dans le stator et le rotor. La forme finale du circuit électrique est représentée sur la figure suivante (forme de droite). Ce nouveau schéma [McCleer] a une forme appropriée qui permet de transposer directement les inductances dans le circuit de réluctance précédent (Fig.37). L_a' , L_b' et L_m' sont assimilées aux flux qui traversent les encoches du stator, du rotor et l'entrefer. Les inductances non linéaires L_{stat} et L_{rot} représentent les pièces ferromagnétiques du stator et du rotor

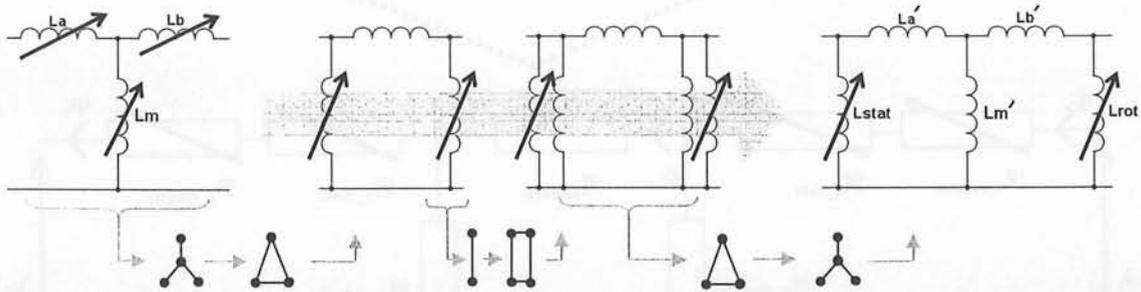


Fig. 38 Transformations du circuit inductif non linéaire pour faire apparaître les inductances du circuit ferromagnétique.

Nous pouvons directement établir les trois inductances constantes L_a' , L_m' et L_b' à partir des valeurs des inductances L_a , L_m et L_b en régime linéaire. On peut alors déduire les inductances non linéaires, L_{stat} et L_{rot} , si nous supposons que ces inductances sont très grandes devant les autres éléments du schéma lorsque le circuit n'est pas saturé (c'est-à-dire que les réluctances des tôles sont négligeables devant celle de l'air $\mathcal{R}_{s_encoche}$, $\mathcal{R}_{entrefer}$ et $\mathcal{R}_{r_encoche}$).

Pour compléter notre modélisation, il est nécessaire de décomposer les réluctances associées aux deux inductances L_{stat} et L_{rot} en plusieurs réluctances représentatives des dents et des culasses (\mathfrak{R}_{s_dent} , $\mathfrak{R}_{s_culasse}$, \mathfrak{R}_{r_dent} et $\mathfrak{R}_{r_culasse}$). Une représentation imagée de cette décomposition est montrée dans la figure suivante (Fig. 39) avec les réluctances $\mathfrak{R}_s = \mathfrak{R}_{s_dent} + \mathfrak{R}_{s_culasse}$ et $\mathfrak{R}_r = \mathfrak{R}_{r_dent} + \mathfrak{R}_{r_culasse}$.

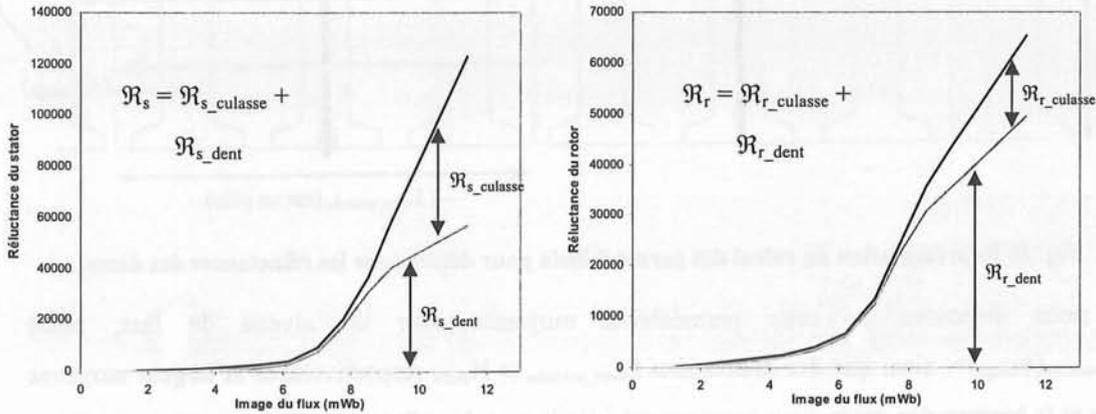


Fig. 39 Exemple de décomposition des réluctances du stator \mathfrak{R}_s et du rotor \mathfrak{R}_r .

3.2.2 Exploitation des calculs éléments finis dans le modèle.

Pour dissocier les réluctances des pièces ferromagnétiques lorsque les tôles magnétiques saturent, nous calculons une perméabilité équivalente dans les dents et dans les culasses avec les calculs éléments finis. Nous avons ainsi une image locale du niveau de saturation. Ces perméabilités équivalentes sont ensuite associées aux longueurs et aux sections des dents et des culasses pour calculer la part de chaque réluctance. Nous distinguons deux méthodes pour déterminer ces perméabilités, une méthode concernant la perméabilité des dents, l'autre méthode concernant la perméabilité des culasses.

Les réluctances dites des « dents » sont composées, en réalité, des dents ferromagnétiques mises en parallèle avec l'air dans les encoches. Lorsque les tôles magnétiques sont très saturées nous avons une perméabilité proche de celle de l'air, il est donc important de considérer cette association en parallèle dans nos calculs. Pour cela, nous calculons la perméabilité relative moyenne sur un chemin curviligne qui passe par le centre géométrique des encoches. L'inverse de cette valeur, dans le calcul de la réluctance équivalente, correspond bien à la mise en parallèle des éléments². Nous estimons ainsi le phénomène magnétique « moyen » de l'ensemble des dents et des encoches en parallèle sur un pôle.

² Par exemple, imaginons deux éléments de même longueur L et surface S avec deux perméabilités différentes μ_1 et μ_2 . La mise en parallèle de ces réluctances pour un flux qui traverse les deux surfaces s'écrit :

$$\mathfrak{R}_{eq} = \frac{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} = \frac{1/\mu_1 \cdot 1/\mu_2}{1/\mu_1 + 1/\mu_2} \cdot \frac{L}{S} = \frac{1}{\mu_1 + \mu_2} \cdot \frac{L}{S} \text{ et se simplifie avec la moyenne : } \mathfrak{R}_{eq} = \frac{1}{\langle \mu \rangle} \cdot \frac{L}{2 \cdot S}$$

Nous avons illustré les zones traversées par le flux sur une machine linéarisée (une encoche par pôle et par phase) sur la figure suivante (Fig. 40).

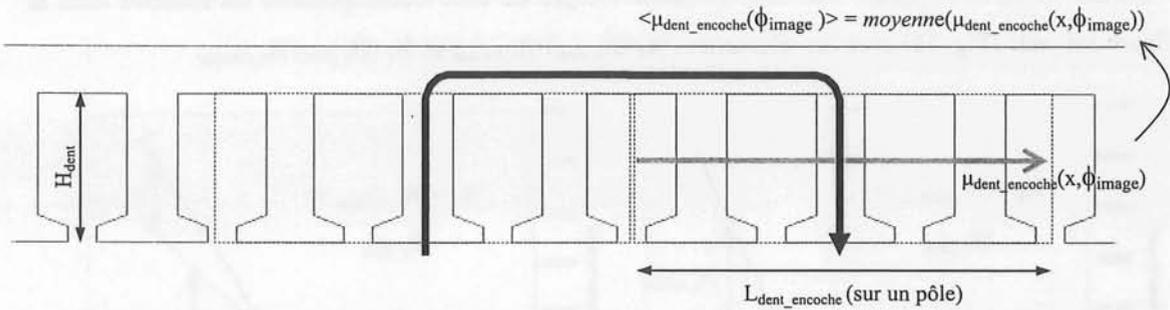


Fig. 40 Représentation du calcul des perméabilités pour déterminer les réluctances des dents.

Si nous disposons de cette perméabilité moyenne pour un niveau de flux, notée $\langle \mu_{dent_encoche}(\phi_{image}) \rangle$, ainsi que des dimensions $L_{dent_encoche}$ et H_{dent} , respectivement la largeur moyenne du pôle et la hauteur des dents, nous pouvons calculer la part des réluctances \mathfrak{R}_{s_dent} au stator et \mathfrak{R}_{r_dent} au rotor. Pour cela, nous calculons les « réluctances équivalentes », notés K_{s_dent} et K_{r_dent} dans les équations (39) et (40). A noter que celles-ci ne représentent pas un élément physique dans la machine, elles sont purement comportementales.

$$K_{s_dent}(\phi_{image}) = \frac{1}{\langle \mu_{dent_encoche_s}(\phi_{image}) \rangle} \cdot \frac{2.H_{dent_s}}{L_{dent_encoche_s} \cdot L_{act}} \quad (39)$$

$$K_{r_dent}(\phi_{image}) = \frac{1}{\langle \mu_{dent_encoche_r}(\phi_{image}) \rangle} \cdot \frac{2.H_{dent_r}}{L_{dent_encoche_r} \cdot L_{act}} \quad (40)$$

Pour calculer les réluctances des culasses, nous supposons qu'elles sont composées de plusieurs petits éléments ferromagnétiques mis en série au dessus des dents et des encoches. Pour cela, nous calculons la moyenne de l'inverse de la perméabilité relative sur un chemin curviligne qui passe par le milieu des culasses. Cette valeur correspond bien à la mise en série des éléments de la réluctance³. Nous avons illustré les zones traversées par le flux sur une machine linéarisée sur la figure suivante (Fig. 41).

³ Par exemple, imaginons deux éléments de même longueur L et surface S avec deux perméabilités différentes μ_1 et μ_2 . La mise en série de ces réluctances pour un flux qui traverse les deux longueurs s'écrit : $\mathfrak{R}_{eq} = \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 = (1/\mu_1 + 1/\mu_2) \cdot \frac{L}{S}$ et se simplifie avec le calcul de la moyenne : $\mathfrak{R}_{eq} = \langle \frac{1}{\mu} \rangle \cdot \frac{2.L}{S}$.

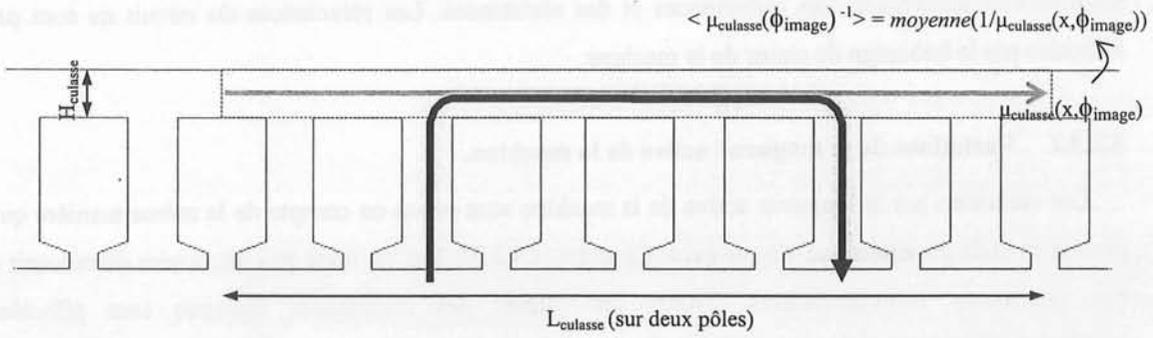


Fig. 41 Représentation du calcul des perméabilités pour déterminer les réluctances des culasses.

Pour calculer les réluctances non linéaires $\mathfrak{R}_{s_culasse}$ et $\mathfrak{R}_{r_culasse}$ nous disposons de la perméabilité équivalente pour un niveau de flux, notée $\langle \mu_{culasse}(\phi_{image})^{-1} \rangle$, ainsi que des dimensions $H_{culasse}$ et $L_{culasse}$, respectivement l'épaisseur et la longueur moyenne de la culasse sur deux pôles. Nous reconstituons les réluctances équivalentes des culasses en (41) et (42).

$$K_{s_culasse}(\phi_{image}) = \left\langle \frac{1}{\mu_{culasse_s}(\phi_{image})} \right\rangle \cdot \frac{L_{culasse_s}}{H_{culasse_s} \cdot L_{act}} \quad (41)$$

$$K_{r_culasse}(\phi_{image}) = \left\langle \frac{1}{\mu_{culasse_r}(\phi_{image})} \right\rangle \cdot \frac{L_{culasse_r}}{H_{culasse_r} \cdot L_{act}} \quad (42)$$

Finalement, nous calculons les valeurs des réluctances $\mathfrak{R}_{s_culasse}$, $\mathfrak{R}_{r_culasse}$, \mathfrak{R}_{s_dent} et \mathfrak{R}_{r_dent} suivant une règle de trois à partir de nos quatre réluctances équivalentes. Ces deux formules sont exprimées dans les équations (43) et (44) pour le stator de la machine. Elles sont analogues pour le rotor. Nous avons ainsi une même dimension physique des réluctances dans tous nos calculs.

$$\mathfrak{R}_{s_dent}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_s(\phi_{image}) \cdot \frac{K_{s_dent}(\phi_{image})}{K_{s_culasse}(\phi_{image}) + K_{s_dent}(\phi_{image})} \text{ en } [H^{-1}] \quad (43)$$

$$\mathfrak{R}_{s_culasse}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_s(\phi_{image}) \cdot \frac{K_{s_culasse}(\phi_{image})}{K_{s_culasse}(\phi_{image}) + K_{s_dent}(\phi_{image})} \text{ en } [H^{-1}] \quad (44)$$

3.2.3 Mise en équation paramétrique des réluctances non linéaires.

Nous disposons maintenant d'un modèle analytique de la machine qui dissocie chaque élément du circuit magnétique équivalent. Nous allons maintenant établir les relations qui lient les différents termes de réluctances aux paramètres variables de la géométrie.

3.2.3.1 Variations du nombre de spires.

Pour une variation du nombre de spires, les conséquences sont les mêmes que pour le modèle paramétrique simple (voir Chapitre II.4.3.1). Les modifications sont directement liées aux

formulations analytiques des inductances et des résistances. Les réluctances du circuit ne sont pas affectées par le bobinage du stator de la machine.

3.2.3.2 Variations de la longueur active de la machine.

Les variations sur la longueur active de la machine sont prises en compte de la même manière que pour le modèle paramétrique simple (voir Chapitre II.4.3.3). Il n'est donc pas nécessaire de recourir à des validations supplémentaires. Toutes les valeurs des réluctances linéaires sont affectées proportionnellement à la longueur active. En ce qui concerne les grandeurs non linéaires, pour prendre en compte la variation de surface active, nous déplaçons le coude de variation dans le rapport de la longueur réduite λL_{act} . Nous avons décrit ci-dessous cette modification dans l'équation de la réluctance ferromagnétique du stator.

$$\mathfrak{R}_s(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_{s0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda L_{act}} \right) \cdot \frac{1}{\lambda L_{act}} \text{ en } [H^{-1}] \quad (45)$$

3.2.3.3 Variations des dimensions des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit.

Les variations sur les éléments extérieurs sont prises en compte de la même manière que pour le modèle paramétrique simple (voir Chapitre II.4.3.2). Les éléments des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit sont déterminés par des formules analytiques, les modifications sont donc calculés par rapport aux variations de ces formules.

3.2.3.4 Variations des dimensions des culasses.

Les réluctances des culasses sont modifiées dans deux cas de figures : pour une variation du diamètre moyen et pour une variation de la section de la culasse. Nous pouvons dissocier les deux phénomènes dans l'écriture de ces réluctances. Nous définissons ainsi $\lambda H_{culasse}$ et $\lambda R_{culasse}$, respectivement l'épaisseur réduite (par rapport à l'épaisseur d'origine) et le rayon moyen réduit de la culasse. Ces variations se traduisent sur les réluctances $\mathfrak{R}_{s_culasse}$ et $\mathfrak{R}_{r_culasse}$ comme décrit ci-dessous.

$$\mathfrak{R}_{s_culasse}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_{s_culasse0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda H_{culasse_s}} \right) \cdot \frac{\lambda R_{culasse_s}}{\lambda H_{culasse_s}} \quad (46)$$

$$\mathfrak{R}_{r_culasse}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_{r_culasse0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda H_{culasse_r}} \right) \cdot \frac{\lambda R_{culasse_r}}{\lambda H_{culasse_r}} \quad (47)$$

Les effets de ces variations sont validés par de nouveaux calculs éléments finis sur une géométrie modifiée. Dans la figure suivante (Fig. 42), nous présentons l'évolution des réluctances non linéaires \mathfrak{R}_s et \mathfrak{R}_r du modèle pour deux machines : la machine initiale et une autre machine ayant des épaisseurs de culasses augmentées de 80% au rotor et 50% au stator. De fait, ces variations ont aussi modifié les

rayons moyens des culasses ; 5% au stator et -13% au rotor. Pour être complet, la démarche a été appliquée sur deux types de machines, l'une avec des dents larges (devant les culasses) et l'autre avec des dents étroites (qui saturent avant les culasses).

Les résultats sont très convaincants, bien que les variations des dimensions soient très grandes. Dans un processus d'optimisation, les variations des dimensions seront certainement plus faibles, mais nous avons ainsi montré que la sensibilité globale du modèle est correcte. La principale divergence entre les courbes du modèle paramétrique et les résultats des validations est constatée lorsque la machine est très saturée. Ce mode de fonctionnement correspond au démarrage de la machine à faible vitesse. Les courants sont élevés mais les fréquences restent faibles, de même que pour les inductances du modèle. Les réactances seront en conséquence assez faibles devant les parties résistives : une validation complète du modèle ne pourra donc se faire que sur un bilan de puissance.

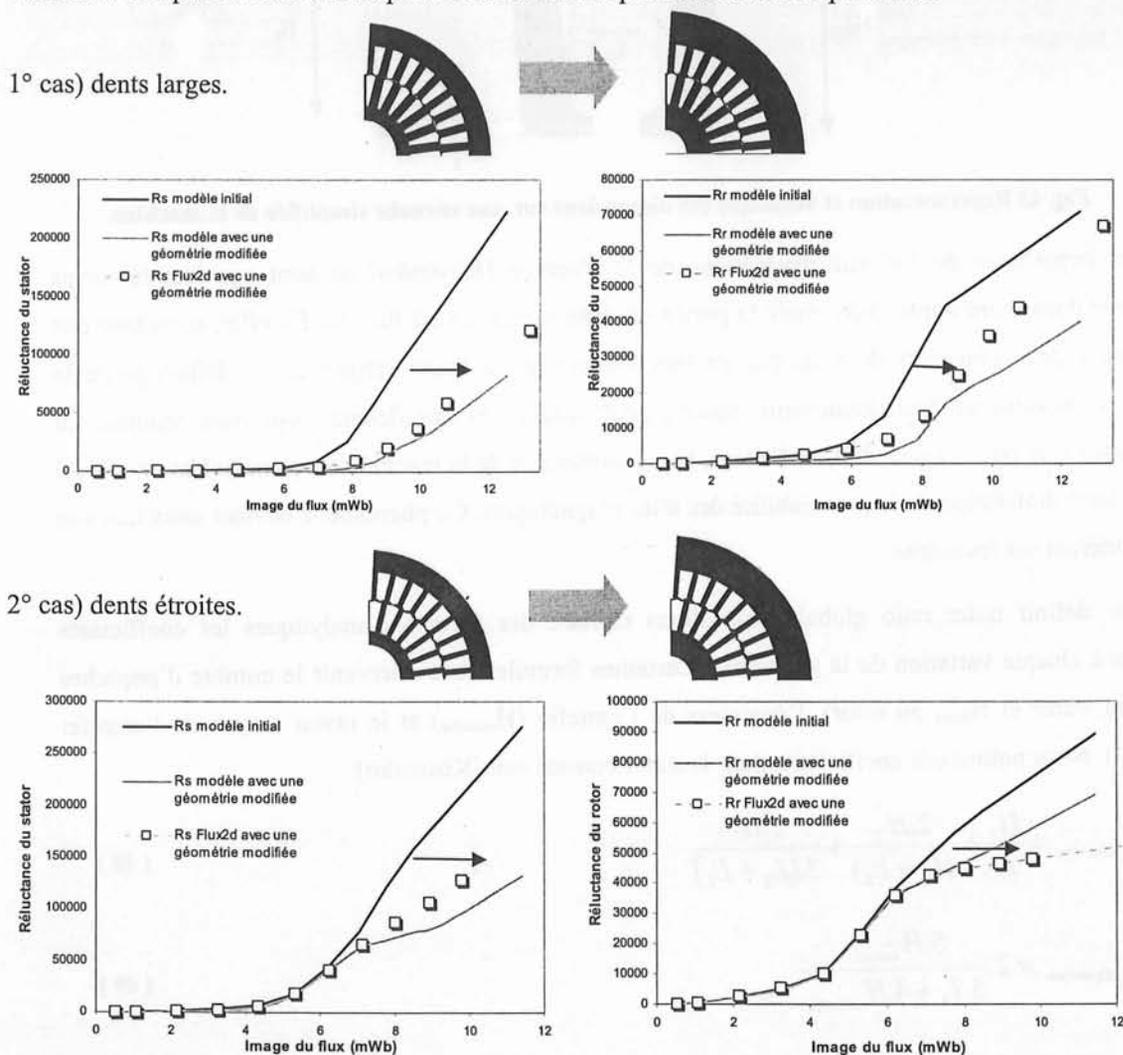


Fig. 42 Validation des réluctances pour des variations des dimensions des culasses. Epaisseur des culasses : +50% au stator et +80% au rotor. Rayon moyen des culasses : +5% au stator et -13% au rotor.

3.2.3.5 Variations des dimensions des becs d'encoche.

Les variations de la forme des becs d'encoches auront une influence sur les réductances équivalentes de l'air. Pour calculer les variations sur ces éléments, nous définissons un coefficient composé des différents phénomènes qui créent les flux de fuites. Notre méthodologie se base sur les formulations analytiques des inductances de fuites proposées par Kostenko [Kostenko]. L'auteur décompose les réductances en plusieurs types : les fuites d'encoche, les fuites de dispersion dans l'entrefer, les fuites différentielles, les fuites zigzags. Pour cela nous allons considérer une encoche simplifiée avec les notations présentées sur la figure suivante.

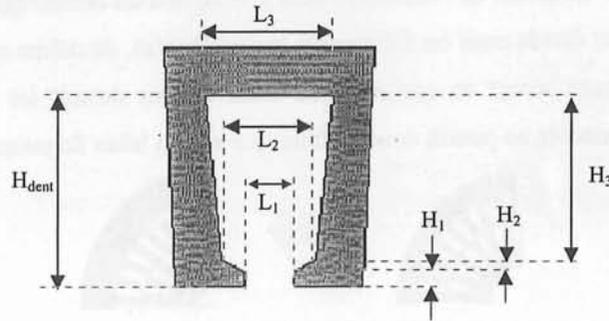


Fig. 43 Représentation et notations des dimensions sur une encoche simplifiée de la machine.

Les hypothèses de linéarité magnétique de la machine [Kostenko] ne sont pas tout le temps vérifiées dans notre application, mais la portée de cette remarque est limitée. En effet, nous pouvons distinguer principalement deux modes de fonctionnement : à haute fréquence, le défluxage de la machine suppose un fonctionnement linéaire pour lequel ces coefficients sont bien adaptés. En revanche, avec des densités de flux élevées, le comportement de la machine est principalement affecté par la forte diminution de la perméabilité des tôles magnétiques. Ce phénomène devient alors très vite prépondérant sur les autres.

Pour définir notre ratio global, nous allons extraire des formules analytiques les coefficients propres à chaque variation de la géométrie. Certaines formules font intervenir le nombre d'encoches (N_{enc} au stator et N_{barre} au rotor), l'épaisseur de l'entrefer ($H_{entrefer}$) et le rayon moyen de l'entrefer ($R_{entrefer}$). Nous notons ces coefficients pour le stator comme suit [Kostenko]:

$$C_{s_encoche} = \frac{H_1}{L_1} + \frac{2.H_2}{(L_1 + L_2)} + \frac{2.H_3}{3.(L_2 + L_3)} \quad (48)$$

$$C_{s_dispersion} = 2. \frac{5.H_{entrefer}}{5.L_1 + 4.H_{entrefer}} \quad (49)$$

$$C_{s_différentielle} = 0.0025. \frac{R_{entrefer}.N_{enc}}{4.\pi.p^2.H_{entrefer}} \quad (50)$$

$$C_{s_zigzag} = \left(\frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot (R_{entrefer} + \frac{H_{entrefer}}{2}) - L_1 \right)^2 \cdot \left(16\pi \cdot H_{entrefer} \cdot (R_{entrefer} + \frac{H_{entrefer}}{2}) \right)^{-1} \quad (51)$$

La démarche est semblable en tout point pour les calculs au rotor. On définit ensuite les valeurs réduites $\lambda C_{s_encoche}$ et $\lambda C_{r_encoche}$ que l'on applique sur les réductances de fuite du stator ($\mathfrak{R}_{s_encoche}$) et du rotor ($\mathfrak{R}_{r_encoche}$), comme dans les formules (52) et (53) suivantes pour le stator.

$$\lambda C_{s_encoche} = \frac{C_{s_encoche0} + C_{s_dispersion} + C_{s_différentielle} + C_{s_zigzag0}}{C_{s_encoche} + C_{s_dispersion} + C_{s_différentielle} + C_{s_zigzag}} \quad (52)$$

$$\mathfrak{R}_{s_encoche} = \mathfrak{R}_{s_encoche0} \cdot \lambda C_{s_encoche} \quad (53)$$

3.2.3.6 Variations de l'épaisseur et du rayon moyen de l'entrefer.

Les variations sur l'épaisseur et le rayon moyen de l'entrefer modifient la réductance $\mathfrak{R}_{entrefer}$. Pour cela, nous définissons les valeurs réduites $\lambda H_{entrefer}$ et $\lambda R_{entrefer}$, respectivement pour l'épaisseur et le rayon moyen de l'entrefer.

$$\mathfrak{R}_{entrefer} = \mathfrak{R}_{entrefer0} \cdot \frac{\lambda H_{entrefer}}{\lambda R_{entrefer}} \quad (54)$$

3.2.3.7 Variations des dimensions des dents.

Les variations des dimensions des dents utilisent des formules similaires à celles des culasses. On définit les valeurs réduites λL_{dent_s} et λH_{dent_s} , concernant respectivement la nouvelle largeur des dents et la nouvelle hauteur de dent. Ces variations interviennent directement dans l'écriture des réductances \mathfrak{R}_{s_dent} et \mathfrak{R}_{r_dent} sous la forme suivante :

$$\mathfrak{R}_{s_dent}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_{s_dent0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda L_{dent_s}} \right) \cdot \frac{\lambda H_{dent_s}}{\lambda L_{dent_s}} \quad (55)$$

$$\mathfrak{R}_{r_dent}(\phi_{image}) = \mathfrak{R}_{r_dent0} \left(\frac{\phi_{image}}{\lambda L_{dent_r}} \right) \cdot \frac{\lambda H_{dent_r}}{\lambda L_{dent_r}} \quad (56)$$

Pour valider le comportement que nous avons décrit ci-dessus, nous avons testé deux cas de modifications des largeurs des dents du stator et du rotor. Pour être plus complet, la démarche a été appliquée sur deux épaisseurs des culasses, l'une avec des culasses larges (devant les dents) et l'autre avec des culasses étroites (qui saturent avant les dents).

Les résultats de ces calculs sont analogues à ceux présentées pour la culasse. La sensibilité globale du modèle est correcte et la principale divergence est constatée lorsque la machine est très saturée. La

validation complète du modèle se fera là aussi sur un bilan de puissance (voir 3.2.3.4). Dans la figure suivante (Fig. 44), nous présentons l'évolution des réductances non linéaires \mathfrak{R}_s et \mathfrak{R}_r du modèle.

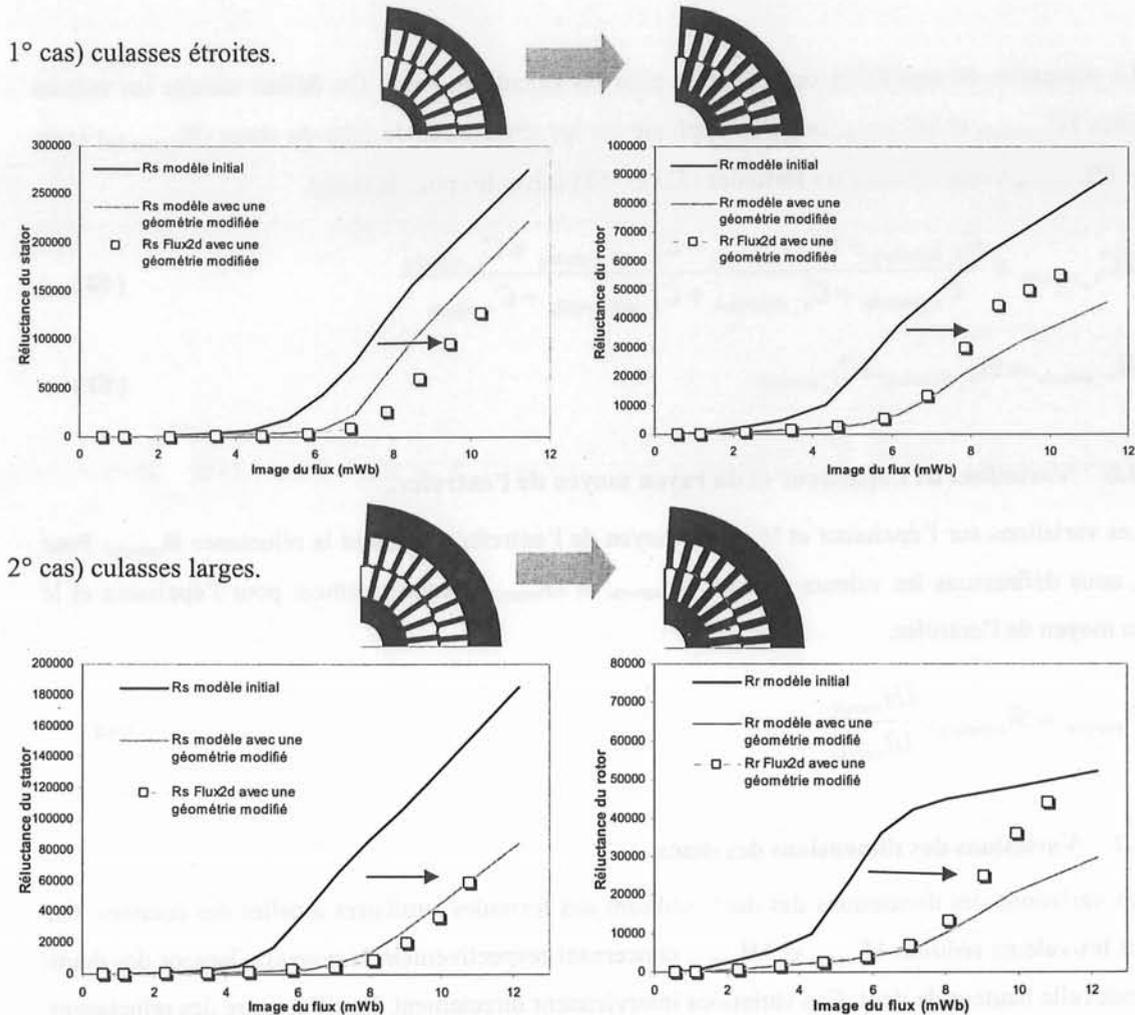


Fig. 44 Validation des réductances pour des variations de la largeur des dents. Largeur : +65% au stator et +50% au rotor.

3.3 Résultats et validation.

3.3.1 Validation des variations de paramètres sur le couple.

La variation simultanée de plusieurs grandeurs géométriques nous donne une idée sur la validité de notre représentation magnétique de la machine. Les phénomènes de non linéarité mis en jeux sont complexes et de faibles modifications peuvent changer de manière importante les trajectoires de flux dans la machine. D'après tous nos essais de validation, les variations sur les courbes de réductances sont quasi systématiquement modifiées dans la bonne direction. Pour illustrer un résultat type, nous

avons représenté les réluctances \mathcal{R}_s et \mathcal{R}_r pour deux modifications différentes : pour une géométrie très peu modifiée et une géométrie avec de grandes variations sur les dimensions.

Dans le premier cas, nous avons utilisé une géométrie initiale que nous avons ensuite modifiée avec un logiciel d'optimisation pour répondre à un cahier des charges. Les dimensions de la machine sont seulement très légèrement modifiées : la longueur active est 2% plus longue. Nous avons modifié la hauteur des dents de 1% au stator et de -4% au rotor. L'épaisseur des culasses est diminuée de 1% au stator et de 2% au rotor. Enfin, la largeur des dents a été augmentée de 3% au stator et 14% au rotor. Nous pouvons remarquer que les résultats sur les réluctances du modèle, présentés sur la figure suivante, sont très corrects. Les écarts entre le modèle paramétrique et les calculs éléments finis sont peu significatifs.

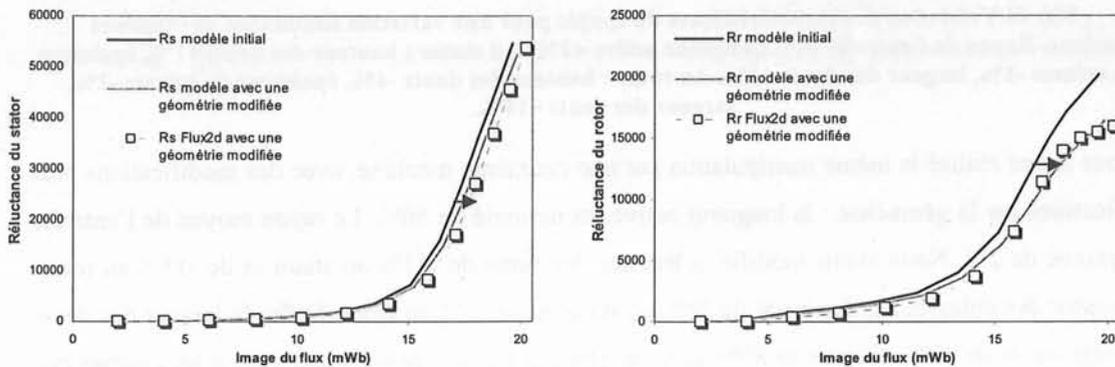


Fig. 45 Validation des réluctances pour une variation simultanée de plusieurs dimensions. Rayon de l'entrefer 0%. Longueur active +2%. Au stator : hauteur des dents +1%, épaisseur de culasse -1%, largeur des dents +3%. Au rotor : hauteur des dents -4%, épaisseur de culasse -2%, largeur des dents +14%.

La validation finale de notre modèle paramétrique se fait sur le bilan de puissance de la machine. Nous avons représenté cinq caractéristiques du couple en fonction du glissement sur la figure suivante (Fig. 46). Ces courbes sont représentées dans le plan couple-vitesse du moteur, délimité par une courbe en pointillée. Nous comparons le modèle paramétrique modifié avec le modèle de validation basé sur les calculs éléments finis de la nouvelle géométrie. Les écarts les plus importants sont de l'ordre de 1%, ce qui est très acceptable. Nous avons donc un modèle paramétrique électromagnétique parfaitement convenable et qui reproduit correctement les performances en couple.

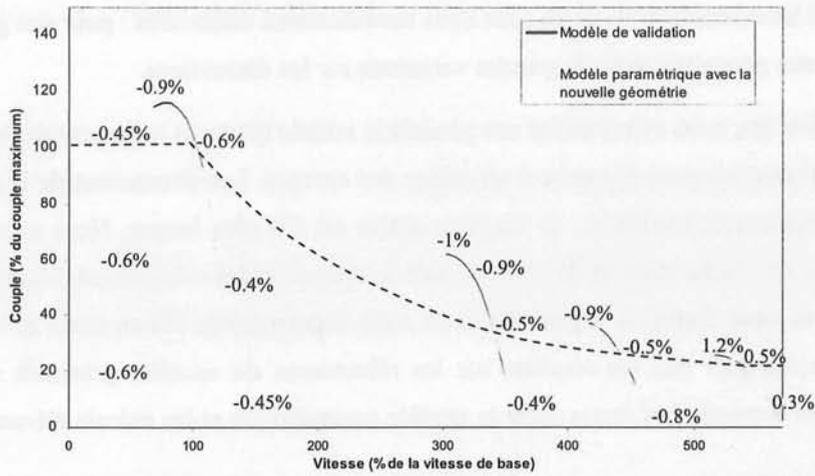


Fig. 46 Validation des caractéristiques du couple pour une variation simultanée de plusieurs dimensions. Rayon de l'entrefer 0%. Longueur active +2%. Au stator : hauteur des dents +1%, épaisseur de culasse -1%, largeur des dents +3%. Au rotor : hauteur des dents -4%, épaisseur de culasse -2%, largeur des dents +14%.

Nous avons réalisé la même manipulation sur une deuxième machine, avec des modifications plus significatives sur la géométrie : la longueur active est diminuée de 50%. Le rayon moyen de l'entrefer est diminué de 2%. Nous avons modifié la hauteur des dents de -21% au stator et de -15% au rotor. L'épaisseur des culasses est diminuée de 28% au stator et de 60% au rotor. Enfin, la largeur des dents a été augmentée de 60% au stator et 33% au rotor. Dans la Fig. 47, nous avons reporté les courbes des réluctances \mathcal{R}_s et \mathcal{R}_r . Les variations globales sont correctement représentées, bien que le modèle surestime l'élévation de la réluctance \mathcal{R}_r autour du coude de saturation (noté par un \mathcal{N}).

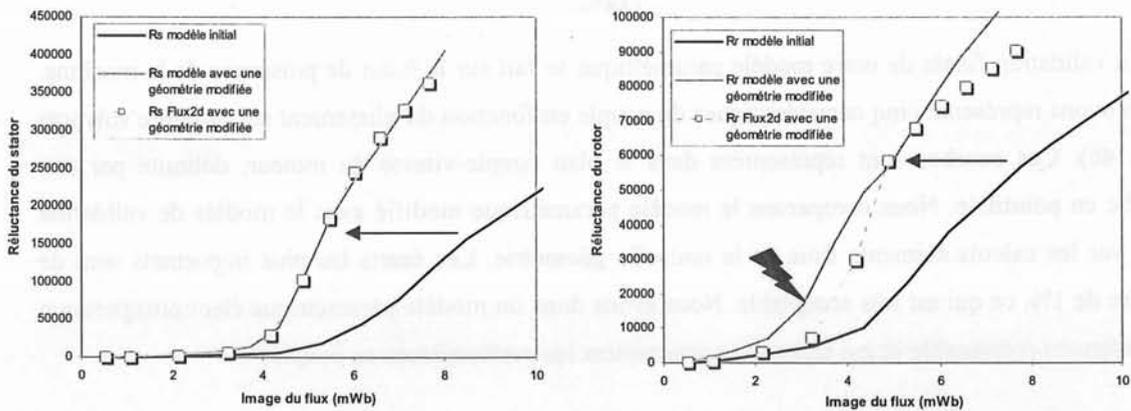


Fig. 47 Validation des réluctances pour une variation simultanée de toutes les dimensions. Rayon de l'entrefer -2%. Longueur active -50%. Au stator : hauteur des dents -21%, épaisseur de culasse +28%, largeur des dents +60%. Au rotor : hauteur des dents -15%, épaisseur de culasse +60%, largeur des dents +33%.

Pour compléter cette validation du modèle, nous avons calculé le couple délivré par la machine autour de deux points de fonctionnement critiques. La figure de gauche représente le couple en fonction du glissement autour du point de fonctionnement à puissance maximale délivrée à la vitesse

maximale. La tension est limitée par la tension disponible de la batterie (V_{Smax}). Dans ce fonctionnement, la machine est fortement défluxée. Les erreurs sur le couple, entre le modèle paramétrique et les calculs Flux2d, sont de l'ordre de -7% alors que le modèle recalé ne présente plus que des erreurs inférieures à -3%. Sur la courbe de droite, nous avons représenté une variation autour du couple maximal à la vitesse de base ($\Omega_{max}/8$). La machine est alors dans le cas critique de fonctionnement en ce qui concerne la saturation. Nous avons superposé les résultats du modèle paramétrique avec les calculs éléments finis. Les écarts sont de l'ordre de -12% à -16%, ce qui représente des erreurs de couple très acceptable vis-à-vis des grandes variations qui sont imposées sur les dimensions de la machine. Nous verrons dans le dernier chapitre comment remédier à ces erreurs dans le dimensionnement des machines électriques.

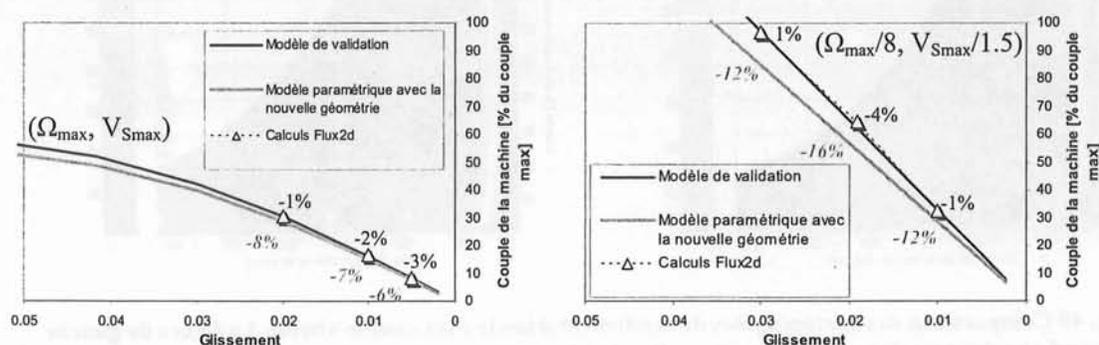


Fig. 48 Validation des caractéristiques du couple pour une variation simultanée de plusieurs dimensions. Rayon de l'entrefer -2%. Longueur active -50%. Au stator : hauteur des dents -21%, épaisseur de culasse +28%, largeur des dents +60%. Au rotor : hauteur des dents -15%, épaisseur de culasse +60%, largeur des dents +33%.

Pour valider notre modèle paramétrique, nous avons évalué les écarts sur le couple de la machine par rapport aux calculs éléments finis. En conclusion, les résultats montrent que nous avons une bonne représentation électromagnétique, même pour les points de fonctionnement saturés. Les écarts sont de l'ordre de la dizaine de pour-cent lorsque les variations des dimensions sont très importantes. Cette erreur est ramenée à seulement quelques pour-cent, lorsque les variations sont moins prononcées. Dans tous les cas, la précision du modèle paramétrique reste acceptable.

3.3.2 Utilisation du modèle paramétrique complet.

Pour illustrer les performances de notre modèle paramétrique complet sur une application automobile, nous avons essayé de concevoir une machine asynchrone comparable à une machine proposée par un équipementier. Nous avons travaillé avec une masse et des dimensions extérieures (longueur, diamètre intérieur et extérieur) identiques. En revanche, nous ne connaissons pas les dimensions exactes des dents et des culasses, ni le nombre de spires. Les cartographies de rendement à notre disposition correspondent à l'association d'une machine électrique avec son onduleur de puissance. Pour ce cas, nous disposons d'un modèle précis des pertes d'un onduleur avec une

technologie proche de celle de l'équipementier. Malheureusement, nous ne connaissons pas exactement les lois de commande, les éléments du filtre, les pertes dans la connectique. Toutes ces inconnues sont susceptibles d'introduire des différences dans la comparaison des résultats.

Dans la Fig. 49, la cartographie de rendement de gauche correspond à l'équipementier « B ». Dans la figure de droite, nous avons utilisé notre modèle paramétrique complet avec lequel nous avons modifié une géométrie pour satisfaire le cahier des charges. Nous obtenons une très bonne corrélation de nos résultats.

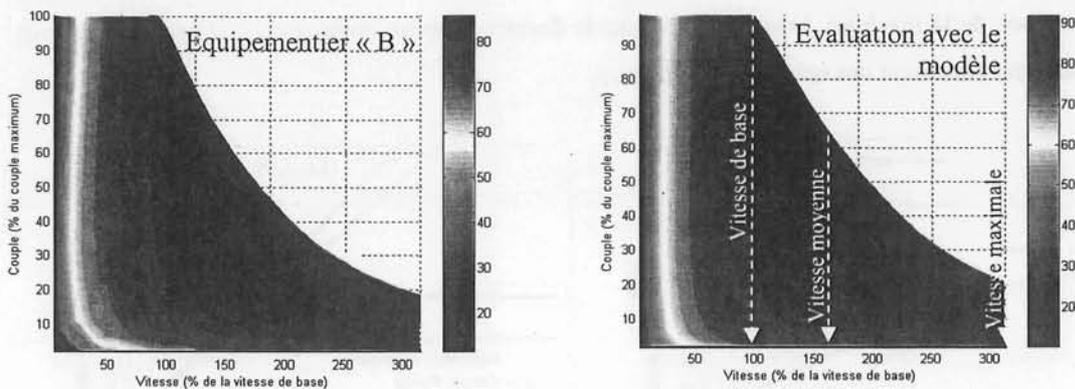


Fig. 49 Comparaison des cartographies de rendement dans le plan couple-vitesse. La figure de gauche correspond aux données d'un équipementier « B ». La figure de droite correspond à une évaluation d'une machine de dimensions semblables avec le modèle paramétrique complet que nous avons développé.

Nous pouvons comparer les mesures de l'équipementier et nos calculs au modèle paramétrique sur la caractéristique du couple en fonction du courant de phase dans la machine. Nous avons relevé trois courbes qui correspondent à différents fonctionnements de la machine, notamment à haute vitesse avec un fort défluxage et à faible vitesse avec un flux élevé.

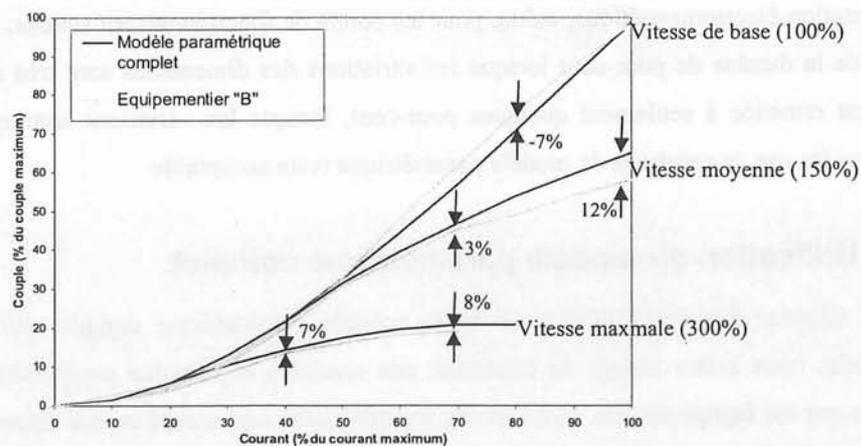


Fig. 50 Comparaison des caractéristiques de couple en fonction du courant de phase ; entre un équipementier « B » et notre modèle paramétrique pour une machine de dimensions semblables.

Les écarts en couple sont de l'ordre de grandeur de 7%. Le résultat le moins bon est obtenu à vitesse moyenne au courant maximal (12% d'erreur). Nous avons cependant une mauvaise connaissance des dimensions réelles des encoches et des pertes de l'onduleur utilisé par l'équipementier. La comparaison serait évidemment plus pertinente si nous pouvions comparer les performances de la machine seule, sans l'onduleur. Pour conclure, notre modèle reproduit de manière satisfaisante les performances de la machine asynchrone sur cette application.

3.4 Conclusions et perspectives pour le modèle paramétrique.

Nous avons élaboré un modèle paramétrique non linéaire de machine asynchrone en vue de faire de du pré-dimensionnement et de l'optimisation. Nous avons un grand nombre de paramètres géométriques variables : la forme des dents, les dimensions des culasses, etc. (22 paramètres modifiables au total). La démarche d'identification du modèle a été mise au point sur une géométrie simple de machine. Elle utilise une identification des perméabilités des pièces ferromagnétiques par la méthode des éléments finis pour déterminer la part de chaque réluctance du circuit équivalent. Nous avons ensuite établi les relations qui lient les dimensions de la géométrie aux termes des réluctances.

Les variations sur la géométrie ont été testées et vérifiées individuellement par comparaison avec des calculs éléments finis. Les performances sont très acceptables pour des petites modifications de la géométrie. Cette précision se détériore pour des variations importantes, mais nous pouvons contourner ce problème dans notre procédure d'optimisation par un recalage du modèle avec de nouveaux calculs éléments finis. Nous développerons cette dernière problématique dans le dernier chapitre pour réaliser un pré-dimensionnement d'une machine électrique pour un véhicule hybride, au meilleur compromis « coût – volume – performance ».

Le premier objectif de ce chapitre est de présenter la démarche d'optimisation à modèle recalé appliquée au dimensionnement des machines asynchrones. Cette démarche est basée sur la résolution d'un problème d'optimisation à plusieurs critères, sous contraintes, en utilisant un algorithme de type génétique. Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus par la méthode traditionnelle de dimensionnement.

3.1. Présentation de la démarche d'optimisation à modèle recalé

La démarche d'optimisation à modèle recalé est basée sur la résolution d'un problème d'optimisation à plusieurs critères, sous contraintes, en utilisant un algorithme de type génétique. Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus par la méthode traditionnelle de dimensionnement.

La démarche d'optimisation à modèle recalé est basée sur la résolution d'un problème d'optimisation à plusieurs critères, sous contraintes, en utilisant un algorithme de type génétique. Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus par la méthode traditionnelle de dimensionnement.

4 Démarche d'optimisation à modèle recalé : application au dimensionnement des machines asynchrones.

Maintenant que nous avons à notre disposition un modèle paramétrique complet de machine asynchrone avec un nombre suffisant de variables d'entrée, nous pouvons nous poser la question :

« *Comment dimensionner au plus juste une machine sur un cahier des charges de véhicule hybride ?* »

Notre démarche se situe dans la continuité des travaux présentés dans le chapitre III. Nous allons utiliser notre modèle analytique pour optimiser rapidement une géométrie. Nous allons remédier aux pertes éventuelles de la précision par des recalages successifs de ce modèle avec les calculs éléments finis. Cette démarche originale a été testée sur plusieurs dimensionnements de machines asynchrones.

4.1 Optimisation des machines asynchrones.

4.1.1 Objectif et contraintes d'optimisation des machines asynchrones.

L'objectif que nous avons énoncé dans le chapitre I est de concevoir une machine asynchrone à cage au meilleur compromis coût – volume – performance. Dans le domaine automobile, le coût ou la masse sont souvent les critères les plus significatifs à optimiser. Dans ce cas, les performances à obtenir et le volume du système peuvent être contraints sur plusieurs points de fonctionnement. Notre problème d'optimisation peut alors se mettre sous la forme suivante :

Minimiser le coût ... et *répondre* aux performances du cahier des charges (couple₁, vitesse₁, couple₂, vitesse₂, etc.).
ou
Minimiser la masse ... et *trouver* la commande (tension, fréquence, etc.).
et *s'intégrer* dans la chaîne de traction (volume, etc.).
et *respecter* les contraintes de fabrication des machines (bobinage, etc.).

Dans notre modélisation, on écrit la fonction objectif « coût de la machine » paramétrée par quatre coefficients qui dépendent des coûts de fabrication et qui s'appliquent sur les masses du cuivre, des tôles et de l'aluminium. Ce résultat est déduit d'un modèle plus complet que nous avons rendu linéaire et simplifié.

$$\text{Coût} = a.M_{\text{cuivre}} + b.M_{\text{tôles}} + c.M_{\text{aluminium}} + d \quad (57)$$

Dans le cahier des charges, il nous est imposé de respecter le courant maximal de l'onduleur et de dissiper des pertes raisonnables dans le système de refroidissement de la machine. Typiquement, cela se traduit par une évaluation très précise du compromis « fer – cuivre » et « fer – aluminium » dans le volume disponible pour le moteur. Pour assurer une convergence vers des machines « réalistes », on s'impose quelques contraintes sur la géométrie des encoches, par exemple, les encoches doivent être

suffisamment ouvertes pour pouvoir enfiler le bobinage du stator. Pour résumer, le cahier des charges type d'un véhicule hybride se met sous une forme schématique, comme dans la figure suivante.

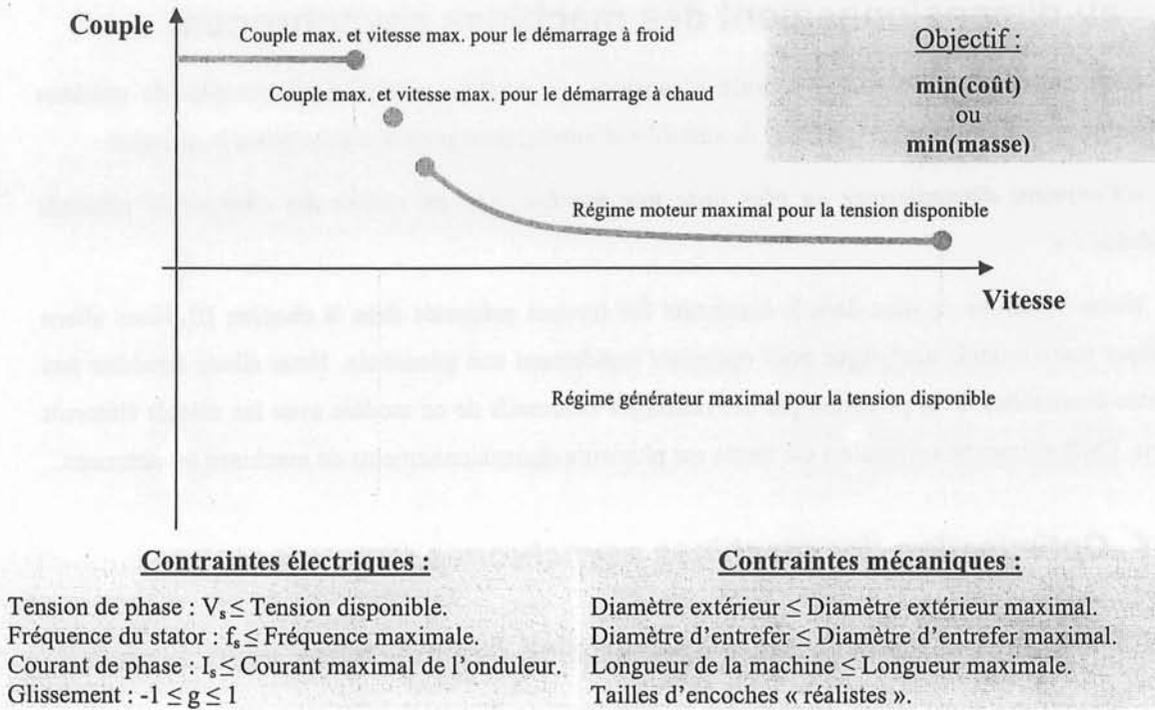


Fig. 51 Exemple de cahier des charges d'une machine électrique pour un véhicule hybride.

Un cahier des charges précis dépend en définitive du type et du degré d'hybridation du véhicule. Dans tout les cas, suivant le mode de fonctionnement de la machine (faible vitesse, haute vitesse, moteur, générateur, ...) nous utilisons des contraintes d'optimisation différentes. Ainsi, on se place toujours dans un cas de fonctionnement défavorable ou critique.

Par exemple, pour le mode moteur, nous devons fournir la pleine puissance sous une faible tension disponible, tout en respectant le courant nominal dans l'onduleur. Les conditions de fonctionnement sont différentes lors d'un démarrage à froid. Nous devons fournir un couple élevée pour mettre en marche le moteur thermique dans les conditions extrêmes. Nous supposons que la batterie est pratiquement déchargée. Nous acceptons alors, pendant une courte durée, un courant de phase plus élevé que sa valeur nominale. Cette durée correspond à la constante de temps thermique de l'onduleur.

Pour évaluer correctement les pertes à évacuer dans le système, il faut connaître les cycles routiers critiques. Un fonctionnement prolongé en mode générateur, par exemple dans une longue descente montagneuse, dimensionne souvent le système de refroidissement de la machine [Chen]. Une simplification usuelle de ce problème consiste alors à limiter les densités courant en régime permanent dans le stator [Biedinger-1]. La validation définitive du dimensionnement pour des cycles réalistes se fera a posteriori avec les outils de simulations appropriés [Pugsley-1].

4.1.2 Vers le concept d'une optimisation à modèle recalé.

Nous pouvons distinguer trois approches dans la conception : le modèle analytique (peu précis mais rapide), le modèle par les éléments finis (précis mais peu rapide) et le prototype (coûteux et encore moins rapide).

L'optimisation sous contraintes des systèmes analytiques non linéaires est la méthode la plus simple et la plus rapide, si l'on peut écrire complètement le modèle à l'aide de formules. L'algorithme d'optimisation minimise la fonction objectif, tout en respectant les contraintes d'égalité, d'infériorité et/ou de supériorité, fixées par le cahier des charges. Cette approche analytique a été mise en place sur de nombreux exemples, notamment pour l'optimisation des machines asynchrones. Les résultats sont très satisfaisant tant au niveau de la rapidité qu'au niveau de la précision [Wurtz], [Biedinger-1]. Il existe plusieurs logiciels sur le marché permettant d'optimiser sur des modèles analytiques, par exemple, Pro@design [Pro@design] et Matlab [Mathworks].

Bien que les optimisations sur des calculs éléments finis soient attractives au niveau de la précision des résultats, les temps de calculs deviennent vite écrasants. De plus, il est parfois nécessaire de remailler la machine pendant l'optimisation. Cette étape fastidieuse doit être traitée correctement pour obtenir de bons résultats. Plusieurs auteurs utilisent cette optimisation pour des problèmes électromagnétiques complexes, par exemple, pour optimiser la forme des dents d'une machine en considérant précisément la saturation magnétique [Wang]. On peut trouver d'autres exemples de problèmes complexes, tels que l'optimisation d'une machine en 3D en considérant des formes nouvelles pour les têtes de bobines [Tsekouras] ou encore l'optimisation des machines à réluctance variables pour obtenir une bonne estimation de la saturation magnétique et des flux de fuites [Brisset]. Plusieurs logiciels traitent ces optimisations avec les calculs éléments finis [LMS optimus], [Vanderplaats], [Engineous]. Nous pouvons également utiliser un logiciel éléments finis dans un logiciel d'optimisation analytique classique, tel Pro@design. Dans ce cas, les résultats des calculs éléments finis sont utilisés comme étant une fonction du modèle analytique complet [Delinchant].

La troisième famille d'optimisation, que nous allons présenter ici, concerne l'optimisation analytique avec un modèle recalé par les éléments finis [Pugsley-4]. Ce processus de dimensionnement utilise la simplicité des modèles analytiques pour optimiser rapidement une géométrie.

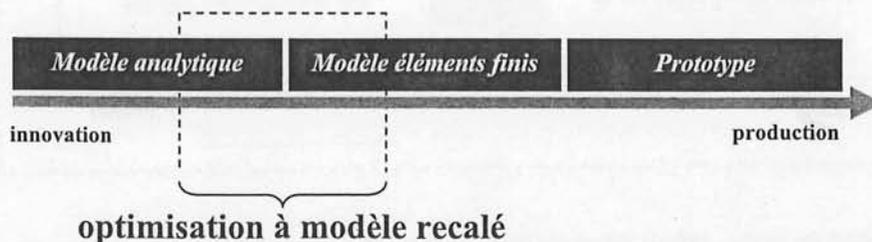


Fig. 52 Classification de l'optimisation à modèle recalé dans le processus d'innovation.

A la fin de chaque optimisation avec Pro@design, nous avons un résultat un peu moins précis dû aux erreurs du modèle analytique. On rétablit la précision du modèle par un recalage avec les éléments finis. Cette méthode d'optimisation est rapide et facile à mettre en place dans les phases de dimensionnement, ce qui nous permet de la classer comme intermédiaire entre l'optimisation analytique et l'optimisation par les éléments finis (Fig.52).

Notre objectif dans ce dernier chapitre, est de montrer que l'on peut réaliser cette optimisation à modèle recalé dans le cas des machines asynchrones pour les véhicules hybrides. Nous allons détailler les différentes étapes à respecter et dégager les principales problématiques de ce concept. Nous donnerons quelques exemples typiques sur des résultats de nos optimisations. Nous aborderons tous les aspects en tant qu'utilisateurs des logiciels Flux2d et Pro@design.

4.1.3 Concepts généraux de l'optimisation à modèle recalé.

Pour formaliser notre optimisation à modèle recalé, nous nous basons sur le schéma représenté dans la figure suivante (Fig. 53). Nos données initiales, en (n^0), sont les dimensions de la machine électrique que l'on souhaite optimiser. Pour chaque géométrie n^N , nous établissons un modèle analytique n^N sur lequel nous réalisons une optimisation pour définir la nouvelle machine n^{N+1} . Nous recommençons ensuite ce cycle pour la nouvelle géométrie.

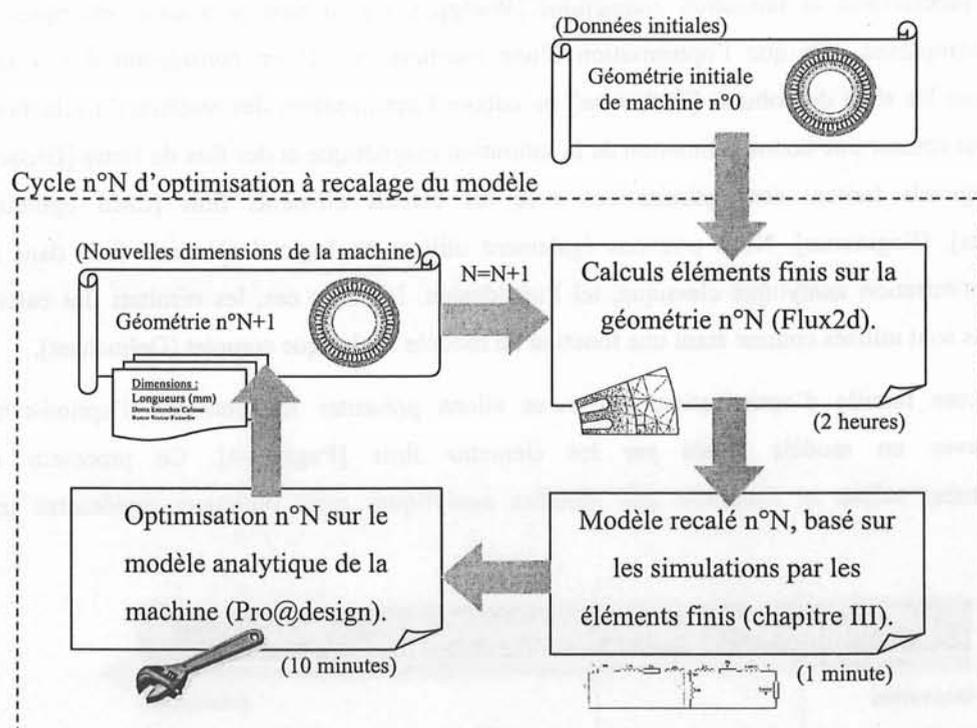


Fig. 53 Schéma du cycle : calculs éléments finis, modélisation, optimisation et reconstruction de la nouvelle géométrie.

A la fin de chaque optimisation, le recalage du modèle compense la perte de précision du modèle analytique. Nous parlons donc d'un « modèle recalé » pour dire que nous avons établi les nouveaux paramètres du modèle, à partir des calculs éléments finis sur cette nouvelle géométrie. Tous les modèles recalés qui respectent le cahier des charges sont des optima potentiels. Nous procédons ainsi de manière heuristique⁴ pour tester plusieurs dimensionnements de machines. La meilleure de toutes ces solutions sera conservée comme étant la solution optimale.

Nous pouvons remarquer, dans la figure précédente, que la simulation éléments finis est l'étape la plus longue en temps de calcul (il faut près de 2 heures pour obtenir une douzaine de points de calculs). Il est donc indispensable de disposer d'un modèle analytique le plus précis possible, établi à partir d'un nombre réduit de calculs éléments finis. Cette étape a été entièrement détaillée dans le Chapitre III. Le modèle paramétrique dont nous disposons, nous donne la sensibilité (les dérivées) sur les variations des dimensions de la géométrie. Dans la suite de ce chapitre, nous allons développer les spécificités de cette optimisation à modèle recalé. Nous allons illustrer notre démarche avec quelques exemples d'optimisation des machines asynchrones sur un cahier des charges de véhicule hybride.

4.2 Introduction à l'optimisation à modèle recalé.

4.2.1 Point de départ de l'optimisation : dimensionnement initial.

Nous devons établir en premier les dimensions d'une machine électrique de puissance « similaire » à celle que l'on désire. Cette étape est importante car notre processus d'optimisation n'est pas suffisamment automatisé pour proposer « la » géométrie initiale. Cependant, nous pouvons donner quelques grandes lignes pour trouver une machine initiale de dimensions convenables. Par exemple, le volume initial de la machine doit être cohérent avec le couple et la puissance volumique du cahier des charges. Le logiciel d'optimisation Pro@design ne peut pas optimiser sur des variables discrètes (telles que le nombre de paires de pôles, le nombre d'encoches, etc.). Il est donc important de déterminer toutes ces valeurs au préalable. Le nombre de paires de pôles est généralement fixé en fonction de la vitesse maximale de rotation et la fréquence maximale de découpage de l'onduleur.

Le choix du nombre de dents de la machine est déterminant pour assurer un bon fonctionnement. Au stator, on considère au moins deux encoches bobinées par pôle et par phase pour obtenir un taux raisonnable d'harmoniques de champ magnétique dans l'entrefer. Au rotor, il faut s'assurer que l'on minimise les vibrations, le bruit, les ondulations de couple, etc. Il existe quelques règles, simples mais non exhaustives, résumées dans de nombreux ouvrages [Bouchard]. Par exemple, on élimine quelques

⁴ Heuristique : Qui procède par évaluations successives. Méthode de recherche fondée sur l'approche progressive d'un problème donné.

combinaisons indésirables si l'on choisit les encoches du stator et du rotor, respectivement N_{es} et N_{er} , tels que : $N_{es} - N_{er}$ ne soit pas égale à 0, à ± 1 , à ± 2 , à $\pm(2.p\pm 1)$, à $\pm(2.p\pm 2)$, à $\pm p$, à $-4.p$, à $-10.p$ et aux multiples de $\pm 6.p$ (p est le nombre de paires de pôles).

4.2.2 Outils et modèles : exemple de mise en pratique.

Pour mettre en place notre optimisation, nous avons utilisé trois logiciels adaptés à nos besoins : Flux2d, Pro@design et Matlab. La difficulté majeure consiste alors à minimiser les manipulations de l'utilisateur. Nous allons décrire quelques unes des astuces utilisées pour faciliter la communication entre ces logiciels. Automatiser le transfert de résultats est important pour accélérer le processus, mais aussi pour minimiser les erreurs « manuelles ».

Les calculs éléments finis sont réalisés avec Flux2d. Ce logiciel propose un certain nombre d'astuces pour « automatiser » les instructions et « extraire » les principaux résultats. Pour cela, nous écrivons nos instructions dans un fichier « espion » (xxx.ESP) qui est exécuté lors du lancement d'un des modules de Flux2d. Les résultats des calculs sont stockés dans un fichier « liste » (xxx.LST) qui est lisible avec un éditeur de texte. La saisie automatique de la géométrie, l'affectation des propriétés des matériaux, le lancement en « batch » des résolutions et les calculs sont exploités ainsi de manière automatique.

Le logiciel d'optimisation Pro@design est utilisé pour résoudre nos problèmes d'optimisation sous contraintes. Il se base sur un « modèle analytique » décrit par un jeu d'équations dans un fichier texte (xxx.AM). D'autres fichiers sont créés pour inclure l'objectif et les contraintes. Lorsque la fonction objectif est résolue, le logiciel génère un rapport d'optimisation en format texte (xxx.TXT). Nous utilisons ce fichier pour extraire les informations relatives à la nouvelle géométrie optimale et les points de fonctionnement.

Pour interfacier les deux logiciels précédents, nous avons un programme superviseur sous Matlab. Toutes les étapes sont suffisamment automatisées pour rendre un cycle d'optimisation simple pour l'utilisateur. Notre superviseur génère les fichiers « xxx.ESP » pour créer la machine sous Flux2d et lancer les résolutions et les exploitations. Les résultats sont relus dans les fichiers « xxx.LST » pour créer le modèle paramétrique de la machine. Le superviseur génère automatiquement ce modèle dans le langage de Pro@design dans un fichier « xxx.AM ». Une fois l'optimisation terminée, nous générons un rapport d'optimisation « xxx.TXT » qui contient les informations sur la nouvelle géométrie. A chaque étape, l'utilisateur intervient si nécessaire pour réaliser des vérifications ou stopper le cycle.

4.2.3 Exemple d'un cycle d'optimisation à modèle recalé.

Dans ce premier exemple, nous avons réalisé une optimisation pour quatre modèles recalés (sur un cahier des charges semblable à celui Fig. 51). Nous allons en illustrer les étapes successives et les principaux résultats. La courbe de la figure suivante correspond à une évolution de la fonction objectif « coût de la machine » en fonction du numéro du modèle recalé. Le coût est représenté en pour-cent par rapport à sa valeur initiale (n°0). Entre deux géométries, nous décrivons un cycle de modélisation par les éléments finis, construction du modèle paramétrique complet, optimisation et reconstruction de la nouvelle géométrie.

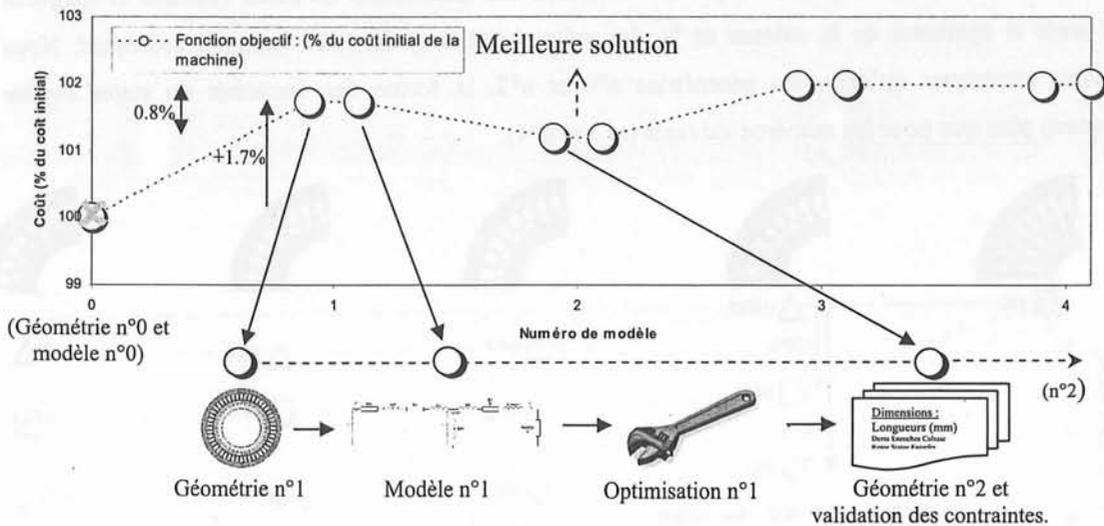


Fig. 54 Evolution de la fonction objectif « coût de la machine » en fonction du numéro du modèle.

La machine n°0 ne respecte pas le cahier des charges, nous l'avons exclue de nos solutions possibles (*). Pour atteindre les performances nécessaires, le coût augmente d'environ 1.7% à la géométrie n°1. Tous les autres modèles répondent à notre cahier des charges et aux contraintes que nous avons fixées. Nous avons estimé une variation crête à crête négligeable de 0.8% du coût initial entre ces optima. Cette variation semble très faible si nous considérons la précision de notre modèle de coût de la machine électrique.

Dans le cas d'une optimisation classique, le résultat optimal serait obtenu dès la géométrie n°1. Avec notre optimisation à recalage du modèle nous établissons plusieurs étapes supplémentaires pour que la fin de chaque optimisation s'accompagne d'un nouveau modèle recalé. Nous avons ainsi procédé par évaluations successives pour chercher la géométrie optimale sur 4 optimisations. Les erreurs sur les grandeurs de sortie (couple, courant, etc.) sont estimées inférieures à 5% à partir de la deuxième optimisation, entre le modèle recalé et les calculs éléments finis. En revanche, comme les dimensions de la machine ne sont pas affectées par le recalage, il n'y a pas d'erreurs commises sur les grandeurs tel que le coût, la masse ou le volume. Sur ce premier exemple, la meilleure solution de « coût de la machine asynchrone » est obtenue pour la géométrie n°2.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons développer les principaux concepts de l'optimisation à recalage du modèle. Nous allons développer les avantages et les limites de ce procédé de dimensionnement, notamment concernant la validation des solutions.

4.3 Développement de la démarche d'optimisation.

4.3.1 Analyse des variables de l'optimisation.

Il est intéressant d'analyser l'évolution des dimensions de la machine en fonction des numéros des géométries. Nous avons reproduit Fig. 55, l'évolution des dimensions du stator (hauteur et longueur des dents et épaisseur de la culasse en % des valeurs initiales) de notre exemple précédent. Nous pouvons remarquer qu'entre les géométries n°0 et n°2, la forme des encoches du stator évolue beaucoup plus que pour les numéros suivants (n°3 et n°4).

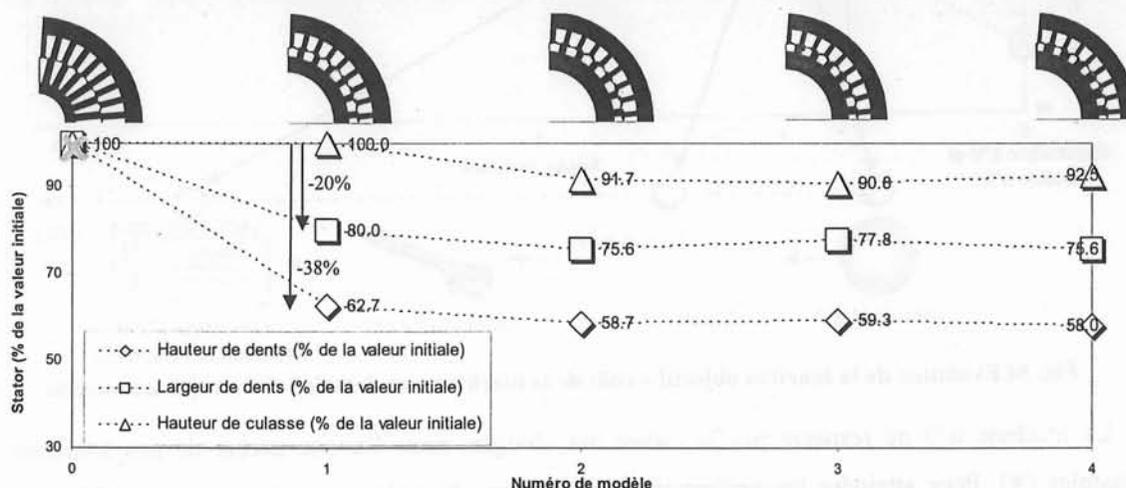


Fig. 55 Evolution des dimensions de la dent et de la culasse du stator (pour une optimisation du coût de la machine).

L'optimisation n°1 correspond aux variations les plus grandes sur les dimensions (-38% sur la hauteur des dents et -20% largeur des dents). Les éléments du modèle sont ainsi largement modifiés ; il se peut que les erreurs soient les plus importantes entre ce modèle et son modèle recalé. Notre optimisation semble bien converger à partir de l'optimisation n°2.

Nous avons également reproduit Fig.56, l'évolution des dimensions globales de la machine. Dès la géométrie n°1, ces grandeurs évoluent très peu. Il subsiste de très faibles oscillations sur les valeurs de la longueur et du diamètre intérieur de la machine. Le diamètre extérieur vient en butée de la contrainte maximale de cette grandeur et n'évolue plus (99.3% du diamètre initial).

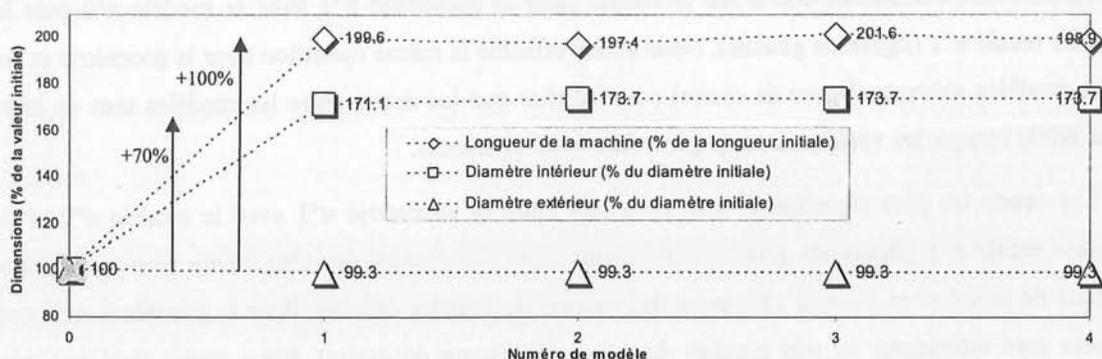


Fig. 56 Evolution de la longueur et des diamètres (pour une optimisation du coût de la machine).

Sur ce premier exemple, l'optimisation avec recalage semble converger vers une géométrie de machine ayant des dimensions « stables ». Cette analyse sous entend que cette démarche fonctionne suffisamment bien pour que la disparité entre les optima soit très faible. Nous allons étudier, sur quelques exemples, la précision de cette optimisation à recalage du modèle et définir l'optimum.

4.3.2 Précision du modèle recalé dans l'optimisation.

La précision des résultats de l'optimisation dépend surtout de la précision du modèle paramétrique. Dans le chapitre III, nous avons montré que le modèle paramétrique complet présente une erreur qui varie entre 1% et 15% suivant le degré de changement sur les dimensions. A priori, ces erreurs doivent diminuer si l'on converge vers des optima « proches », qui respectent les contraintes du cahier des charges.

Nous avons évalué les erreurs sur le modèle paramétrique à partir de cinq caractéristiques du couple en fonction du glissement (Fig. 57). Ces courbes sont représentées dans le plan couple-vitesse du moteur. Les écarts de couple sont évalués pour une variation du glissement autour d'un même point de fonctionnement (tension et fréquence fixes).

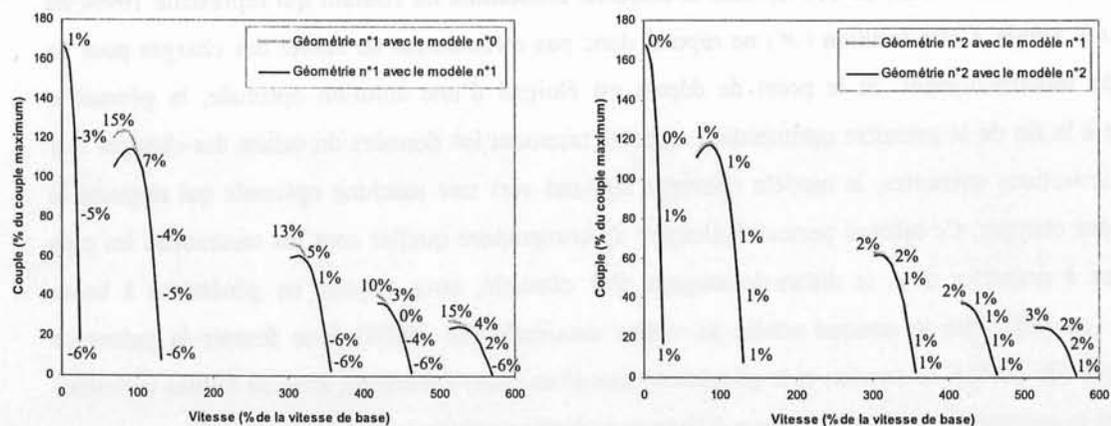


Fig. 57 Evaluation de la précision du modèle paramétrique sur les caractéristiques de couple pour les deux premières géométries de machines (n°1 et n°2).

Nous avons calculé les écarts sur le couple pour la géométrie n°1 avec le modèle n°0 puis le modèle recalé n°1 (figure de gauche). Nous avons effectué la même opération pour la géométrie et les deux modèles suivants (figure de droite) pour vérifier que les écarts entre les modèles sont en effet plus faible lorsque les variations sur la géométrie sont « petites ».

Les écarts les plus significatifs sont constatés entre la géométrie n°1 avec le modèle n°0 et le modèle recalé n°1 (figure de gauche). On atteint alors des erreurs de -6%, même pour des faibles valeurs de couples, et jusqu'à 15% pour des valeurs de couples élevées. Pour la géométrie n°2, ces erreurs sont inférieures ou très proches du pour-cent (figure de droite). Nous avons ainsi une très bonne précision pour tous les modèles suivants (n°3 et n°4). L'optimisation avec recalage converge donc vers un modèle paramétrique plus « précis » et donc avec des dimensions plus « stables » de la machine.

Lorsque l'algorithme d'optimisation converge vers un optimum, le modèle paramétrique respecte les contraintes imposées et donne le minimum de la fonction objectif. A l'étape suivante, le modèle est recalé avec les simulations par les éléments finis. Après cette étape, si une violation des contraintes du cahier des charges a lieu, la solution sera considérée comme mauvaise. Une contrainte d'optimisation à respecter est, par exemple, le couple à fournir pendant un démarrage à froid. Pour cela, nous calculons la valeur réduite de chaque variable, en pour-cent de la contrainte imposée. Une contrainte de supériorité non respectée (sur le couple par exemple) se traduit donc par un ratio inférieur à 100%. Il ne faut pas oublier que les contraintes sont différentes pour différents points de fonctionnement. Par exemple, nous pouvons accepter un courant très élevé à basse vitesse sur une durée très courte, en revanche, il faut respecter le courant nominal de l'onduleur en régime permanent à haute vitesse. Ces relations avec le cahier des charges disparaissent avec la normalisation de ces variables. Ces résultats normalisés sont présentés dans le tableau suivant (Tab. 2).

Ainsi, la machine initiale avec le modèle recalé peut délivrer une puissance électrique en génératrice à basse vitesse de 111%, mais la machine consomme un courant qui représente 109% du maximum admis. Cette solution (N) ne répond donc pas directement au cahier des charges pour ce point de fonctionnement. Si le point de départ est éloigné d'une solution optimale, la géométrie trouvée à la fin de la première optimisation respecte rarement les données du cahier des charges. Sur les optimisations suivantes, le modèle converge souvent vers une machine optimale qui respecte le cahier des charges. Ce tableau permet également de comprendre quelles sont les contraintes les plus difficiles à respecter dans le dimensionnement. Par exemple, nous voyons en générateur à basse vitesse (en [A]), que le courant atteint sa valeur maximale (de 100%) pour fournir la puissance demandée (de 100%). La tension et le glissement sont alors quasi-invariants, avec de faibles variations pour que la commande s'adapte au mieux à chaque nouvelle machine.

Nous avons un scénario différent pour le fonctionnement générateur à haute vitesse. Dans ce cas, la puissance minimale à fournir est facilement respectée. Les variations sur la tension, le glissement et le

courant sont alors beaucoup plus prononcées puisque le point de fonctionnement n’est jamais directement contraint. Par une étude complémentaire pour le modèle recalé de la géométrie n°2 (en [B]), nous avons recherché le point de fonctionnement optimal qui minimise le courant. Le point trouvé est assez différent : un courant de 29% (contre 37%), avec un glissement optimal de 0.65% (contre 1.2%) et une tension de 100% (contre 74%). Ceci montre bien que l’algorithme d’optimisation vérifie seulement que les contraintes sont respectées. Les points de fonctionnement présentés dans le tableau ne sont pas forcément les meilleurs.

En mode générateur à vitesse moyenne, nous avons une contrainte supplémentaire à respecter sur la densité de courant maximal au stator (en [C]). Nous devons en effet permettre un fonctionnement en régime permanent aux alentours de ce point de fonctionnement. Cette valeur de densité de courant est apparemment contraignante pour le dimensionnement puisque cette valeur est en butée (à 100%).

Contraintes (en %)	Géométrie n°1		Géométrie n°2		Géométrie n°3		Géométrie n°4		
	Modèle n°0	Modèle n°1	Modèle n°1	Modèle n°2	Modèle n°2	Modèle n°3	Modèle n°3	Modèle n°4	
Démarrage à froid	Couple	101%	111%	110%	115%	131%	138%	119%	127%
	Tension	32%		32%		37%		38%	
	Courant	77%	85%	85%	88%	99%	99%	100%	100%
	Glissement	25.6%		28%		35.1%		44%	
Moteur à basse vitesse	Couple	100%	109%	105%	108%	100%	103%	100%	101%
	Tension	100%		96%		100%		97%	
	Courant	83%	90%	95%	96%	85%	87%	95%	94%
	Glissement	7.9%		9.5%		9.6%		14%	
Générateur à basse vitesse [A]	Puissance	100%	111%	100%	100%	100%	103%	100%	103%
	Tension	65%		65%		66%		65%	
	Courant	100%	109% ✓	100%	99%	100%	98%	100%	98%
	Glissement	5.5%		5.3%		6.2%		8.2%	
Générateur à haute vitesse	Puissance	104%	109%	100%	101%	100%	118%	105%	110%
	Tension	55%		74%		44%		64%	
	Courant	51%	55%	37%	37%	74%	80%	46%	47%
	Glissement	2.4%		1.2%		[B]	5.7%	2.7%	
Générateur à vitesse moyenne [C]	Puissance	100%	109%	100%	101%	100%	103%	100%	102%
	Tension	100%		100%		100%		100%	
	Courant	97%	105% ✓	97%	97%	98%	98%	98%	97%
	Glissement	2.3%		2.3%		2.8%		3.5%	
	Densité de courant	100%	107% ✓	100%	99%	100%	100%	100%	100%

Tab. 2 Validation du respect des contraintes du modèle avant et après recalage du modèle.

4.3.3 Dispersion des solutions de l'optimisation.

Nous pouvons constater sur l'exemple précédent, qu'à chaque itération de nouvelles dimensions sont trouvés. Pour chaque géométrie $n^{\circ}N$, nous établissons un modèle analytique $n^{\circ}N$ sur lequel nous réalisons une optimisation pour reconstituer la nouvelle machine $n^{\circ}N+1$. Le recalage du modèle introduit donc un bruit naturel sur les paramètres du modèle, qui peut expliquer les dispersions des optima. Dans notre cas d'application, nous avons un très grand nombre de variables qui peut renforcer cette dispersion des résultats. Il est probable que si l'on « fixait » la tension, la fréquence et le glissement pour tous les points de fonctionnements, que cette dispersion soit plus faible. En revanche, les points de fonctionnement que nous fixons n'ont aucune certitude d'être les meilleurs vis-à-vis des contraintes sur les points critiques de l'optimisation.

Nous avons illustré un tel comportement pour un exemple simple à une dimension (Fig. 58). Imaginons une fonction $y=f(x)$ définie par deux modèles $f_1(x)$ et $f_2(x)$. Nous prenons le point de départ x_0 . Le premier modèle $y=f_1(x)$ converge vers son minimum en (x_1, y_1) . En revanche, pour ce même point de départ x_0 , la fonction $y=f_2(x)$ nous amène en son minimum (x_2, y_2) . Il apparaît donc une différence entre les deux minima (y_1 et y_2) ainsi qu'une disparité sur les valeurs (x_1 et x_2).

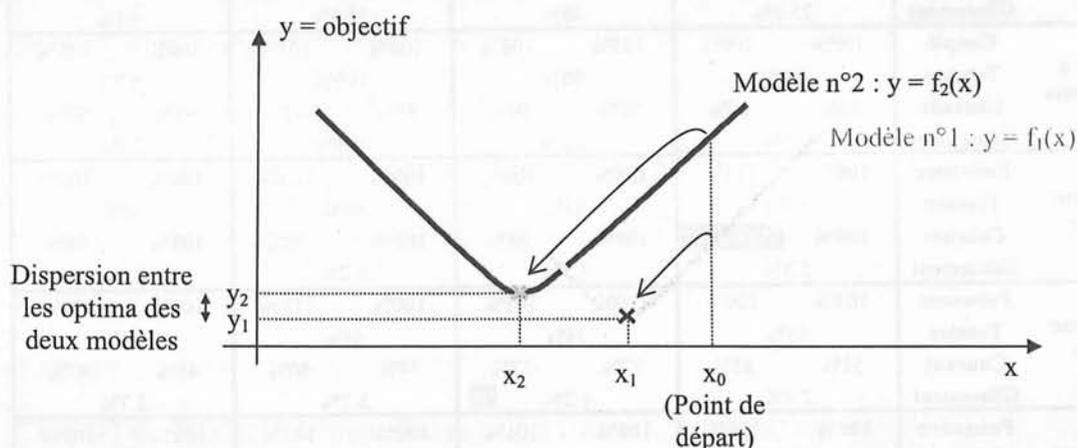


Fig. 58 Illustration simplifiée d'une dispersion des résultats entre deux modèles d'une même fonction.

4.4 Influence du point de départ sur la convergence.

Nous avons montré dans les parties précédentes, qu'il est possible d'optimiser les dimensions d'une machine électrique avec un modèle analytique fondé sur des calculs éléments finis. Après chaque optimisation, nous rétablissons la précision du modèle avec de nouveaux calculs. Le processus est ensuite relancé sur ce nouveau modèle recalé. Nous procédons ainsi par évaluations successives pour converger vers une géométrie optimale. Dès les premiers cycles d'optimisation à recalage, nous avons des dimensions « stables ». Il est cependant très difficile (voir impossible) de prouver que la solution proposée par le logiciel d'optimisation est un optimum global ou local. Quel risque y a-t-il de trouver des solutions éloignées de l'optimum global ? Quel point de départ utiliser ? Nous ne pouvons pas

donner de réponses à ces questions, mais nous pouvons par contre expliquer comment nous avons testé le point de départ.

4.4.1 Cas d'étude du point de départ.

Nous allons utiliser un nouvel exemple d'optimisation avec recalage du modèle à partir d'un nouveau cahier des charges. L'objectif d'optimisation est la masse de la machine, pour ne pas nous soucier du modèle de coût et optimiser au plus « proche » du moteur. Nous avons utilisé cinq points de fonctionnement résumés dans le tableau suivant.

Minimiser la masse ...

- et *fournir* le couple nécessaire pour un démarrage à froid.
- et *fournir* le couple nécessaire pour un démarrage à chaud.
- et *fournir* la puissance requise à basse vitesse (générateur).
- et *fournir* la puissance requise à moyenne vitesse (générateur).
- et *fournir* la puissance requise à haute vitesse (générateur).
- et *s'intégrer* dans le volume disponible (diamètre extérieur, longueur).
- et *respecter* le courant efficace de l'onduleur.
- et *respecter* les contraintes thermiques.
- et *respecter* les règles simples de construction des machines asynchrones.

Dans ce nouvel exemple, nous avons dans un premier temps reproduit la démarche utilisée précédemment, à savoir utiliser comme point de départ la solution du résultat précédent. Nous avons calculé 6 optimisations consécutives pour analyser la convergence.

Nous avons une variation assez conséquente de la fonction objectif et de la géométrie de la machine, comme nous pouvons le constater sur les figures suivantes. Nous éliminons la géométrie n°0, car elle ne répond pas à notre cahier des charges. La machine n°1 a une masse diminuée de près de 11%, puis les machines suivantes présentent une variation des optima de près de 5%. Il existe notamment un résultat singulier pour l'optimisation n°4 (marqué d'un ⚡). Il est donc intéressant d'étudier ce cas plus en détails.

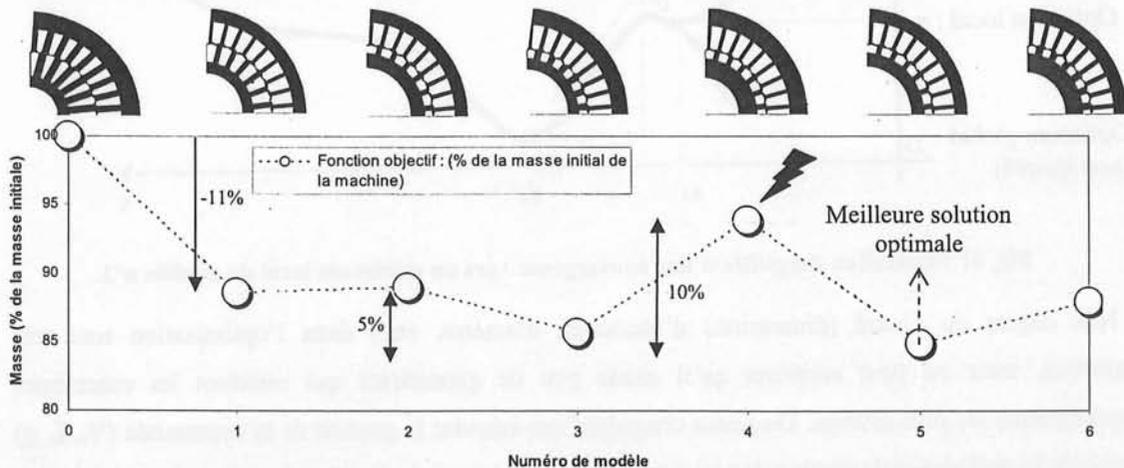


Fig. 59 Evolution de la fonction objectif « masse de la machine » en fonction du numéro de modèle.

Sur la figure suivante, nous avons représenté l'évolution des grandeurs globales de la machine. Nous avons un début type d'une optimisation avec recalage : le système converge rapidement, par l'intermédiaire de la première optimisation n°1, et se stabilise pour les géométries n°2 et n°3. Pour l'optimisation n°4, nous avons une diminution brusque du diamètre intérieur, ce qui nous laisse supposer que l'algorithme a convergé vers un minimum local.

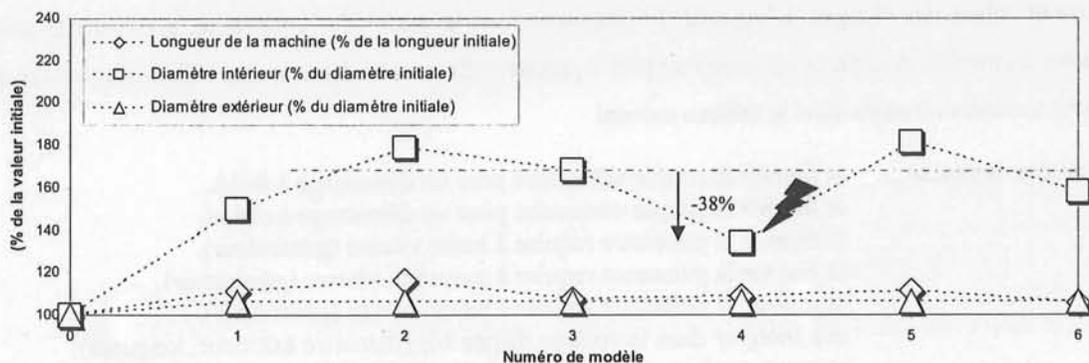


Fig. 60 Evolution de la longueur et des diamètres de la machine en fonction du numéro de modèle.

Pour expliquer ce phénomène, supposons que l'algorithme prenne un « mauvais départ » et converge vers un optimum local. Il est probable alors que cette solution soit projetée dans une région dégradée du modèle paramétrique. Nous avons illustré cet exemple sur la figure suivante (Fig. 61). A la géométrie n°4, imaginons que l'on peut ramener le problème à une dimension, tel que $y=f(x)$. Lors de l'optimisation n°3 sur $y=f_3(x)$, nous convergions vers la solution (x_3', y_3') qui est un minimum local, différent de la solution optimale (x_3, y_3) .

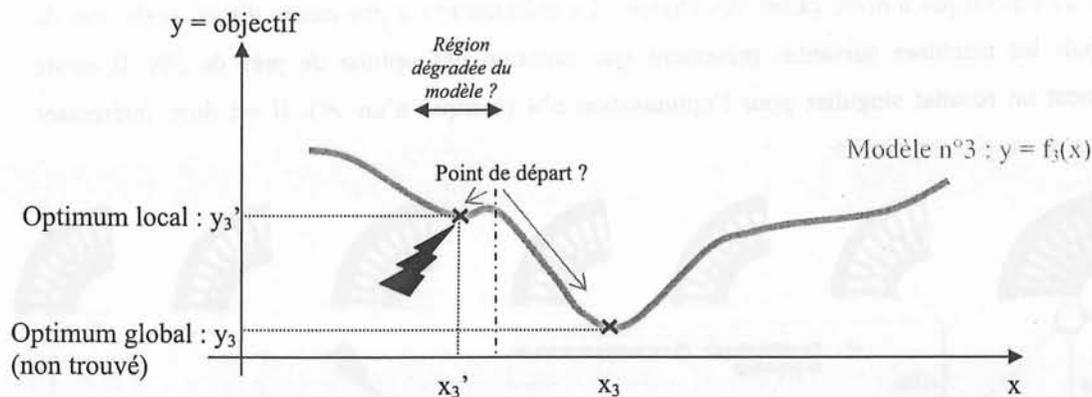


Fig. 61 Illustration simplifiée d'une convergence vers un minimum local du modèle n°3.

Nos degrés de liberté (dimensions d'encoches, diamètre, etc.) dans l'optimisation sont très nombreux, mais on peut supposer qu'il existe peu de géométries qui satisfont les contraintes d'optimisation les plus sévères. On pense cependant que rajouter la gestion de la commande (V_s, f_s, g) augmente la probabilité de trouver des minima locaux, car ces paramètres sont souvent décorrélés. De plus, il n'existe pas à ce jour, de support mathématique pour prouver qu'une solution de l'optimisation non linéaire est un optimum global, ni de moyens pour prédéterminer les meilleurs points de départ

pour garantir une telle convergence. Il existe néanmoins quelques méthodes pour contourner ce type de problème. Par exemple, les algorithmes d'optimisation génétiques éliminent automatiquement les solutions les moins intéressantes [Cho]. Plusieurs points de départ différents sont générés aléatoirement ; la génération la plus optimale est conservée comme optimum global. A noter que notre optimisation multiple réalise naturellement une génération de solutions différentes puisque les points de départ et le modèle changent à chaque optimisation. Parmi les solutions envisageables, les optima « proches » sont donc a priori robustes vis-à-vis du modèle et du point de départ.

Nous allons donc tester manuellement plusieurs points de départ, pour chaque optimisation, dans le logiciel Pro@design.

4.4.2 Analyse d'un arbre de test de points de départ.

Nous nous proposons d'analyser un arbre de test avec des points de départ générés manuellement pour les géométries n°3 et n°4. Sur la Fig. 62, nous avons représenté notre situation « normale » (en O), l'optimisation 'n' démarre avec les conditions finales de la géométrie 'n-1' et le modèle 'n') que nous avons superposé avec quatre optimisations générées pour des points de départ différents (en \diamond). Nous obtenons quatre cas de figures : des solutions moins bonnes, des meilleurs solutions, des solutions confondues et des cas de non convergences (éliminées). En particulier, il existe une solution meilleure que les autres après l'optimisation n°3, nous étudierons maintenant ce cas de figure.

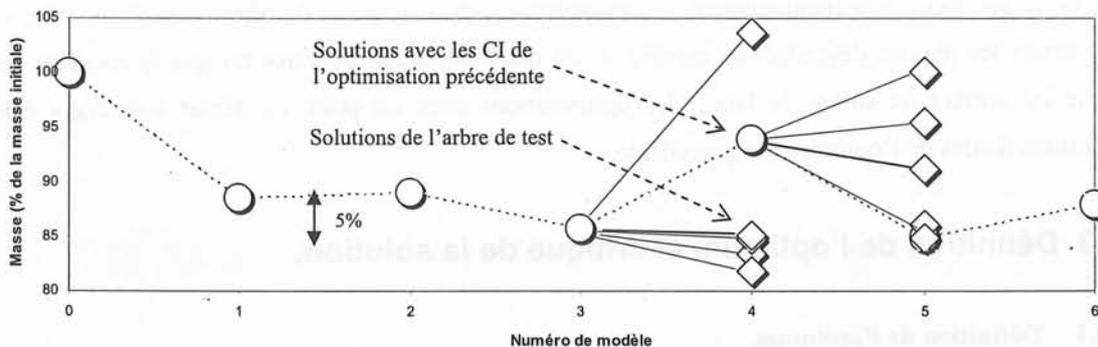


Fig. 62 Exemple d'arbre de test de points de départ différents pour les optimisations n°3 et n°4.

Bien qu'il existe plusieurs solutions très proches, les arbres de tests montrent que les différents points de départ modifient les résultats de l'optimisation. Nous avons réussi à obtenir une solution meilleure que tous les autres à l'optimisation n°3. Pour cette machine, l'algorithme a réduit la culasse intérieure du rotor, ce qui a pour effet immédiat de réduire le volume des tôles magnétiques.

Il est difficile de savoir, a priori, si nous avons ainsi basculé ou non vers une nouvelle famille de solutions plus avantageuses. Nous allons donc continuer cette étude en relançant systématiquement l'optimisation sur le modèle du meilleur optimum. Nous conservons les 3 premières géométries des résultats précédents pour obtenir un bon début de convergence vers la solution optimale.

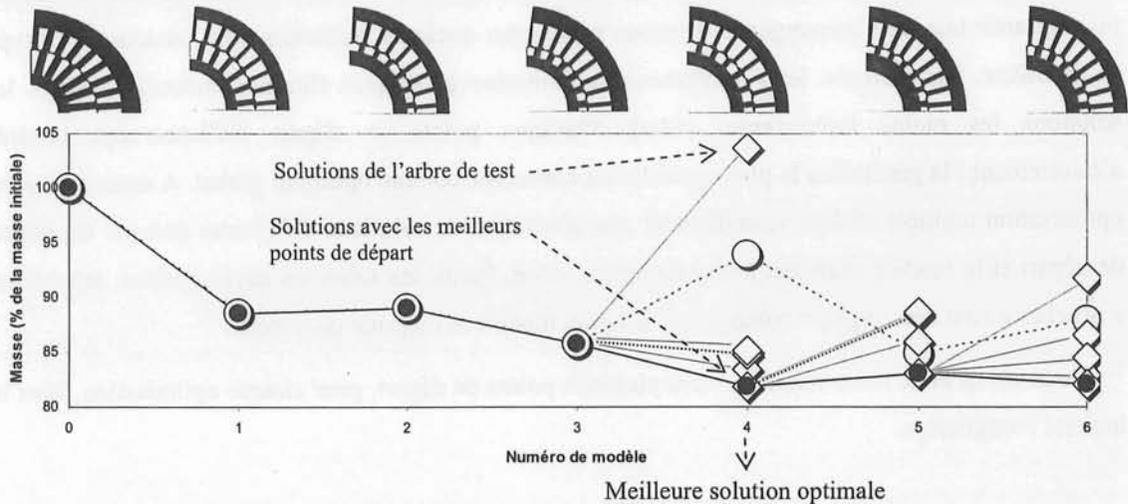


Fig. 63 Evolution de la fonction objectif « masse de la machine » en conservant la meilleure solution de chaque arbre de test du point de départ.

Les solutions de l'arbre de test sont souvent très semblables. Cependant, nous avons réalisé un gain de 4% sur l'objectif « masse de la machine », entre la meilleure solution de nos premiers calculs et la meilleure solution en recherchant le point de départ. La nouvelle masse minimale est obtenue pour la géométrie n°4. Tester les points de départ favorise ainsi une sélection des meilleures familles et force l'optimisation vers de nouvelles solutions. Cette sélection est, par ailleurs, renforcée par le recalage du modèle qui introduit naturellement un bruit sur les paramètres du modèle.

A noter que forcer systématiquement les optimisations, avec un point de départ mal choisi, risque de favoriser les régions dégradées du modèle. Il est donc important de s'assurer que le recalage du modèle est correct, et sinon, de lancer les optimisations avec un point de départ « proche » des dimensions finales de l'optimisation précédente.

4.4.3 Définition de l'optimum et critique de la solution.

4.4.3.1 Définition de l'optimum.

Dans les parties précédentes, nous avons montré que l'on peut optimiser la géométrie d'une machine avec un modèle paramétrique analytique. Pour remédier aux divergences du modèle, on recalcule celui-ci avec de nouveaux calculs éléments finis. Il est également important de déterminer les points de départ qui assurent une convergence vers un minimum « intéressant », et parfois, de forcer l'optimisation à s'orienter vers de nouvelles solutions. Si les solutions sont très différentes, il s'agit de déterminer la sensibilité de chaque solution et de trouver la meilleure famille d'optima. Nous procédons ainsi par évaluations successives sur les modèles recalés et avec différents points de départ. Si nous avons un assez grand nombre d'optimisation, nous augmentons les chances de converger vers les dimensions les plus avantageuses. Tous les modèles recalés qui respectent le cahier des charges sont des optima potentiels.

Lorsque finalement nous avons déterminé la meilleure solution (la meilleure machine), nous avons plusieurs résultats à notre disposition. Nous avons, bien entendu, déterminé le coût (ou la masse) optimal ainsi que les dimensions de cette machine et ses performances sur les points de fonctionnement du cahier des charges. De surcroît, nous avons établi, lors du recalage, un modèle non linéaire de la machine avec une précision proche de 5% par rapport aux éléments finis, comme nous l'avons établi dans le Chapitre II. Déterminer une meilleure solution nécessite environ une journée.

4.4.3.2 Critique de l'optimisation : définition d'une famille de solutions.

Le fait de converger vers plusieurs géométries très proches sous-entend que le domaine autour de ces optima est « assez plat ». Nous avons ainsi une famille de solutions et, si nécessaire, le concepteur peut choisir une machine qui lui paraît plus intéressante que les autres. Ce choix dépend souvent de facteurs que l'on ne peut pas formaliser dans un cahier des charges, par exemple, si une découpe de tôles est très proche d'une solution dans un catalogue.

Dans cette famille de solutions nous devons éliminer les solutions dont les écarts avec le modèle recalé sont trop significatifs. Parmi les solutions proches, nous avons de toute façon une connaissance imprécise de la machine, puisqu'il existe naturellement une disparité avec la réalisation finale. Ces disparités peuvent venir, par exemple, de la section de cuivre dans les encoches qui est une variable continue dans le modèle, mais qui est réellement une variable discrète dépendant du nombre de fils et de leur section.

On pourra également critiquer un optimum par rapport aux tolérances du processus de fabrication. Par exemple, prenons le cas de la dégradation des tôles lors de la découpe. Des travaux antérieurs montrent que les propriétés des tôles magnétiques non recuites se dégradent très fortement sur une zone de largeur équivalente à l'épaisseur de la tôle utilisée, tout le long de la découpe [Ossart]. C'est-à-dire qu'une dent du stator large de 4mm, découpée dans des tôles magnétiques de 0.35mm, aura au final une largeur réduite à 3.3mm – soit une perte d'environ -18% de la surface utile. Ce raisonnement s'applique également sur les autres parties du moteur, notamment autour de l'entrefer. Nous pouvons également avoir une disparité de la qualité des tôles magnétiques. Si l'on souhaite au final s'assurer de la robustesse de la solution optimale, il faut alors utiliser les méthodes d'optimisation adaptées et associer une tolérance à chaque élément du modèle analytique [Magot]. Cette optimisation détermine le dimensionnement minimum qui respecte tous les pires cas de fonctionnements, ce qui n'est pas nécessairement l'optimum global.

4.5 Conclusions sur l'optimisation à recalage du modèle.

Notre nouvelle méthode d'optimisation à recalage du modèle, combine les avantages des optimisations analytiques (souples et rapides) avec la précision des calculs éléments finis. La démarche consiste à optimiser une géométrie avec un modèle analytique non linéaire. Les paramètres de ce modèle sont établis à partir d'un nombre limité de calculs éléments finis. A la fin de chaque optimisation, le résultat est cependant un peu moins précis. Nous rétablissons cette précision avec de nouveaux calculs éléments finis, sur les nouvelles dimensions de la machine – nous parlons alors d'un recalage du modèle. Afin de converger progressivement vers un dimensionnement « stable », nous optimisons toujours à partir du dernier modèle recalé. Un processus complet nécessite de déterminer environ six géométries optimales.

Nous avons également pu montrer qu'il existe une disparité naturelle des résultats d'optimisation, qui apparaît en partie à cause du recalage. Parmi tous nos résultats d'optimisations, nous devons éliminer les solutions dont les écarts avec le modèle recalé sont trop significatifs. Nous avons également montré qu'il est intéressant de forcer l'optimisation à converger vers de nouvelles solutions, en réalisant un arbre de test avec plusieurs points de départ. Nous obtenons ainsi un ensemble de géométries différentes, parmi lesquelles nous sélectionnons la machine optimale. Avec un plus grand nombre d'optimisations, nous augmentons les chances de converger vers les dimensions les plus avantageuses. Cette opération, combinée au bruit introduit par le recalage du modèle, favorise la sélection des meilleures solutions. Nous procédons ainsi, par des évaluations successives pour approcher progressivement les meilleurs optima.

La géométrie (et son modèle associé) proposant la meilleure solution correspond au dimensionnement final de la machine asynchrone pour son cahier des charges. En revanche, toutes les solutions qui respectent le cahier des charges sont aussi des machines potentiellement réalisables, celles-ci forment une famille de solutions. Le concepteur de machines électriques peut sélectionner une de ces machines, son choix est alors fondé sur ses propres critères et à son expérience.

Cette démarche a été mise en place et testée avec succès sur plusieurs exemples de dimensionnement en terme de « coût – volume – performance » pour un véhicule hybride avec une machine asynchrone.

Cette thèse poursuit la collaboration de recherche, établie depuis plusieurs années, entre le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et le constructeur automobile RENAULT. Le travail présenté dans ce mémoire concerne la modélisation, l'analyse et le dimensionnement des machines asynchrones. Cette technologie de machine électrique présente de nombreux avantages, notamment une structure mécanique très simple et robuste. Pour ces raisons, elle est souvent proposée par les équipementiers et les constructeurs pour les applications de traction automobile, en particulier pour les véhicules hybrides. Dès la phase exploratoire d'un projet, il est nécessaire d'estimer précisément les performances d'une machine électrique et, si nécessaire, de reconsidérer son dimensionnement. Pour cela, nous avons développé plusieurs modèles analytiques simples et précis des machines asynchrones. Au regard de toute la chaîne de traction hybride, le dimensionnement final de la machine asynchrone doit satisfaire au plus juste, le compromis « coût – volume – performances – fiabilité ».

Nous avons commencé par présenter un premier modèle analytique non linéaire de la machine asynchrone. Ce modèle, fondé sur la même topologie que les schémas équivalents traditionnels, tient compte correctement du fonctionnement électromagnétique par la présence d'éléments non linéaires dans le schéma. Les lois de variation de ces éléments sont déterminées à l'aide d'un nombre limité de calculs éléments finis. Nous avons montré que notre modèle prenait correctement en compte la saturation de la machine. Les écarts constatés sur le couple sur des points de fonctionnement réalistes ne dépassent pas 5%. Nous avons ensuite adapté notre modèle analytique afin de réaliser des études paramétriques sur quelques dimensions importantes : la longueur, le diamètre, le nombre de spires et l'épaisseur d'entrefer. Ce modèle a été utilisé pour adapter une machine à un nouveau cahier des charges. Nous avons comparé les performances de cette machine avec celle d'un équipementier automobile qui répond au même cahier des charges. Nous avons obtenu une très bonne similitude des rendements des deux machines.

Nous avons ensuite étendu notre démarche pour obtenir un modèle paramétrique plus complet de la machine asynchrone. Nous considérons un grand nombre de dimensions géométriques modifiables : les dents, les culasses, l'épaisseur et le rayon moyen de l'entrefer et la longueur de la machine (22 paramètres au total). La difficulté de cette étude était d'associer directement les dimensions des éléments de la machine (dents, culasses, ...) aux réluctances du schéma équivalent. Pour cela, nous avons montré qu'à chaque inductance du schéma correspondait un groupe de réluctances. Les perméabilités équivalentes dans les dents et dans les culasses sont déterminées pour chaque essai avec des calculs éléments finis. Ces perméabilités sont ensuite associées aux longueurs, surfaces des dents et des culasses pour établir chaque réluctance. Pour paramétrer le modèle, nous établissons les relations qui lient les réluctances aux dimensions variables de la géométrie. Nous avons montré que les variations des courbes de réluctances sont bien prises en compte, même pour des variations

importantes des dimensions de la machine. Pour valider ces résultats, nous avons évalué les écarts sur le couple entre le modèle et les calculs éléments finis. Les écarts sont de l'ordre de la dizaine de pour-cent lorsque les variations des dimensions sont très importantes. Cette erreur est ramenée à seulement quelques pour-cent, lorsque les variations géométriques sont moins prononcées.

Dans la dernière partie de cette thèse, nous proposons une démarche d'optimisation originale que nous avons appelée « optimisation à modèle recalé ». Dans le cas d'une optimisation classique, le résultat est obtenu dès la boucle d'optimisation terminée. La précision du résultat dépend alors de celle du modèle analytique utilisé. Dans notre cas, nous avons montré que la précision de notre modèle avait tendance à diminuer si l'on s'écartait beaucoup de la géométrie d'origine. Pour pallier ce défaut, notre démarche utilise un recalage systématique du modèle analytique à la fin de chaque phase d'optimisation, en relançant un calcul par éléments finis sur la nouvelle géométrie. Nous avons montré que les différences de résultats entre chaque modèle avaient tendance à s'estomper au fur et à mesure des itérations. Toutes les géométries qui respectent le cahier des charges, avec leur modèle recalé, sont des minima potentiels. La meilleure de toutes ces solutions est conservée comme étant la solution optimale. Son modèle associé est capable de fournir les performances de cette machine pour tout point de fonctionnement.

- [Akemakou] A. Akemakou, S. Phounsombat, "Electrical machine with double excitation, especially a motor vehicle alternator", US Patent n°6 147 429, novembre 2000.
- [Akoun] G. Akoun, "Etude d'un alternateur à aimant permanent pour l'automobile", Thèse de doctorat de l'INPG, mars 1986.
- [Albert] L. Albert, C. Chillet, A. Jarosz, F. Wurtz, "Analytical modelling of automotive claw-pole alternator for design and constrained optimization", EPE'03, Toulouse, septembre 2003.
- [Alger] P.L. Alger, "Induction machines", New York, Gordon and Breach Science Publishers, 1970.
- [Amara] Y. Amara, J. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lecrivain, A.H. Ben Ahmed, A. Akémakou, "A New Topology of Hybrid Synchronous Machine", IEEE IAS'00, octobre 2000.
- [Amrhein] M. Amrhein, P. Krein, "Rotor Designs for Small Inverter-Dedicated Induction Machines", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Armiroli] P. Armiroli, C. Plasse, "L'alternateur-démarrateur, du Stop-Start au semi-hybride", 5^{ème} colloque C-Velec, Grenoble, juin 2002.
- [Bai] H. Bai, B. Zhang, S. Pekarek, W. Eversman, "Comparison of 3-, 5-, and 6-phase machine for automotive charging applications", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Biedinger-1] J.M. Biedinger, G. Friedrich, J-P. Vilain, C. Plasse, "Etude de faisabilité d'un alternateur-démarrateur intégré. Comparaison des solutions asynchrone et synchrone à rotor bobiné", SEE'99, La conversion d'électromécanique directe, ENS Cachan, février 1999, pp.101-106.
- [Biedinger-2] J.M. Biedinger, J-P. Vilain, "Dimensionnement des actionneurs électriques alimentés à fréquence variable sous faible tension : I. Analyse du problème couplé magnétique, thermique, électrique", The European Physical Journal, Applied Physics, EDP Science 1998, pp.101-117.
- [Boglietti] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Two Simplified Methods for Iron Losses Prediction in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter", IEEE IEMDC'01, Cambridge, juin 2001.
- [Bonnett] A. Bonnett, G. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", IEEE IAS Transactions on Industry Applications, Vol.28, N°4, juillet/août 1992., pp.921-936
- [Bouchard] R-P. Bouchard, G. Olivier, "Conception de moteurs asynchrones triphasés", Editions de l'école polytechnique de Montréal, 1997.
- [Brisset] S. Brisset, P. Brochet, "Optimization of Switched Reluctance Motors using Deterministic Methods with Static and Dynamic Finite Element Simulations", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, N°5, septembre 1998.
- [Cai] W. Cai, P. Pillay, Z. Tang, A. Omekanda, "Experimental Study Of Vibrations In The Switched Reluctance Motor", IEEE IEMDC'01, Cambridge, juin 2001.
- [Caracchi] Caracchi, "High efficiency low volume starter/alternator for automotive applications", IEEE IAS'00, octobre 2000.
- [Chédot] L. Chédot, G. Friedrich, "Comparisons of direct and adaptative optimal controls for interior permanent magnet synchronous integrated starter generator", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.

- [Chen] S. Chen, B. Lesquesne, R. Henry, Y. Xue, J. Ronning, "Design and testing of a belt-driven induction starter-generator", IEEE IEMDC'01, Cambridge, juin 2001.
- [Cheng] S. Cheng, Y. Pei, F. Chai, S. Cui, "The torque pulsation analysis of a starter generator with concentrated windings based hybrid electric vehicles", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Chester] C. Cester, "Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion", Thèse de doctorat de l'INPG, 1996.
- [Chevalier] T. Chevalier, "Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'INPG, 1999.
- [Chillet] C. Chillet, "Les moteurs à aimants permanents dans la traction électrique", Colloque Energie et Transport Terrestre, Belfort, 6 mars 2003.
- [Cho] D-H. Cho, H-K Jung, C-G Lee, "Induction motor design for electric vehicle using a niching genetic algorithm", IEEE IEMDC'99, Seattle, juin 1999.
- [Coquery] G. Coquery, S. Carubelli, F. Lecoq, "Power module lifetime estimation from chip temperature direct measurement in an automotive traction inverter", Microelectronics Reliability n°41, 2001, pp. 1695-1700.
- [De Benedittis] D. De Benedittis, "Etude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur-démarrreur", Thèse de doctorat de l'INPG, 2002.
- [Delinchant] B. Delinchant, F. Wurtz, J. Fandino, "Mixing of FEM and analytical modeling : preliminary design of a transformer", OIPE'02, Lodz, septembre 2002
- [Desbiens] G. Desbiens, "Machines à induction bobinées sur dents", Thèse de doctorat de l'INPG, 2003.
- [Deshpande] U. Deshpande, "Recent advances in materials for use in permanent magnet machines – a review", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Dessus] B. Dessus, "La voiture à hydrogène", La Recherche, n°357, octobre 2002, pp.60-73.
- [El-Refaie] A. El-refaie, T. Jahns, "Application of Bi-State magnetic material to an automotive IPM starter/alternator machine", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Engineous] Engineous software, iSIGHT, www.engineous.com
- [Evans] D. Evans, K. Van Maanen, "Electric machine powertrain integration for GM's hybrid full-size pickup truck", Society of Automotive Engineers, paper number 2003-04-0084, 2003.
- [Flux2d] Cedrat Flux2d software, www.cedrat.com
- [Fonseca-1] A. Fonseca, "Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides", Thèse de doctorat de l'INPG, septembre 2000.
- [Fonseca-2] A. Fonseca, C. Chillet, E. Atienza, A-L. Bui-Van, J. Bigeon, "New modelling methodology for different PM motors for electric and hybrid vehicles", IEEE IEMDC'01, Cambridge, juin 2001.
- [Friedrich] G. Friedrich, L. Chedot, J-M. Biedinger, "Comparison of two optimal machine designs for integrated starter-generator applications", ICEM'02, Brugge, août 2002.
- [Gabsi] M. Gabsi, F. Camus, T. Loyau, J-L. Barbry, "Noise reduction of switched reluctance machine", IEEE IEMDC'99, Seattle, juin 1999.

- [Germishuizen] J. Germishuizen, F. Van der Merwe, K. Van der Westhuizen, M. Kamper, "*Performance comparison of reluctance synchronous and induction traction drives for electrical multiple units*", IEEE IAS'00, octobre 2000.
- [Global Renault] L. Blanc, "*Technologie : les véhicules hybrides (Kangoo Elect'road)*", Global Renault n°15, octobre 2002, pp.43-45.
- [Henry] R. Henry, B. Lequesne, S. Chen, J. Ronning, Y. Xue, "*Belt-driven starter-generator for future 42-Volt systems*", Society of Automotive Engineers, paper number 2001-01-0728, 2001.
- [Hibino] S. Hibino, T. Sato, M. Mochizuki, "*Squirrel-cage rotor with shaped-conductor harmonic reduction*", US Patent n°5 182 483, janvier 1993.
- [Hjort] T. Hjort, F. Jensen, R. Pst, C. Rasmussen, E. Ritchie, F. Vedsted, "*A method for calculating iron losses in inverter fed induction motors*", Electrimacs'99, 1999.
- [Hoffmann] Hoffmann et al., "*Winding with moulded parts, method and set of moulded parts for electrical machines*", International Patent n°WO 01/95461, décembre 2001.
- [Honda] A. Honda, T. Nakamura, T. Higaki, Y. Taleda, "*Motor design considerations and test results of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles*", IEEE IAS'97, octobre 1997.
- [Jack] A. Jack, "*Soft magnetic composites – materials and applications*", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Kelly] J. Kelly, E. Strangas, J. Miller, "*Control of a continuously operated pole-changing induction machine*", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Khatir] Z. Khatir, S. Lefebvre, G. Pugsley, "*Apports de la Simulation dans l'aide à la Conception de Modules Hybrides de Puissance vis-à-vis de la Tenue à la Fatigue Thermique*", Actes du GDR-CNRS "Intégration des systèmes de puissance", Montpellier, Septembre 2001
- [Konieczka] A. Konieczka, J-P. Vilain, S. Ly, C. Plasse, "*Optimization of the control of an integrated starter alternator using an induction machine – mechanical sensor role*", ICEM'02, Brugge, août 2002.
- [Kostenko] M. Kostenko, L. Piotrovski, "*Machines Electriques – TOME IP*", éditions Mir – Moscou, 1969.
- [Kozlowski] F. Kozlowski, H. Hengstenberger, "*Compact Starter-Alternator Systems with High Efficiency for 42V and 12V*", Society of Automotive Engineers, paper number 02AE-115, 2002.
- [Lancarotte] M. Lancarotte, A. Penteadó, "*Prediction of core losses increase under sinusoidal and non-sinusoidal induction*", Electrimacs'99, 1999.
- [Lebouc] A. Lebouc, F. Piriou, "*Les matériaux ferromagnétiques : techniques de caractérisation et modèles de représentation*", JCGE'01 / EF'01, Belfort / Nancy 2001.
- [Levi] E. Levi, T. Pham-Dinh, "*Impact of iron loss on direct torque control of induction machines and its compensation*", EPE'01, Graz, septembre 2001.
- [Lindström] J. Lindström, J. Hellsing, J. Luomi, "*Design of high-efficiency electrical motors for a hybrid electric vehicle*", EVS 13, Vol II, Osaka, 1996, pp. 64-69.
- [Lingfeng] S. Lingfeng, C. Shumei, C. Shukang, "*Research on efficiency optimization control for induction motor drive system in electric vehicle*", EVS 16, Beijing, octobre 1999.
- [Linkous] Linkous, "*Method of making high efficiency induction motor with multi-cage circuit rotor*", US Patent n°4 095 332, octobre 1976.

- [Lipo] T. Lipo, "An improved weighted total harmonic distortion index for induction motor drives", OPTIM'00, Vol 2, Brasov, 2000, pp. 311-322.
- [LMS Optimus] LMS International, Optimus software, <http://www.lmsintl.com/>
- [Lobosco] O. Lobosco, "Conceptual aspects of equivalent circuit for an induction machine", IEEE IEMDC'01, Cambridge, juin 2001.
- [Lorenz] R. Lorenz, M. Harke, K. Huh, T. Jahns, H. Kim, J. Wai, "Initial rotor position estimation for an integrated starter alternator IPM synchronous machine", EPE'03, Toulouse, septembre 2003.
- [Lutz] J. Lutz, "Motor/generator design considerations for flywheel applications", EVS 13, Vol. II, Osaka, 1996, pp.183-189.
- [Madescu-1] G. Madescu, I. Boldea, T. Miller, "An analytical iterative model (AIM) for induction machine design", IEEE IAS'96, Vol. 1, San Diego, octobre 1996, pp. 566-573.
- [Madescu-2] G. Madescu, I. Boldea, T. Miller, "The Optimal Lamination Approach (OLA) to Induction Machine Design Global Optimization", IEEE IAS'96, San Diego, Vol.10, octobre 1996, pp.574-58.
- [Magot] D. Magot, F. Wurtz, B. Cogitore, J-P. Keradec, "A methodology for worst-case tolerance design", EPE'03, Toulouse, septembre 2003.
- [Marino] A. Marino, "Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge", Thèse de doctorat de l'INPG, 2003.
- [Mathworks] Mathworks Matlab Optimization Toolbox, www.mathworks.com
- [McCleer] P. McCleer, J. Miller, A. Gale, M. Degner, F. Leonardi, "Non linear model and momentary performance capability of a cage rotor induction machine used as an automotive combined starter-alternator", IEEE IAS'99, Phoenix, octobre 1999.
- [Miller] J. Miller, P. McCleer, J. Lang, "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives", IEEE IAS'98, St Louis, octobre 1998.
- [Nasser] A. Nasser, "Comparison of induction, PM and SR motor technologies in EV traction systems applications", EVS 16, Beijing, octobre 1999.
- [Nuscheler] R. Nuscheler, "Two concepts of starter-generator machines for 8-12 cylinder combustion engines", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Ossart] F. Ossart, O. Hubert, L. Hirsinger, C. Buvat, R. Billardon, "Dégradation du comportement des tôles magnétiques lors de leur mise en œuvre industrielle : modélisation et expérimentation", MGE'00, Lille, décembre 2000.
- [Peters] D. Peters, J. Cowie, E. Brush, D. Van Soo, "Copper in the squirrel cage for improved motor performance", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Pichler] P. Pichler, P. Ebner, H. Weiss, "Demand-based induction motor design for diverging electrical vehicle applications powered by battery", EVS 18, Berlin, octobre 2001.
- [Pro@design] Design Processing, Pro@design, www.designprocessing.com
- [Pugsley-1] G. Pugsley, C. Chillet, A. Fonseca, A-L. Bui-Van, "New modeling methodology for induction machine efficiency mapping for hybrid vehicles", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.

- [Pugsley-2] G. Pugsley, C. Chillet, A. Fonseca, A-L. Bui-Van, "New modeling methodology for induction machines in hybrid vehicles", EPE'03, Toulouse, septembre 2003.
- [Pugsley-3] G. Pugsley, A. Kedous-Lebouc, A. Fonseca, "Accurate FEM iron loss estimations applied to PMSM for electric and hybrid vehicles", ICEM'04, Cracow, septembre 2004 – en attente d'acceptation –.
- [Pugsley-4] G. Pugsley, C. Chillet, A. Fonseca, "Cost – performance – size optimization for automotive induction machines. A fast and accurate FEM, analytical and optimisation mixed procedure", ICEM'04, Cracow, septembre 2004 – en attente d'acceptation –.
- [R&D] R&D La route de l'innovation (Renault), "Ellypse, un concept-car bien sur sa planette", n°26, octobre 2002, pp.42-46.
- [Reckhorn] T. Reckhorn, A. Dietz, K. Müller, "Drive systems for electric, hybrid and fuel cell vehicles", EVS 18, Berlin, octobre 2001.
- [Reiter] F. Reiter, T. Stuart, "Composite powder metal synchronous reluctance machine", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Richard] S. Richard, "Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régimes permanent et transitoire", Thèse de doctorat de l'INPG, 1997.
- [Sadarangani] C. Sadarangani, "Electrical machines – design and analysis of induction and permanent magnet motors", Vetenskap Och Kinst, 2000.
- [Schultz-1] R. Schultz, "Performance model of an automotive starter-generator", IEEE IAS'00, octobre 2000.
- [Schultz-2] R. Schultz, "Rotating electrical machine", European patent n°0 741 444 A1, novembre 1996.
- [Smith] A.C. Smith, "Influence of end-ring shape on induction motor performances", IEEE Electrical Machines and Drives, conference publication n°444, septembre 1997, pp143-147.
- [Tadros] Y. Tadros, J. Ranneberg, U. Schäfer, "Ring shaped motor-intergrated electric drive for hybrid electric vehicles", EPE'03, Toulouse, septembre 2003.
- [Teratani] T. Teratani, K. Kuramochi, H. Nakao, T. Tachibana, K. Yagi, S. Abou, "Development of Toyota mild hybrid system (THS-M) with 42V PowerNet", IEEE IEMDC'03, Madison, juin 2003.
- [Thorsen] O. Thorsen, M. Dalva, "Field evaluation of efficiency and prediction of steady state performance for induction motors based on equivalent circuit methods", IEEE IEMDC'99, Seattle, juin 1999.
- [Toliya] H. Toliyat, N. Qahtany, "Finite element analysis of a concentrated winding multi-phase induction machine", ICEM'02, Brugge, août 2002.
- [Tsekouras] G. Tsekouras, S. Kiartzis, A. Kladas, J. Tegopoulos, "Neural network approach compared to sensitivity analysis based on finite element technique for optimization of permanent magnet generators", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 37, N°5, septembre 2001.
- [Tutelea] L. Nutelea, E. Ritchie, "Modeling and simulation of four wheel drive system for electric vehicle using induction machine", EPE'01, Graz, septembre 2001.
- [Umeda] A. Umeda, T. Shiga, S. Kusase, "Stator winding of AC generator", US Patent n°6,222,295 B, avril 2001.
- [Vanderplaats] Vanderplaats R&D inc., www.vrand.com

-
- [Wall] R. Wall, H. Hess, "Induction machines as an alternative for automotive electrical generation and starting systems", IEEE IEMDC'99, Seattle, juin 1999.
- [Wang] S. Wang, S. Jeong, H. Yoon, "Continuum shape design sensitivity analysis of magnetostatic field using finite element method", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 35, N°3, mai 1999.
- [Wurtz] F. Wurtz, "Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques", Thèse de doctorat de l'INPG, 1996.
- [Xue] Y. Xue, S. Chen, "Instability issues for control system in induction generator", IEEE IAS'01, octobre 2001.
- [Zhao] Z. Zhao, S. Meng, A. El-Antably, "A novel induction machine design suitable for inverter-driven variable speed systems in EV applications", EVS 16, Beijing, octobre 1999.
-

Annexe : programme MATLAB d'établissement du modèle

```

function [Rs_teeth, Rs_back, Rr_teeth, Rr_back, Lm, Lfs, Lbar, Lanncc, Rs, Rbar, Ranncc, flux] = ...
    makemodel_function(angle_mec, Nflux2d, f, g, p, Nenc_st, Nbar_rt, Nph, Nspires, ...
        .W_tooth_s, H_tooth_s, H_back_s, W_tooth_r, H_tooth_r, H_back_r, R_airgap, H_airgap, Long_act, type)
-----
fprintf('\n\nExploitation : Flux2d Induction Machine Model');
-----
fprintf('\n\nReading files');
[Eph, Iph, angle_Iph, Ibar, angle_Ibar, P_bar, Q_bar, P_anncc, Q_anncc, mu] = LSTreader_function(type);
-----
fprintf('\n\nUploading propeties');
mu0 = 4*pi*1e-7; %mu=4*pi*e-7
ro_cu = 0.0172e-6; %Copper resistivity
ro_al = 0.0267e-6; %Aluminium resistivity
alpha_st = 0.00393; %Temperature coefficient for stator (1/K or (1/°C)
alpha_rt = 0.00446; %Temperature coefficient for rotor (1/K or (1/°C)

fprintf('\n\nComputing data');
Nenc_ph_p = Nenc_st/2/p/Nph; %Number of slots per pole per phase
Nbar_p = Nbar_rt/2/p; %Number of bars per pole
angle_st = 2*pi*p/Nenc_st; %Angle between two stator slots
angle_rt = 2*pi*p/Nbar_rt; %Angle between two rotor slots
Kbob_st = 2*p*Nph*sin(pi/2)*sin(pi/2/Nph)/Nenc_st/sin(pi*p/Nenc_st); %Winding coefficient

%Currents in all the stator slot
Iph1 = Iph(:,1) .* exp( j*angle_Iph(:,1) ) * ones(1,Nenc_ph_p) ; %current in phase 1
Iph2 = Iph(:,2) .* exp( j*angle_Iph(:,2) ) * ones(1,Nenc_ph_p) ; %current in phase 2
Iph3 = Iph(:,3) .* exp( j*angle_Iph(:,3) ) * ones(1,Nenc_ph_p) ; %current in phase 3
Iunit = Nspires*[ Iph1 -Iph3 Iph2 -Iph1 Iph3 -Iph2 ]; %Init currents is slots
Ienc_st = Iunit; %Init (2)
while length(Ienc_st) < (Nenc_st/Nflux2d) %Add currents to fill slots
    Ienc_st = [Ienc_st Iunit]; %current in stator slots
end %...
%Currents in all the rotor slot
Ienc_rt = Ibar .* exp(j*angle_Ibar) ; %current in rotor slots

%In the model, the first stator phase (Iph1) is the reference phase (angle=0)
Is = Iph(:,1); %circuit current per pole in one phase
E = Nflux2d/p * Eph(:,1) .* exp( - j*angle_Iph(:,1) ) ; %circuit E voltage per pole pair
w = 2*pi*f ; %stator pulsation per winding
-----
%Computing power in the rotor
P_rot = Nflux2d * (P_bar + 2*P_anncc) ; %total W power in the rotor
P_stat = Nph.*p.*abs(E) .*abs(Is) .*cos(angle(E./Is)) - P_rot ; %total W power in the stator
Q_rot = Nflux2d * (Q_bar + 2*Q_anncc) ; %total VAR power in the rotor
S_rot = P_rot + j*Q_rot ; %total VA power in the rotor

%MMF computation
Fs = 0 ; Fr = 0 ; %Inits the MMF sums to 0
angle_rt_st = p*angle_mec + angle_rt/2 - angle_st/2 ; %Fourier series rotor to stator phase
for k=1:(Nenc_st/Nflux2d) %number of slots per winding
    for m=1:k %sum of MMF per winding
        Fs = Fs + Ienc_st(:,m)/2/pi * ...
            ( exp(j*(k-1)*angle_st) - exp(j*k*angle_st) ) ; %MMF in the stator
    end %...
end %..
Fs = Fs * (2*Nph*Nenc_ph_p)/(Nenc_st/Nflux2d) ; %Transpose from Nflux2d to period
for k=1:(Nbar_rt/Nflux2d) %number of slots per winding
    for m=1:k %sum of MM per winding
        Fr = Fr + Ienc_rt(:,m)/2/pi * ...
            ( exp(j*((k-1)*angle_rt+angle_rt_st)) - exp(j*(k*angle_rt+angle_rt_st)) )
    end %...
end %..
Fr = Fr * (2*Nbar_p)/(Nbar_rt/Nflux2d) ; %Transpose to the complete machine
-----
%Resistances and linear inductances in the machine model
Rr = P_rot/Nph/p ./ abs(Ir).^2 .* g ; %Rotor resistance (from power balance)
Rs = P_stat/Nph/p ./ abs(Is).^2 ; %Stator resistance (from power balance)
Lanncc = Nflux2d*2.*Q_anncc./Nph./p ./ abs(Ir).^2 ./w ; %Rotor cage inductance
Rbar = Rr .* Nflux2d .* P_bar ./ P_rot ; %Rotor bar resistance per winding
Ranncc = Rr .* Nflux2d .* 2.*P_anncc ./ P_rot ; %Rotor ring resistance per winding

%Voltages and currents transposed to the stator

```

```

Ir = Is .* -(Fr./Fs) ; %Current in the rotor per winding
Es = E - Rs.*Is ; %Stator voltage before Lfs per winding
angle_Em = angle(Ir) + angle(S_rot) ; %Angle for the Er voltage per winding
Em = abs(S_rot) /Nph/p ./ abs(Ir) .* exp(j*angle_Em) ; %Er voltage per winding
Im = Is - Ir ; %Magnetizing current per winding
Er = Rr./g.*Ir + j*w.*Lanncc.*Ir ; %Voltage after Lfr and before Lanncc

%Computing non linear circuit components per pole
Lm = abs(Em)./abs(Im) ./ w ; %Lm magnetizing inductance per winding
Lfs = abs(Es-Em)./abs(Is) ./ w ; %Lfs stator loss inductance per winding
Lbar = Nflux2d*Q_bar/Nph/p ./ abs(Ir).^2 ./ w ; %Lfr rotor loss inductance per winding

%Determining flux and voltage in the circuit
flux = abs(Em) ./ w ./ Nspires ; %flux in the airgap per winding

%Converting Y to D non linear inductances to new schematic [McCleer]
Lyd_fs = ( Lfs.*Lbar+Lfs.*Lm+Lbar.*Lm ) ./ Lbar ; % Y -> D
Lyd_bar = ( Lfs.*Lbar+Lfs.*Lm+Lbar.*Lm ) ./ Lfs ; % Y -> D

%Converting the constant Y to D values of Lm, Lfs and Lbar
Lyd_s = ( Lfs(1)*Lbar(1)+Lfs(1)*Lm(1)+Lbar(1)*Lm(1) ) / Lbar(1) ; % Y -> D
Lyd_r = ( Lfs(1)*Lbar(1)+Lfs(1)*Lm(1)+Lbar(1)*Lm(1) ) / Lfs(1) ; % Y -> D
Lyd_m = ( Lfs(1)*Lbar(1)+Lfs(1)*Lm(1)+Lbar(1)*Lm(1) ) / Lm(1) ; % Y -> D

%De-composing the non-linear inductances, such as inductance = ( non-linear // constant )
Lr = Lyd_r.*Lyd_bar ./ (Lyd_r - Lyd_bar + eps) ; % / -> //
Ls = Lyd_s.*Lyd_fs ./ (Lyd_s - Lyd_fs + eps) ; % / -> //

%Small filter on high level inductances to make sure we have don't have any bumps
[X,I_Ls] = min(Ls) ; Imax_Ls = length(Ls) ;
Ls(I_Ls:Imax_Ls) = 1 ./ interp1(flux(1:(I_Ls-1)), 1./Ls(1:(I_Ls-1)),
flux(I_Ls:Imax_Ls),'linear','extrap') ;
[X,I_Lr] = min(Lr) ; Imax_Lr = length(Lr) ;
Lr(I_Lr:Imax_Lr) = 1 ./ interp1(flux(1:(I_Lr-1)), 1./Lr(1:(I_Lr-1)),
flux(I_Lr:Imax_Lr),'linear','extrap') ;

%Keeping the old values from the first model (for screen printing mainly)
Lfs_old = Lyd_m.*Lyd_fs ./ (Lyd_m + Lyd_fs + Lyd_bar) ; %Lfs (non linear)
Lm_old = Lyd_bar.*Lyd_fs ./ (Lyd_m + Lyd_fs + Lyd_bar) ; %Lm (non linear)
Lbar_old = Lyd_m.*Lyd_bar ./ (Lyd_m + Lyd_fs + Lyd_bar) ; %Lbar
Lfr_old = Lanncc + Lbar_old ; %Lfr (non linear)

%Writing the new constant values of Lfs, Lm and Lbar
Lfs = Lfs(1)*ones(size(E)) ; %Lfs (constant)
Lm = Lm(1)*ones(size(E)) ; %Lm (constant)
Lbar = Lbar(1)*ones(size(E)) ; %Lbar (constant)

fprintf('Writing reluctances data');
%Distance 1 (stator)
L1 = 2*pi* ( R_airgap + H_airgap/2 )/Nenc_st - W_tooth_s ;
L2 = 2*pi* ( R_airgap + H_airgap/2 + H_tooth_s )/Nenc_st - W_tooth_s ;
H_s = H_tooth_s * L1 / (1-L1/L2) + H_tooth_s/2*L1*L2 / (2*L1/L2*H_tooth_s^2/(1-L1/L2)) ;
%Distance 2 (rotor)
L1 = 2*pi* ( R_airgap - H_airgap/2 - H_tooth_r )/Nbar_rt - W_tooth_r ;
L2 = 2*pi* ( R_airgap - H_airgap/2 )/Nbar_rt - W_tooth_r ;
H_r = H_tooth_r * L1 / (1-L1/L2) + H_tooth_r/2*L1*L2 / (2*L1/L2*H_tooth_r^2/(1-L1/L2)) ;

%Radius to the stator slot center (using H_s and H_r above)
R_halftooth_s = R_airgap + H_airgap/2 + H_tooth_s/2 + H_s ; %Radius to half the stator tooth
R_halftooth_r = R_airgap - H_airgap/2 - H_tooth_r/2 + H_r ; %Radius to half the rotor tooth
W_slot_rt = pi*(2*R_airgap-H_airgap-H_tooth_r)/Nbar_rt - W_tooth_r ; %Rotor slot average width

%Rm equivalent values from Flux2d mu measures
Rs_eq_teeth = 1./mu(:,1) .* 2*H_tooth_s / (Long_act*pi*R_halftooth_s/p/4) ;
Rs_eq_back = 1./mu(:,2) .* 2*pi*(R_airgap+H_airgap/2+H_tooth_s+H_back_s/2)/2/p /
(Long_act*H_back_s) ;
Rr_eq_teeth = 1./mu(:,3) .* 2*H_tooth_r / (Long_act*pi*R_halftooth_r/p/4) ;
Rr_eq_back = 1./mu(:,4) .* 2*pi*(R_airgap-H_airgap/2-H_tooth_r-H_back_r/2)/2/p /
(Long_act*H_back_r) ;

%Computing inductance components from the pseudo-equivalent FMM
Rs_ = Nspires^2./Ls ;
Rr_ = Nspires^2./Lr ;
Rs_teeth = Rs_ .* Rs_eq_teeth ./ (Rs_eq_teeth+Rs_eq_back) ;
Rs_back = Rs_ .* Rs_eq_back ./ (Rs_eq_teeth+Rs_eq_back) ;
Rr_teeth = Rr_ .* Rr_eq_teeth ./ (Rr_eq_teeth+Rr_eq_back) ;
Rr_back = Rr_ .* Rr_eq_back ./ (Rr_eq_teeth+Rr_eq_back) ;

```

```

%-----
%Filter on high value reluctances to stop any small bumps
% [X,I_Ls] = min(1./Rs_teeth) ; I_max_Ls = length(Ls);
% Rs_teeth(I_Ls:I_max_Ls) = interp1(flux(1:(I_Ls-1)) , Rs_teeth(1:(I_Ls-1)),
flux(I_Ls:I_max_Ls),'linear','extrap') ;
% [X,I_Ls] = min(1./Rs_back) ; I_max_Ls = length(Ls);
% Rs_back(I_Ls:I_max_Ls) = interp1(flux(1:(I_Ls-1)) , Rs_back(1:(I_Ls-1)),
flux(I_Ls:I_max_Ls),'linear','extrap') ;
% [X,I_Lr] = min(1./Rr_teeth) ; I_max_Lr = length(Lr);
% Rr_teeth(I_Lr:I_max_Lr) = interp1(flux(1:(I_Lr-1)) , Rr_teeth(1:(I_Lr-1)),
flux(I_Lr:I_max_Lr),'linear','extrap') ;
% [X,I_Lr] = min(1./Rr_back) ; I_max_Lr = length(Lr);
% Rr_back(I_Lr:I_max_Lr) = interp1(flux(1:(I_Lr-1)) , Rr_back(1:(I_Lr-1)),
flux(I_Lr:I_max_Lr),'linear','extrap') ;

%Filter on low value reluctances to stop any small bumps
% ind= max( find( diff(Rs_teeth) <= 0 )) + 1;
% Rs_teeth(1:ind) = interp1([flux(1) flux(ind)], [eps Rs_teeth(ind)] ,
flux(1:ind),'linear','extrap') ;
% ind= max( find( diff(Rr_teeth) <= 0 )) + 1;
% Rr_teeth(1:ind) = interp1([flux(1) flux(ind)], [eps Rr_teeth(ind)] ,
flux(1:ind),'linear','extrap') ;
% ind= max( find( diff(Rs_back) <= 0 )) + 1;
% Rs_back(1:ind) = interp1([flux(1) flux(ind)], [eps Rs_back(ind)] ,
flux(1:ind),'linear','extrap') ;
% ind= max( find( diff(Rr_back) <= 0 )) + 1;
% Rr_back(1:ind) = interp1([flux(1) flux(ind)], [eps Rr_back(ind)] ,
flux(1:ind),'linear','extrap') ;

%-----
fprintf('\n-First model (chapter II in PhD)');
fprintf('\n\nNon-linear Inductances...');
fprintf('\nE[V] flux Lfs[H] Lbar[H] Lm[H]');
n=length(flux);
for i=1:n
    fprintf('\n%.2f %.3e %.3e %.3e %.3e',abs(E(i)),flux(i),Lfs_old(i),Lbar_old(i),Lm_old(i) );
end

fprintf('\n-Second non linear model (chapter III in PhD)');
fprintf('\n\nNon-linear Inductances...');
fprintf('\nE[V] flux Ls[H] Lr[H] ');
n=length(flux);
for i=1:n
    fprintf('\n%.2f %.3e %.3e %.3e',abs(E(i)),flux(i),Ls(i),Lr(i) );
end

fprintf('\n\nAverage resistances and linear inductances...');
fprintf('\nRs[ohm]= %.3e ',mean(Rs));
fprintf('\nLfs[H]= %.3e ',mean(Lfs));
fprintf('\nLm[H]= %.3e ',mean(Lm));
fprintf('\nRbar[ohm]= %.3e ',mean(Rbar));
fprintf('\nRanncc[ohm]= %.3e ',mean(Ranncc));
fprintf('\nLanncc[H]= %.3e ',mean(Lanncc));
fprintf('\nLbar[H]= %.3e ',mean(Lbar));

fprintf('\n\nReluctances in the model...');
fprintf('\nE[V] flux Rs_teeth Rs_back Rs');
n=length(flux);
for i=1:n
    fprintf('\n%.2f %.3e %.3e %.3e %.3e',
abs(E(i)),flux(i),Rs_teeth(i),Rs_back(i),Rs_teeth(i)+Rs_back(i));
end
fprintf('\n\nE[V] flux Rr_teeth Rr_back Rr');
n=length(flux);
for i=1:n
    fprintf('\n%.2f %.3e %.3e %.3e %.3e',
abs(E(i)),flux(i),Rr_teeth(i),Rr_back(i),Rr_teeth(i)+Rr_back(i));
end

%-----
fprintf('\n\nFinished building model from Flux2d data\n');

```