

Sur la conception d'une cellule de suivi
des performances d'éco-efficacité énergétique
des machines électriques tournantes à courants alternatifs

Thèse

Présentée et soutenue publiquement le 9 janvier 2012
pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université d'Artois

par

Farid ZIDAT

Composition du Jury

C. MARCHAND	Rapporteur
H. RAZIK	Rapporteur
G-A. CAPOLINO	Examineur
T. JACQ	Examineur
F. STREIFF	Examineur
J-F. BRUDNY	Directeur de thèse
J-PH. LECOINTE	Co-Directeur de thèse

Remerciements

Au terme de cette thèse, je tiens à remercier tout d'abord le Professeur Jean-François BRUDNY, Directeur du Laboratoire Systèmes Electrotechnique et Environnement (LSEE), pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour avoir dirigé cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur Jean-Philippe LECOINTE pour avoir codirigé ce travail de thèse. Sa rigueur et son soutien m'ont grandement aidé durant les trois années de thèse, en particulier pendant la rédaction. Je tiens à remercier vivement Monsieur Fabrice MORGANTI pour sa contribution à ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements au Professeur Hubert RAZIK et au Professeur Claude MARCHAND d'avoir accepté de rapporter mon travail de thèse. Je tiens également à remercier le Professeur Gérard-André CAPOLINO pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant mon jury de thèse.

Je souhaite remercier l'ADEME et EDF R&D pour avoir financé mes travaux de thèse. A ce titre, j'aimerais remercier M. Frédéric STREIFF et M. Thierry JACQ pour avoir suivi et participé aux comités de suivi de la thèse.

Je souhaite également remercier le Professeur R.ROMARY pour m'avoir accueilli en Master et pour avoir encadré mon stage au sein du LSEE. Je remercie bien évidemment mes collègues doctorants pour la bonne ambiance qu'ils ont su créer, ainsi que l'ensemble des personnes du LSEE pour leur soutien scientifique.

J'aimerais aussi et surtout remercier mes parents et mes sœurs pour leur amour et leur soutien indéfectible ; un simple merci ne peut suffire. Je souhaite aussi remercier mon oncle Saïd, ma sœur Djamila ainsi que mon beau frère Kader pour leurs soutiens moral et financier, en particulier pendant ma première année en France. Ce travail leur est dédié.

Je ne peux oublier le soutien de mes nombreux ami(e)s d'ici et d'Algérie ; certains se reconnaîtront dans ces remerciements.

Je ne peux clore ces remerciements sans les adresser à ma femme Dihia pour son soutien et sa présence. Ce travail lui est également dédié.

Table des matières

Glossaire.....	9
Introduction : Des raisons du diagnostic énergétique à la stratégie d'étude	13
I. Contexte de l'étude - Contraintes imposées - Enjeux	14
I.1 Contexte économique et environnemental.....	14
I.2 Mise en évidence de la problématique.....	16
I.3 Enjeux scientifiques.....	17
II. Objectifs détaillés – Définition des contraintes	17
II.1 Objectifs.....	17
II.2 Contraintes.....	17
III. Articulation de l'étude	18
IV. Conventions – Notations employées dans le document.....	18
Partie I : Caractérisations théorique, numérique et expérimentale du flux de dispersion	21
I. Qu'est ce que le flux de dispersion ?	22
I.1 Composantes du flux de dispersion	23
I.2 Champ rayonné par une machine idéale	24
I.2.1 Machine infiniment longue.....	24
I.2.2 Impact des têtes de bobines	26
I.3 Champ rayonné par une machine réelle.....	27
I.3.1 Cas d'un chignon.....	27
I.3.2 Combinaison des champs – Schéma global.....	28
I.4 Atténuation du champ de dispersion.....	29
II. Captation du champ de dispersion	29
II.1 Principe de mesure.....	29

II.2	Captation par antennes bobinées.....	30
II.2.1	Relation Champ – fem	30
II.2.2	Description des capteurs utilisés.....	32
III.	Caractérisation du flux de dispersion.....	35
III.1	Vérifications théorique et expérimentale de l'influence de la carcasse	36
III.1.1	Modélisation analytique de l'atténuation du champ transversal.....	36
III.1.2	Application à une machine asynchrone	39
III.1.3	Analyse de l'impact du matériau de la carcasse et des flasques sur le facteur d'atténuation 42	
III.1.3.1	Modèle numérique.....	42
III.1.3.2	Modèle analytique	47
III.1.3.3	Instrumentation des machines asynchrones.....	47
III.1.3.4	Résultats et analyse	48
III.2	Séparation des composantes du flux	49
III.2.1	Caractéristiques de la machine d'essai et modèle numérique.....	49
III.2.2	Caractérisation du flux de dispersion axial.....	50
III.2.2.1	Dispositif expérimental et modèle numérique.....	50
III.2.2.2	Influence de la carcasse et du paquet de tôles sur le flux de dispersion axial	51
III.2.2.3	Proportionnalité de la composante Z avec le courant d'alimentation	53
III.2.2.4	Distinction des effets générés par chaque bobine.....	53
III.2.2.5	Composantes tangentielle et normale du flux de dispersion axial.....	54
III.2.2.6	Influence des dimensions géométriques et des têtes de bobines sur les composantes du flux de dispersion axial.....	55
III.2.2.7	Premières particularités	554
III.2.3	Caractérisation du flux de dispersion en champ tournant.....	57
III.2.3.1	Composante Z du flux de dispersion.....	57
III.2.3.2	Composantes tangentielle et normale du flux de dispersion	58
III.2.3.3	Influence des dimensions géométriques et des têtes de bobines sur les composantes du flux de dispersion.....	59
III.2.3.4	Influence des courants de Foucault sur les composantes du flux de dispersion....	61
III.2.3.5	Influence de la saturation sur les composantes du flux de dispersion	63
III.2.3.6	Influence des ailettes sur le flux de dispersion.....	65
III.2.3.7	Influence de la charge sur le point neutre magnétique	68
III.2.4	Influence des têtes de bobines rotoriques sur la composante Z.....	68
IV.	Conclusion	69
Partie II : Estimation non invasive du couple électromagnétique		71

I.	Introduction.....	72
II.	Etat de l'art sur la détermination du couple électromagnétique.....	72
	II.1 Cas du régime permanent	72
	II.2 Cas des régimes transitoires.....	72
III.	Mise en évidence de la difficulté d'estimation du couple électromagnétique	74
	III.1 Expression générale.....	74
	III.2 Approches classiques pour la détermination du couple : mise en évidence du verrou scientifique.....	75
IV.	Détermination du couple par mesure du courant	79
	IV.1 Description de l'approche.....	79
	IV.1.1 Etude d'un cas particulier	79
	IV.1.2 Validité de l'évolution.....	80
	IV.1.3 Protocole de détermination du couple	86
	IV.2 Applications numériques	88
V.	Détermination du couple par la mesure du flux de dispersion.....	89
	V.1 Exploitation de l'expression générale du couple	89
	V.1.1 Correspondance <Flux d'entrefer – flux de dispersion>	90
	V.1.2 Evolution du flux transversal avec la charge.....	91
	V.2 Description du « ProtoF ».....	93
	V.2.1 Définition des hypothèses.....	93
	V.2.1.1 Linéarité du couple avec le glissement	93
	V.2.1.2 Evolution Flux de dispersion – glissement	93
	V.2.2 Description du Protocole	94
VI.	Détermination du couple par la mesure du flux de dispersion et du courant statorique	96
	VI.1 Description.....	96
	VI.2 Application numérique	98
VII.	Applicabilité et comparaison des protocoles de détermination du couple électromagnétique.....	98
	VII.1 Modèle utilisant uniquement la mesure du flux de dispersion : ProtoF.....	98
	VII.2 Modèles utilisant uniquement la mesure du courant statorique.....	100
	VII.3 Modèle utilisant la mesure du flux de dispersion et du courant statorique : ProtoIF	102
	VII.4 Comparaison des protocoles	103
	VII.5 Application des trois protocoles sur une machine de 200 kW.....	103

VII.6 Synthèse sur les protocoles de détermination non invasive du couple	104
VIII. Conclusion	105
Partie III : Architectures matérielle et logicielle de la cellule	107
I. Intégration de la fonctionnalité « diagnostic » à la cellule.....	109
I.1 Deux approches pour le diagnostic	109
I.1.1 Approche signal	109
I.1.2 Approche modèle.....	109
I.2 Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	110
I.2.1 Défaits rotoriques.....	110
I.2.1.1 Ruptures de barres	111
I.2.1.2 Défaits d'anneaux de courts-circuits	113
I.2.1.3 Excentricité statique et dynamique.....	113
I.2.2 Défaits statoriques.....	115
I.2.2.1 Usure de l'isolant	116
I.2.2.2 Court-circuit entre spires	116
I.3 Exemples de diagnostics trouvés dans la littérature.....	117
I.3.1 Diagnostic en utilisant le flux de dispersion.....	117
I.3.2 Diagnostic utilisant le courant statorique.....	118
I.4 Validation expérimentale	119
I.4.1 Mesure du courant statorique.....	119
I.4.2 Mesure du flux de dispersion.....	120
I.5 Bilan.....	121
II. Mesure du courant par analyse du champ rayonné par un câble.....	122
II.1 Cas de 3 fils séparés.....	122
II.1.1 Principe	122
II.1.2 Validation expérimentale.....	123
II.1.2.1 Câble magnétiquement isolé des 2 autres.....	124
II.1.2.2 Influence des autres conducteurs – Ecartement minimal des câbles – Positionnement optimal du capteur	125
II.2 Bilan.....	126
III. Autonomisation de la cellule.....	126
III.1 « Magnétoscopie » de machines asynchrones	127
III.1.1 Cas de la machine 4 pôles.....	128

III.1.2 Cas de la machine 2 pôles	129
III.2 Dimensionnement de la sonde	131
III.3 Quantification de la récupération d'énergie.....	132
IV. Architecture de la cellule pour une transmission des informations sans fil	133
IV.1 Choix du protocole sans fil	133
IV.2 Description du réseau mis en place.....	135
IV.2.1 Cellule de mesure	136
IV.2.2 Le coordinateur et le PC	137
V. Conclusion	137
Conclusion générale	139
Annexe	143
Bibliographie.....	147

Glossaire

- \vec{A} : Potentiel vecteur
- α^s : Abscisse angulaire d'un point quelconque de l'espace par rapport au référentiel statorique
- b : Induction dans l'entrefer
- \vec{B} : Vecteur induction.
- Δ : Ouverture angulaire du capteur
- δ^s : Déphasage de \vec{i}^s par rapport $\vec{\psi}_m$
- E^s : Valeur efficace de la Fem induite dans les enroulements statoriques par le flux principal d'entrefer
- e_d : Valeur instantanée de la Fem délivrée par le capteur et qui représente l'image du flux de dispersion
- e_{td} : Valeur instantanée de la Fem délivrée par le capteur et qui représente l'image du flux transversal de dispersion
- e_{ad} : Fem délivrée par le capteur et qui représente l'image du flux axial de dispersion
- f : Fréquence des signaux d'alimentation.
- f_n : Fréquence nominale
- f_r : Fréquence de rotation
- f_{rn} : Fréquence de rotation nominale
- $f_s = f/p$: Fréquence de synchronisme
- φ^s : Déphasage entre \underline{V}^s et \underline{I}^s
- φ^{ts} : Déphasage entre \underline{E}^s et \underline{I}^s
- φ^{tr} : Déphasage entre \underline{E}^s et \underline{I}^r
- ψ_d : Flux de dispersion
- $\vec{\psi}_m$: Vecteur espace flux magnétisant
- Γ_e : Couple électromagnétique
- Γ_{en} : Couple électromagnétique nominal
- g : Glissement
- \vec{H} : Vecteur champ magnétique
- H : Champ électromagnétique

- \vec{i}^s : Vecteur espace courant statorique
- \underline{I}^s : Courant statorique
- \underline{I}^r : Courant rotorique rapporté au stator
- \underline{I}_μ : Courant magnétisant, $\underline{I}_{\mu a}$ et $\underline{I}_{\mu r}$ ses composantes active et réactive
- \vec{J} : Vecteur densité de courant.
- k : Rang fréquentiel d'une onde d'induction quelconque
- K' : Atténuation due au paquet de tôles statorique et à la carcasse
- l_c : Largeur du capteur
- L_c : Longueur du capteur
- m : Nombre de paires de pôles de l'onde d'induction. Pour le fondamental $m = p$
- μ_r^{pt} : Perméabilité relative du paquet de tôles statoriques
- μ_r^c : Perméabilité relative de la carcasse
- μ^c : Perméabilité de la carcasse
- N : Vitesse de rotation en tr/mn
- n_c : Nombre de spires du capteur
- ω : Pulsation des signaux d'alimentation
- Ω : Vitesse de rotation en rd/s
- P^r : Puissance active transmise au rotor
- p : Nombre de paires de pôles de la machine
- r^s : Résistance statorique
- $r^{r'}$: Résistance rotorique rapportée au stator
- R_c : Rayon de la carcasse de la machine
- R_μ : Résistance qui traduit les pertes fer
- R_f : Rayon d'un conducteur électrique
- $R_{int}^{spt}, R_{ext}^{spt}$: Rayons intérieur et extérieur du paquet de tôles statoriques
- R_{int}^c, R_{ext}^c : Rayons intérieur et extérieur de la carcasse
- ρ^c : Résistivité de la carcasse.
- ρ : Résistivité du matériau considéré
- \underline{V}^s : Tension simple d'alimentation
- x^s : Réactance de fuites statoriques

Glossaire

- X_μ : Réactance magnétisante
- $x^{r'}$: Réactance de fuites rotoriques ramenée au stator

Introduction : Des raisons du diagnostic énergétique à la stratégie d'étude

Le sujet de ce travail est apparu durant l'année 2007 suite à une demande précise du département R&D d'EDF : surveiller la consommation énergétique de moteurs à courants alternatifs (AC). Les besoins se sont ensuite affinés ; le sujet s'est étoffé, précisé, faisant apparaître la nécessité de définir des procédures nouvelles qui seraient, idéalement, non invasives. Avant de développer les aspects scientifiques relatifs à nos travaux, nous rappelons quelles sont les raisons majeures d'un tel sujet, qui sont les partenaires engagés dans l'opération et nous décrivons la stratégie scientifique appliquée.

I. Contexte de l'étude - Contraintes imposées - Enjeux

Le sujet de cette thèse se situe dans le cadre du pôle de recherche technologique MEDEE (Maîtrise Energétique Des Entraînements Electriques) qui regroupe des Laboratoires de Génie Electrique, des partenaires industriels nationaux et régionaux. Ce pôle est supporté par le ministère de la recherche (D2RT) et par la Région Nord Pas-de-Calais. L'étude qui nous concerne s'inscrit dans le cercle 3 des activités de MEDEE et fait partie d'un programme intitulé « MEDEE 3 : Eco-Efficacité par le dimensionnement et le diagnostic ». La thèse, opération 3.1, s'intitule « Sur la conception d'une cellule de suivi des performances d'éco-efficacité énergétique des machines électriques tournantes à courants alternatifs ». Elle est cofinancée par l'ADEME et EDF R&D.

I.1 Contexte économique et environnemental

La surveillance de la consommation d'énergie électrique et de l'état de santé des machines AC est le thème phare de l'étude. En fait, le sujet de cette thèse est apparu naturellement compte tenu des efforts entrepris par de nombreuses entreprises pour réduire les gaspillages énergétiques afin d'alléger leur coûts de fonctionnement d'une part et, d'autre part, de contribuer à la réalisation d'engagements environnementaux. Les machines électriques sont au cœur du problème puisqu'en France, 70% de la consommation d'électricité dans l'industrie leur sont imputables (90 TWh) [JAC]. Notons que ce constat s'applique à une grande partie des pays européens. Par ailleurs, les applications énergivores sont bien identifiées [JAC] avec la production d'air comprimé, de froid par compression, le pompage, la ventilation et, dans une moindre mesure, le convoyage, les machines outils, les broyeurs industriels. Si le mauvais rendement des entraînements électriques vient immédiatement à l'esprit pour justifier cette consommation excessive, les conséquences de fonctionnements dégradés sont également à mettre en cause : nous pensons, par exemple, aux pertes supplémentaires qu'engendre la dégradation du facteur de puissance d'une installation. Le lancement de programmes européens, comme le Programme «Motor Challenge» [ADE], spécifiques aux systèmes motorisés, témoigne de la prise de conscience de la problématique. L'ADEME accompagne et labellise, via ce programme, les entreprises désireuses

d'engager des plans d'actions d'économie d'énergie. Cette économie est globale, les actions à entreprendre concernent bien entendu le moteur électrique d'entraînement mais aussi l'application elle-même. Il est évident que gagner 4 points de rendement sur un moteur entraînant une pompe est dérisoire si le choix d'une pompe mieux appropriée l'améliore de 20 points. La notion d'optimisation de systèmes complets est aujourd'hui dans tous les esprits et il est estimé que 30% des 90 TWh annuels consommés par l'industrie française peuvent être économisés [ADE].

Si on évoque le système dans sa globalité, deux étapes sont notables : le dimensionnement des éléments constituant l'application lors de sa conception et les évolutions que l'on porte à l'application au cours de sa vie.

Dans un premier temps, la gestion optimale d'un parc de machines électriques tournantes intervenant dans un process de fabrication passe par un choix soigné des caractéristiques des machines en fonction des tâches qui leur sont dévolues au sein de ce process. Ce travail appartient aux bureaux d'étude. Les surdimensionnements « abusifs » semblent aujourd'hui révolus et les choix des composants de l'application – de la machine électrique notamment – font l'objet d'études incluant des considérations énergétiques. L'évolution des mentalités est notable depuis une vingtaine d'années et les moteurs électriques sont au cœur de la problématique. D'ailleurs, les actions européennes évoquées précédemment se manifestent par la définition de classes de rendement. Aux labels EFF 1, 2 et 3 (rendement supérieur à 92%, entre 87 et 92%, inférieur à 87%) a succédé, en 2011, une labellisation plus fine définie par la norme CEI 60034-30Ed1 (IE1, IE2, IE Premium et IE Super Premium) pour les moteurs triphasés 50 et 60 Hz développant des puissances allant de 750W à 370 kW. Ces aspects normatifs, applicables à une gamme de machines plus large, témoignent donc bien du souci d'optimisation énergétique des machines électriques [ADE].

Dans un second temps, pour bien des applications, il s'avère nécessaire d'établir le bilan énergétique de l'installation au cours de sa vie. Soulignons la flexibilité que doivent proposer certains entraînements électriques et il n'est pas rare que les besoins énergétiques changent fréquemment. En ce sens, la surveillance de la machine électrique et de la charge qu'elle entraîne est impérative. Les conséquences économiques sont importantes pour deux raisons. Premièrement, le coût d'une utilisation inadaptée d'une machine électrique est réel : les pertes engendrées par le déclassement involontaire d'une machine grèvent le rendement et elles ont des conséquences financières. L'utilisation d'un entraînement à vitesse variable en lieu et place de machines fonctionnant de manière inadaptée ou inutilement à vitesse fixe peut assurer, dans bien des cas, des économies notables. On pense surtout aux trois applications industrielles majeures : le pompage, la ventilation et l'air comprimé. Toutes trois utilisent généralement des entraînements à vitesse fixe et sont particulièrement gourmandes en énergie. Ces applications, si elles sont régulées en fonction des besoins temporels de l'entreprise et de manière optimale, génèrent des économies considérables, tant sur le plan de la consommation d'énergie que sur le coût global de l'installation. Les constructeurs de machines estiment qu'une machine électrique consomme 20 fois son

prix d'achat en une année lorsqu'elle fonctionne en permanence à son régime nominal. On entrevoit alors facilement l'impact de la bonne gestion de l'énergie qu'elle consomme. Deuxièmement, la pérennité d'un entraînement électrique dépend de sa bonne utilisation au cours du temps. La flexibilité demandée à bien des systèmes peut être fatale au moteur d'entraînement, ce qui rend sa surveillance, ponctuelle ou continue, capitale pour la machine elle-même ou pour les charges qu'elle entraîne [LEC]. L'impact financier s'étend de surcroît lorsqu'il est nécessaire d'immobiliser la chaîne de production concernée en cas d'apparition d'une panne. Ainsi, la bonne utilisation des entraînements électriques et leur surveillance peut réduire, voire éviter sur le long terme, leurs avatars et donc impacter sur les conséquences économiques et énergétiques associées. Rappelons que sur les machines asynchrones par exemple, 38% des défauts d'origines électriques concernent le stator et 10% le rotor. Les roulements sont concernés dans 40% des cas dont la plupart sont liés à un mauvais entretien, des conditions de fonctionnement trop sévères ou des courants d'arbre [THA1]. L'évitement des pannes lourdes passe par la détection continue de défauts typiques constatés sur les machines électriques. Décelés suffisamment tôt, il est possible de limiter leur extension et d'alléger les opérations de maintenance. Cet autodiagnostic est essentiel quant à la stratégie de maintenance prédictive et corrective des entreprises.

Par conséquent, la double orientation du sujet - surveillance énergétique et diagnostic - s'explique assez naturellement par ces considérations économiques et environnementales.

I.2 Mise en évidence de la problématique

Prenons le cas concret d'une société de production qui désire réduire la consommation de ses installations électriques et notamment des machines électriques tournantes qui la composent. L'analyse du bilan énergétique des machines requiert de disposer d'un outil souple et performant.

L'arrêt ou la modification de toute chaîne de production sont un frein évident à la mise en place de dispositifs de surveillance initialement absents de l'installation. Ce frein opère à deux niveaux. D'abord, toute intervention mineure sur l'installation électrique implique l'intervention d'un personnel spécialisé ainsi que celle du personnel technique de la société pour assurer l'arrêt et le redémarrage du process. La nécessité d'être habilité et la mise à disposition de personnel local seraient très vraisemblablement un obstacle à l'implantation massive du dispositif. Ensuite, arrêter une chaîne de production n'est pas vraiment réaliste pour des raisons économiques et organisationnelles évidentes.

Par conséquent, compte-tenu des remarques précédentes, surveiller les machines en faisant leur bilan énergétique et celui de leur état de santé passe par la mise à disposition d'un outil dont l'installation est facile, sans requérir l'arrêt du système et, à fortiori, ne nécessitant pas de modifications structurelles, même mineures. La définition d'un tel système non invasif requiert donc de rechercher des solutions nouvelles, d'autant plus que les contraintes énoncées ne permettent pas de disposer d'informations sur les

éléments qui composent le schéma monophasé équivalent de la machine, schéma qui est souvent à l'origine des premières réflexions que tout électrotechnicien s'autorise à formuler.

I.3 Enjeux scientifiques

L'enjeu global majeur de ce travail est la conception et le développement au stade industriel d'une cellule de suivi d'éco-efficacité énergétique et d'aide au diagnostic. Ce premier volet, dévolu à la surveillance d'une machine AC, pourra être élargi à celle d'un parc complet de machines équipées de cellules. L'analyse de plusieurs machines, avec chaînage des informations, s'accompagnerait alors d'une analyse centralisée et de la diffusion en temps réel des bilans énergétiques.

II. Objectifs détaillés – Définition des contraintes

II.1 Objectifs

Le travail de thèse consiste à concevoir une cellule d'analyse spécifique avec des fonctionnalités bien précises afin d'assurer le diagnostic énergétique et d'évaluer l'état de santé des machines AC de type asynchrone. Les critères sont précisément définis : il s'agit de compter le nombre de démarrages, donner le temps de fonctionnement de l'entraînement électrique avec le niveau de puissance correspondant, détecter les surintensités, estimer le couple développé par le moteur d'une part et, d'autre part, diagnostiquer certains défauts du stator. Il est évident que les résultats pourront être étendus à la machine synchrone.

II.2 Contraintes

Les contraintes imposées sont fortes et se scindent en deux niveaux : humain et technique. En effet, la cellule à concevoir se veut facilement implantable à proximité d'une machine AC, par un personnel technique non habilité et son installation ne doit pas requérir d'intervenir sur les installations de l'entreprise. Il est donc inenvisageable d'ouvrir, par exemple, la boîte à bornes de la machine. La cellule doit par conséquent pouvoir fonctionner sans mesure de la tension ou de la vitesse. Cette contrainte forte constitue le verrou majeur à lever à l'issue de notre travail.

Du point de vue « technique », la cellule doit être autonome car son champ d'applications est assez vaste. Il peut aller du diagnostic énergétique de courte durée sollicité par une entreprise afin de définir des solutions d'économies d'énergie jusqu'au suivi long : un monitoring étendu sur plusieurs années et dont les informations sont transmises en temps réel par des technologies actuelles : téléphone portable, mail, site internet spécifique, etc. Par conséquent, l'autonomie de la cellule est un point important à

intégrer dans la mesure où celle-ci doit pouvoir se compter en années ; l'impossibilité d'accéder à une source de tension à proximité de la machine rend l'emploi de solutions alternatives inévitable. Le développement complet de telles solutions n'est pas traité dans cette thèse car il fait, à lui seul, l'objet d'un travail de thèse.

III. Articulation de l'étude

Ce travail se scinde en trois volets.

Nous montrerons d'abord que la détermination des performances énergétique s'appuie en grande partie sur l'exploitation d'une quantité peu commune : le flux de dispersion rayonné par les machines AC. C'est pour cette raison que le premier volet est consacré à la caractérisation du flux de dispersion. Il s'agira notamment de bien comprendre quelle est sa distribution autour de la machine et de quels paramètres il est tributaire : matériaux et/ou géométrie de la machine. L'objectif sera également de définir les positions exploitables autour de la carcasse.

Le second volet est dédié à l'estimation non invasive du couple électromagnétique. Après un état de l'art des méthodes existantes, nous proposerons des méthodes répondant au cahier des charges, notamment de déterminer le couple à 15% près. Ces modèles seront confrontés aux résultats d'expérimentations réalisées sur des machines asynchrones dont les puissances s'échelonnent de 3 kW à 200 kW.

Enfin, le troisième volet est axé sur la cellule elle-même. D'abord, un état de l'art sur des méthodes de diagnostic va permettre de définir les capacités calculatoires que doit embarquer la cellule. Ensuite, nous proposons une solution permettant d'accroître l'autonomie de la cellule avec un dispositif exploitant le flux de dispersion. Un capteur de courant basé sur la mesure du flux rayonné par le câble est également présenté. Economique, ce capteur pourra contribuer à l'industrialisation de la cellule. Enfin, nous donnerons l'architecture matérielle et logicielle visant à assurer la transmission sans fil des données.

IV. Conventions – Notations employées dans le document

On considérera une machine asynchrone triphasée à p paires de pôles, à cage d'écureuil ou à rotor bobiné. Dans ce document, la valeur instantanée d'une variable est notée z . Cette quantité est affectée d'un indice supérieur « s » ou « r » suivant que cette variable est relative, respectivement, au stator ou au rotor.

Les grandeurs sinusoïdales fonction du temps sont notées $x = \hat{x} \cos(\omega t + \varphi)$ avec $\hat{x} = X\sqrt{2}$, X et φ étant leur valeur efficace et leur déphasage par rapport à la référence choisie.

Pour caractériser un système triphasé de grandeurs x , on utilise la notion de vecteur complexe (space phasor). La quantité correspondante, notée \bar{x} et de module $|\bar{x}|$, ne nécessite pas que les variables soient à évolution temporelle sinusoïdale. En régime harmonique, les grandeurs x peuvent être caractérisées par la notation complexe classique (Fresnel). Dans ce cas, on associe le complexe \underline{X} aux quantités x .

Précisons que, sauf indication contraire, les grandeurs considérées correspondent aux fondamentaux et seront donc affectées, si nécessaire, d'un indice inférieur (1). Pour les harmoniques, l'indice inférieur sera (k). L'indice n précise s'il s'agit de grandeurs nominales. L'absence d'indice signifie que la variable est considérée de manière générale.

On considérera les machines alimentées par le réseau : la tension simple V^s et la fréquence f sont constantes et respectivement égales à V_n^s et f_n .

Enfin, les machines étudiées pour les expérimentations seront désignées de la manière suivante :

MAS_{puissance_en_kW}**kW**_{nb_de_paires_de_pôles}**p**_{type_de_rotor(B_ou_C)}

Par exemple, MAS22kW1pB désigne une machine asynchrone de 22 kW à une paire de pôles et à rotor bobiné. Si la tension composée nominale diffère de 400V, elle sera indiquée. Par exemple, si la machine précédente est à 4 pôles, à cage d'écureuil et avec une tension composée nominale de 660V, elle sera notée : MAS22kW2pC660.

**Partie I : Caractérisations théorique,
numérique et expérimentale du flux de
dispersion**

Le cahier des charges nous impose que le bilan énergétique et le diagnostic des machines soient non invasifs. Les méthodes qui existent pour y parvenir nécessitent toutes d'accéder à la tension, au courant ou à l'arbre de la machine.

L'idéal est de déterminer une image, facilement mesurable, représentative du champ dans l'entrefer. Le flux de dispersion qui entoure la machine constitue une image des phénomènes magnétiques qui se produisent dans la machine. L'idée est donc de l'exploiter. Mettons immédiatement l'accent sur le fait que le paquet de tôles statoriques et la carcasse sont des écrans dont l'influence sur le champ de dispersion est à prendre en considération, en termes d'atténuation et de déphasage. Aussi, avant de dégager des protocoles utilisant la mesure du champ de dispersion, nous expliquons dans ce premier chapitre ce qu'est le flux de dispersion et comment il se mesure. Nous allons aussi nous intéresser à l'influence sur la répartition du flux de dispersion des dimensions géométriques de la machine tels que la longueur et l'emplacement du paquet de tôles statoriques et de la carcasse. Cette étude nous permettra de définir l'endroit idéal pour placer le capteur.

I. Qu'est ce que le flux de dispersion ?

Plusieurs aspects nécessitent d'être mis en exergue avant d'exploiter les informations contenues dans ces fuites magnétiques autour de la carcasse.

Le flux de dispersion magnétique évolue dans l'environnement proche des machines tournantes. La génération de ce flux externe s'explique par l'incapacité de la machine à canaliser parfaitement le flux qu'elle produit. On peut distinguer deux sources différentes dont les effets se combinent. La première source est constituée par les parties droites, logées dans les encoches, des conducteurs statoriques et rotoriques. Les effets qu'elles produisent conduisent à l'établissement du flux d'entrefer. La culasse statorique est magnétisée mais le flux qui y circule n'est pas parfaitement canalisé. Une partie de ce flux se referme dans la carcasse et les flasques qui ont un rôle de protection, notamment mécanique, mais également, pour partie, dans l'air. En conséquence, des « fuites magnétiques » apparaissent à l'extérieur de l'enveloppe. La seconde source est constituée des parties des conducteurs statoriques et rotoriques qui ne sont pas logés les encoches : les têtes de bobines statoriques d'une part et, d'autre part, les têtes de bobines rotoriques ou les anneaux de court circuit si la machine est à cage d'écureuil [HENA]. Le champ qu'ils (ou elles) produisent est assez mal canalisé dans la carcasse située en vis-à-vis des têtes de bobines et dans les flasques. Les deux sources génèrent donc des flux à l'extérieur de la machine, flux qu'il s'agit d'identifier finement pour pouvoir être exploité. Ce sera l'un des verrous à lever dans notre travail. Notons que des champs d'amplitude supérieure à 1 mT sont considérés comme dangereux pour la santé.

I.1 Composantes du flux de dispersion

Bien des études [THA1] [ROM1] considèrent, en première approche, que le champ de dispersion généré par les têtes de bobines évolue dans des plans longitudinaux parallèles à l'axe de la machine. Par ailleurs, le flux qui émane de l'entrefer ne génère, à priori, que du champ de dispersion dans des plans transversaux à l'arbre de la machine [THA1] [ROM1]. Ainsi, pour distinguer les sources à l'origine du champ de dispersion, des indices « tr » (transversal) et « a » (axial) seront affectées respectivement aux grandeurs liées au champ d'entrefer et aux grandeurs relatives aux têtes de bobines.

Afin de le caractériser, le champ de dispersion peut être décomposé en trois composantes dans le repère cylindrique $(\vec{TAN}, \vec{NOR}, \vec{Z})$. Comme le montre la Figure I.1, \vec{TAN} et \vec{NOR} sont les vecteurs tangent et normal au cercle inscrit dans un plan longitudinal à la machine et de centre confondu avec celui de l'axe de cette dernière. \vec{Z} porte la composante longitudinale du champ.

Cette terminologie conduit à noter :

- $b_{Z \text{ ou } NOR \text{ ou } TAN}^{(tr)}$ les composantes liées au champ d'entrefer.
- $b_{Z \text{ ou } NOR \text{ ou } TAN}^{(a)}$ les composantes générées par les têtes de bobines.

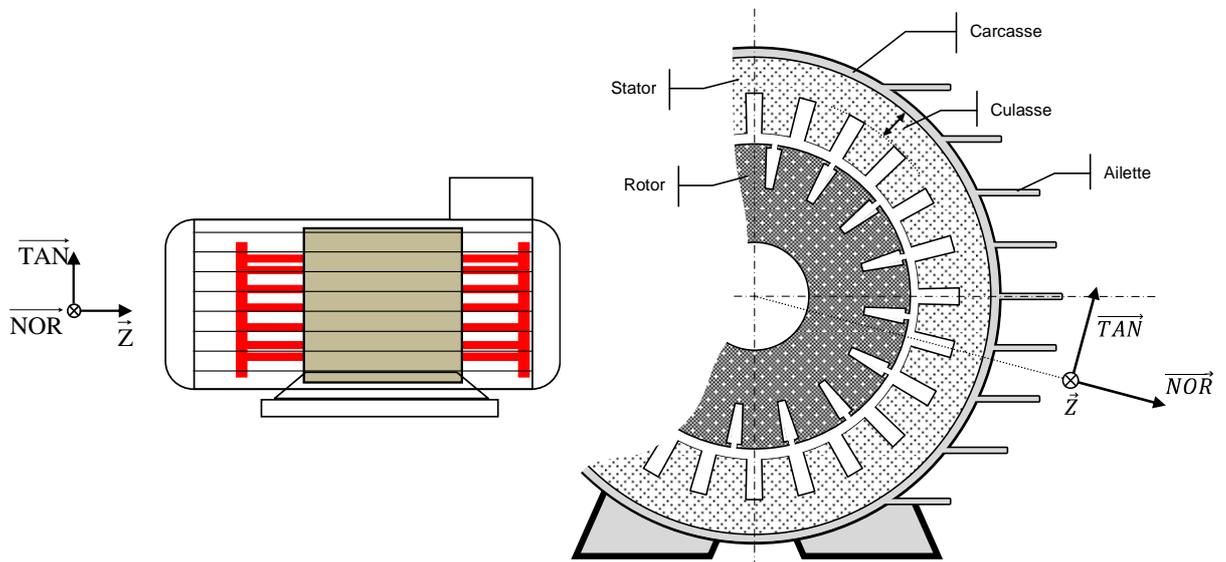


Figure I.1 Distinction des composantes du flux de dispersion

I.2 Champ rayonné par une machine idéale

I.2.1 Machine infiniment longue

Prenons le cas d'une machine idéalisée : l'effet d'encoche est négligé et la machine est considérée comme suffisamment longue de manière à ce que, en se plaçant au centre du paquet de tôle statoriques, les composantes du champ axial soient négligeables devant celle du champ transversal. Supposons-la alimentée par un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux de pulsation ω . L'induction d'entrefer est supposée ne présenter qu'une composante normale à répartition spatiale sinusoïdale. Le bord intérieur de la carcasse est adjacent au bord extérieur de la culasse ; la carcasse est lisse à l'extérieur (pas d'ailette de refroidissement).

Le champ tournant d'entrefer à p paires de pôles se referme par la culasse, donnant naissance à une onde qui évolue à ω/p mais qui présente deux composantes d'induction : une normale et une tangentielle. La partie du champ qui n'est pas canalisée par la culasse se retrouve dans la carcasse et, par conséquent, dans l'air qui l'entoure. La culasse rayonne donc un champ magnétique qui s'établit dans l'air selon la loi de la conservation de la composante normale de l'induction et de la composante tangentielle du champ magnétique au changement de milieu {carcasse - air}. Les lignes se rebouclent dans l'air et forment ainsi des lobes magnétiques autour de la machine comme le montre la Figure I.2 relative à une machine à deux paires de pôles. On a fait apparaître les composantes normale $\vec{b}_{\text{NOR}}^{\text{tr}}$ et tangentielle $\vec{b}_{\text{TAN}}^{\text{tr}}$ du flux de dispersion le long d'un arc de cercle situé dans l'air. Ces composantes évoluent en quadrature ($\vec{b}_{\text{TAN}}^{\text{tr}}$ nulle lorsque $\vec{b}_{\text{NOR}}^{\text{tr}}$ est maximal).

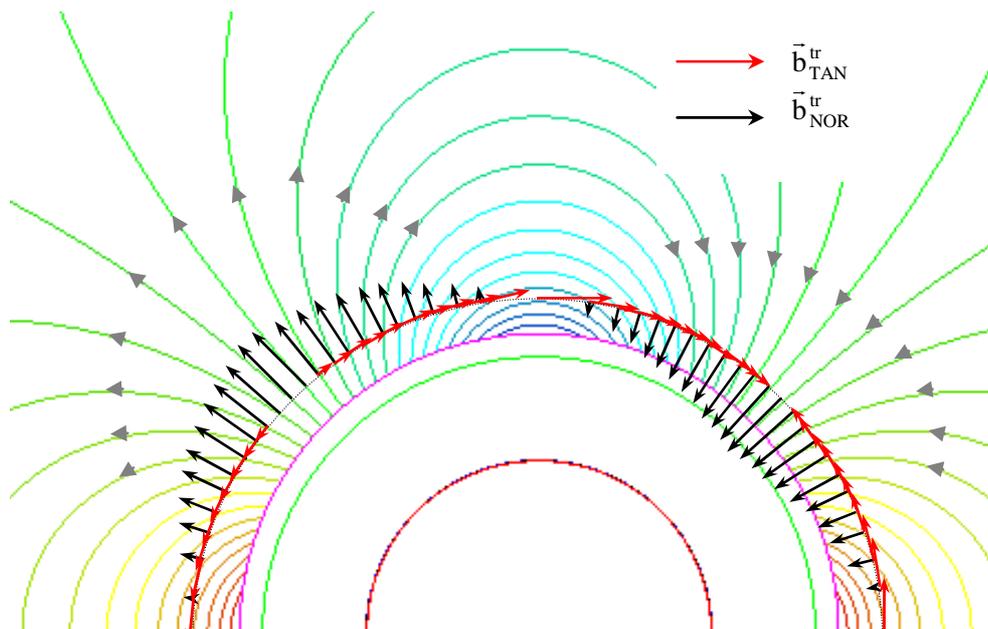


Figure I.2 Evolution des composantes normales et tangentielles du flux de dispersion

La représentation graphique de la distribution spatiale de la composante normale de l'induction à l'extérieur de la machine est assez explicite car les vecteurs sont dirigés dans des directions normales à la surface de la carcasse. Par contre, la seconde composante, tangentielle, est plus difficile à matérialiser. La Figure I.3 montre une représentation plane de la carcasse et quelques lignes de champ. En faisant pivoter le composante tangentielle de 90° , on met en évidence les évolutions spatiales des composantes normales et tangentielles, en quadrature.

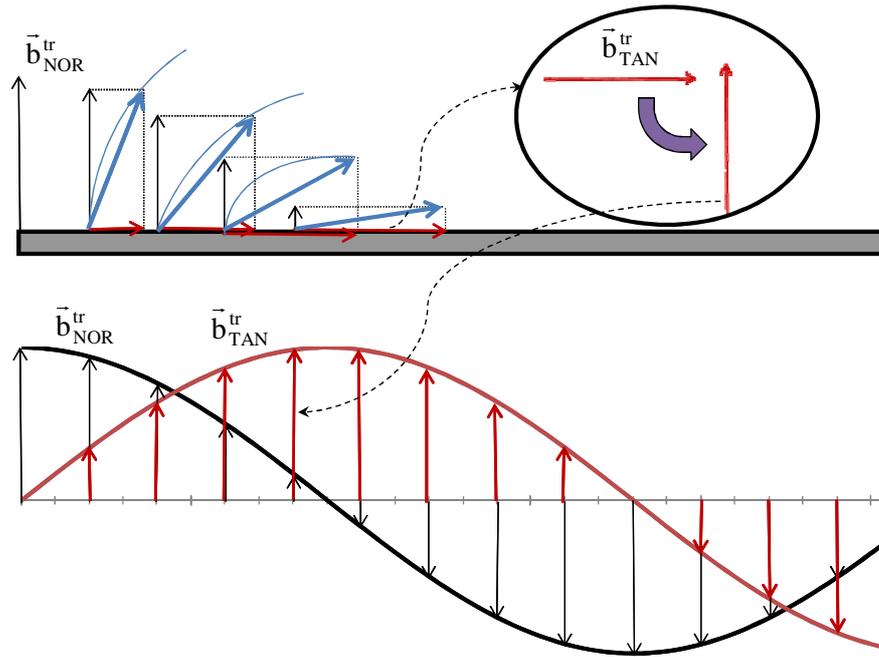


Figure I.3 Représentation de l'évolution spatiale des composantes normale et tangentielle

Dans la littérature, les composantes normale et tangentielle de l'induction ont la même amplitude à l'extérieur de la machine [THA1] [ROM1]. Pour vérifier cette hypothèse, une machine idéale sans denture a été simulée à l'aide du logiciel éléments finis Maxwell SVTM. La simulation a été faite en 2D et concerne une machine suffisamment longue pour ne pas prendre en compte les effets des têtes de bobines. Un fonctionnement à vide est considéré. Dans ce cas, les courants rotoriques sont très faibles, ce qui permet, en les négligeant, de s'affranchir de la modélisation de la cage et des encoches rotoriques. L'excitation magnétique du stator est réalisée à l'aide d'une répartition spatiale sinusoïdale des courants sur la surface interne du stator. La machine est modélisée sans ailettes ; son rayon externe est de 130 mm tandis que l'entrefer est de 0.3 mm. Les composantes normale et tangentielle de l'induction sont données à la Figure I.4 pour différentes distances (rayons) à l'extérieur de la machine : 140, 250, 380 et 650 mm.

Les inductions normale et tangentielle ne sont pas sinusoïdales à la proximité immédiate de la machine. Elles présentent des distorsions avec des amplitudes différentes. Cependant, en faisant la FFT des deux composantes, on peut observer que le fondamental de la composante normale de l'induction est égal à celui de la composante tangentielle. L'égalité entre fondamentaux des composantes normale et

tangentielle de l'induction à l'extérieur de la machine confirme les hypothèses formulées dans les développements de R. ROMARY concernant l'atténuation du flux de dispersion.

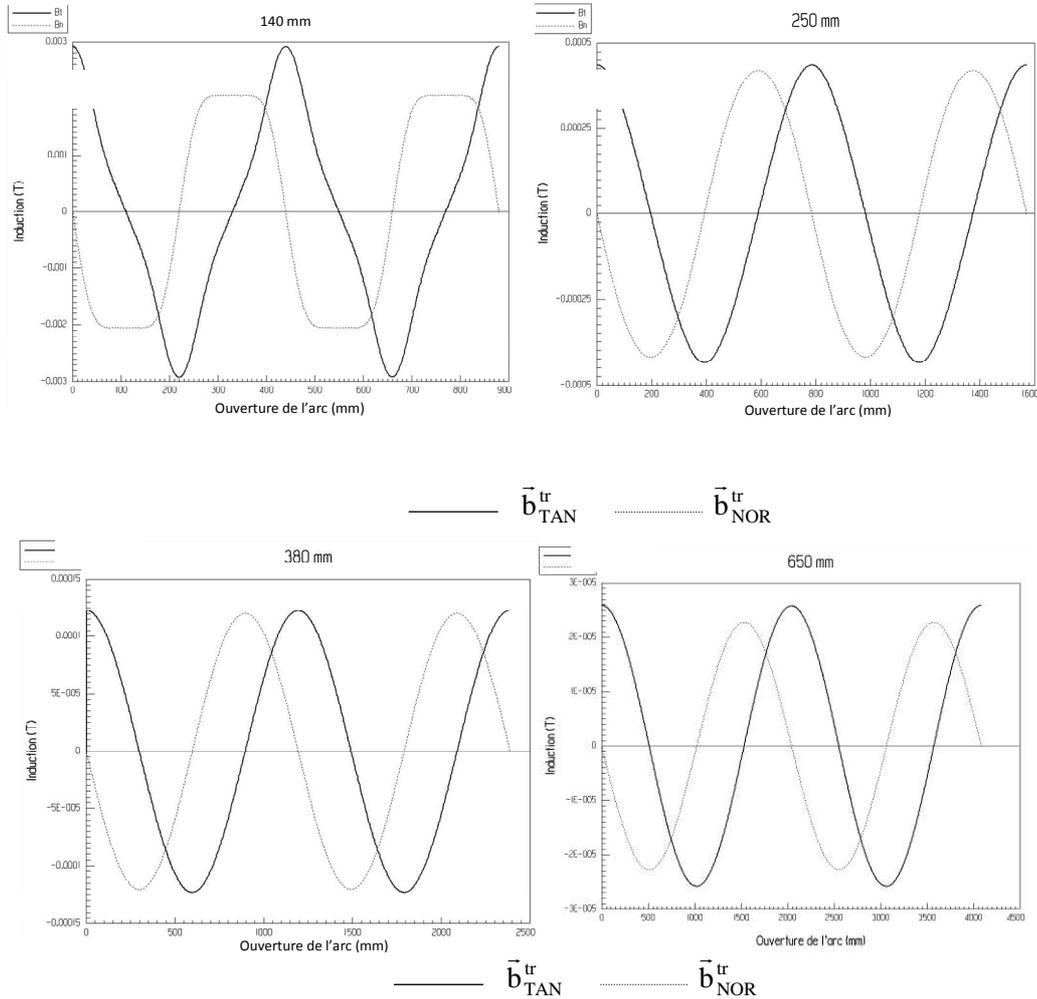


Figure I.4: Inductions normale et tangentielle à l'extérieur de la machine

I.2.2 Impact des têtes de bobines

La longueur d'une machine réelle n'est évidemment pas infinie. Les têtes de bobines jouent manifestement un rôle, d'autant qu'il n'y a pas de fer les entourant pour canaliser le flux.

Dans un premier temps, il est possible de modéliser une tête de bobine élémentaire de manière simplifiée : deux conducteurs droits, sortant des encoches, sont joints par une anse. Les parties droites créent les mêmes composantes que les conducteurs actifs logés dans les encoches. Par contre, l'anse de la tête crée une composante selon l'axe \vec{Z} et une composante selon l'axe \vec{NOR} dans la base $(\vec{NOR}, \vec{TAN}, \vec{Z})$. En supposant ces composantes inscrites dans des plans portés par l'axe de la machine,

comme le montre la Figure I.5, il n'y a donc, pour ce modèle, pas de composante tangentielle. Ce cas se produit lorsque l'anse est concentrique au rotor et (ou) stator.

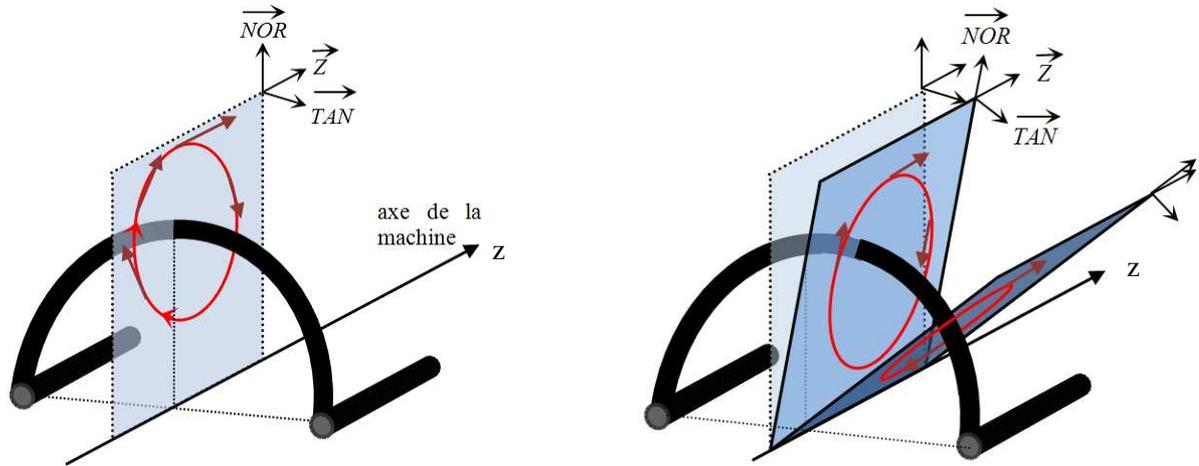


Figure I.5 Modèle simplifié d'une tête de bobine

I.3 Champ rayonné par une machine réelle

I.3.1 Cas d'un chignon

En réalité, une tête de bobine présente une géométrie plus complexe : il y a un coude entre l'anse et les parties droites (Figure I.6). De ce fait, l'axe n'est plus concentrique au stator et (ou) rotor et les lignes de champ générées par les « coudes » des chignons ne se referment plus dans les plans portés par les axes \overline{NOR} et \vec{Z} . Conformément à la représentation précédente, la Figure I.6.a) montre deux lignes de champ coupant un tel plan. Dans la zone 1, l'anse est pratiquement concentrique au stator et au rotor. La composante tangentielle est donc faible. En considérant les lignes de champ proches du point anguleux (zone 2), la composante tangentielle devient importante. Il en résulte, d'après cette analyse simplifiée, que la composante selon Z du flux de dispersion n'est générée que par les têtes de bobines. Comme l'anneau de court-circuit de la machine asynchrone est concentrique au stator et au rotor, les effets de la composante tangentielle du flux de dispersion sont faibles voire négligeables. La Figure I.6.b) montre des lignes se refermant le long d'une partie de la tête de bobine.

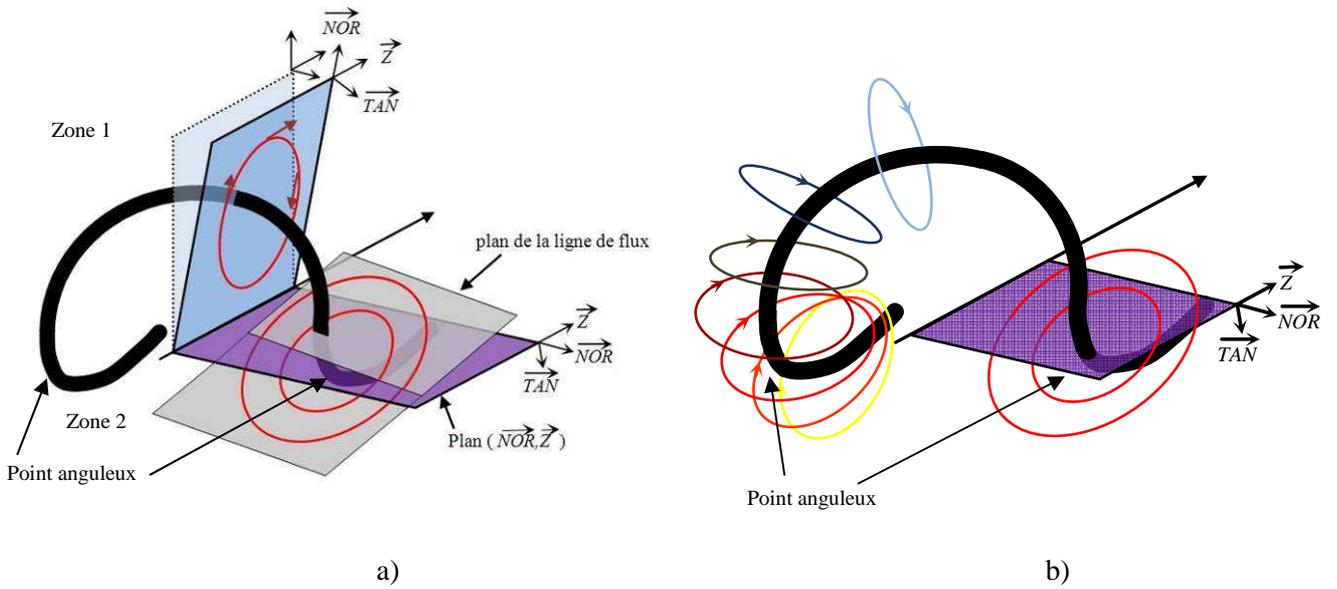


Figure I.6: Modèle d'une tête de bobine

I.3.2 Combinaison des champs – Schéma global

L'une des problématiques de l'étude sera de déterminer comment les composantes normales et tangentielles générées par les conducteurs actifs vont se combiner avec ces mêmes composantes liées aux éléments d'extrémités, sachant que la composante selon Z n'est liée théoriquement qu'aux têtes de bobines. Le schéma global est celui donné à Figure I.7.

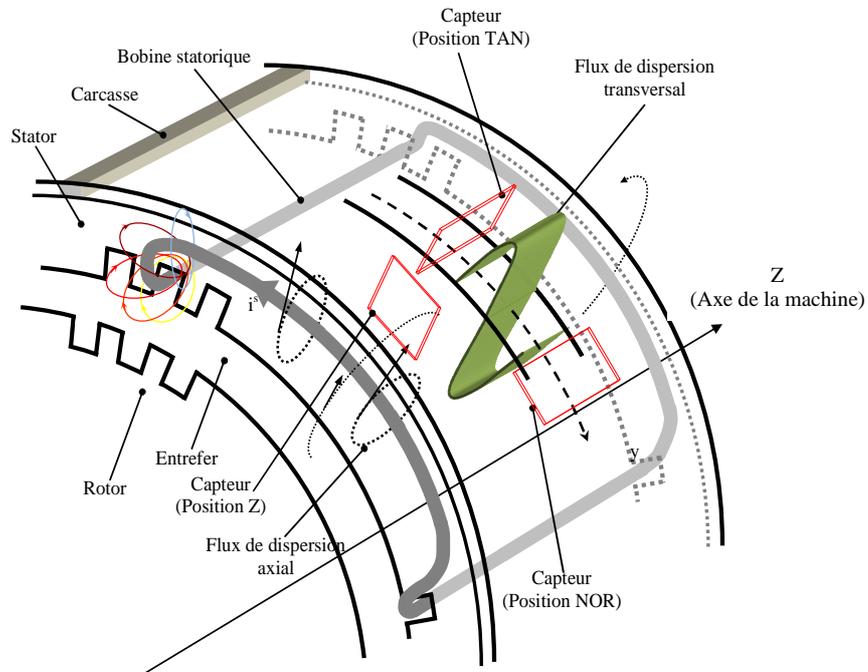


Figure I.7: Champs dus aux conducteurs actifs et aux têtes de bobines

I.4 Atténuation du champ de dispersion

La transmission du champ depuis l'intérieur de la machine vers l'extérieur constitue un point important de l'étude. La carcasse est un élément clé dans la mesure où, étant pleine et traversée par un champ magnétique, elle est le siège de courants de Foucault dont les effets en valeur relative sont beaucoup plus importants que ceux générés par le paquet de tôles statorique, eu égard au feuilletage. (Figure I.8). Ces courants vont, à leur tour, générer un champ qui tend à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance, à savoir le flux traversant la carcasse. Il en résulte une modification du champ rayonné par la machine.

On perçoit donc déjà l'impact que peuvent avoir les dimensions de la carcasse et/ou la nature des matériaux la constituant sur l'atténuation du champ. Un des verrous à lever est de comprendre quels sont les effets de ces courants sur les informations transmises à l'extérieur de la machine.

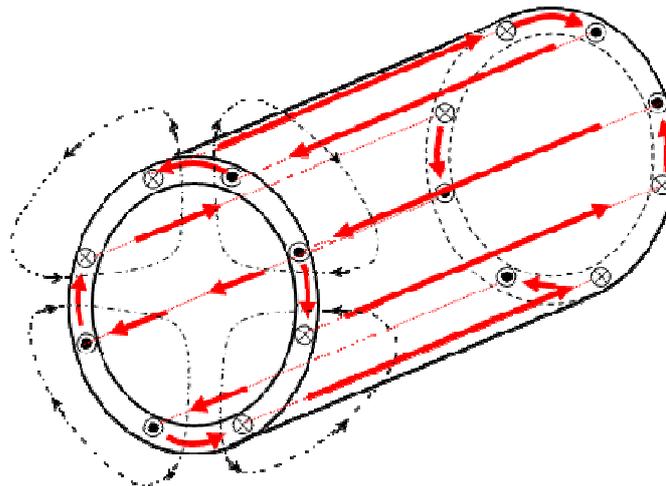


Figure I.8 Courants de Foucault dans la carcasse

II. Captation du champ de dispersion

II.1 Principe de mesure

Différents types de capteurs peuvent être utilisés pour la mesure du champ de dispersion. La difficulté réside évidemment dans le fait de capter des signaux de faibles niveaux, de l'ordre du micro Tesla à quelques centimètres de la machine. La mesure n'est pas dénuée de sens puisque certaines applications sensibles détectent des niveaux bien plus faibles. Les mesures effectuées sont faites à l'aide d'un analyseur de spectres comme illustré sur la Figure I.9.

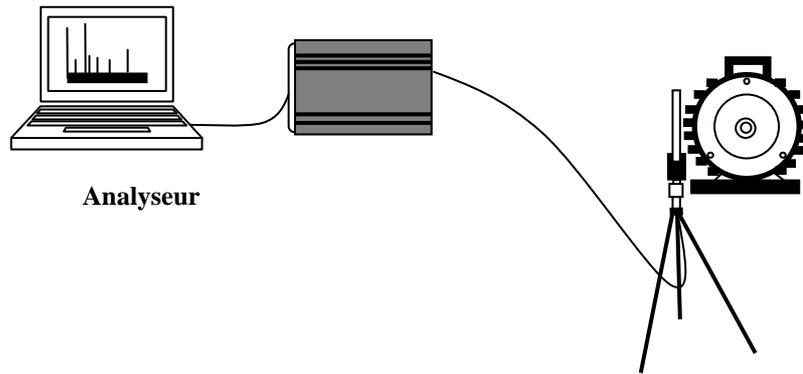


Figure I.9 Principe de mesure du champ de dispersion

On peut distinguer trois orientations du capteur illustrées aux Figures I.7 et I.10 selon les composantes que l'on veut mesurer.

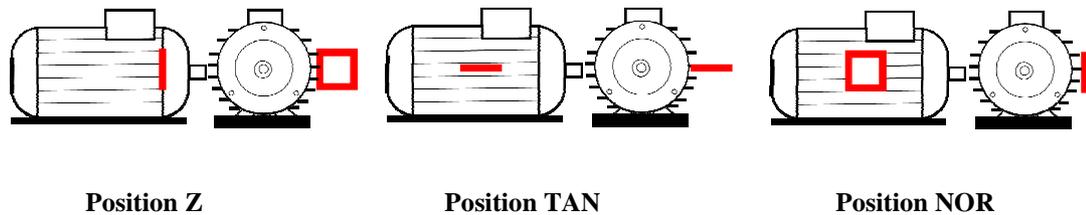


Figure I.10 Disposition du capteur

II.2 Captation par antennes bobinées

Les capteurs que nous allons utiliser sont essentiellement des capteurs de type « bobiné ». En effet, l'exploitation du signal capté est assez simple car elle ne nécessite pas d'électronique associée, si ce n'est pour amplifier le signal. Le capteur bobiné permet de relever une tension image du flux de dispersion, notée « e » et affectée des indices définis précédemment.

II.2.1 Relation Champ – fem

Considérons un capteur rectangulaire de n_c spires, de longueur L_c et de largeur l_c , plaqué contre la carcasse d'une machine longue (de manière à pouvoir négliger les effets de têtes de bobines) à un rayon R_c du centre de l'axe. La Figure I.11 montre les notations adoptées ainsi que les angles Δ et α_0^s qui représentent respectivement l'ouverture angulaire du capteur et la position de son axe par rapport au référentiel^s situé dans l'axe de la phase 1. Compte tenu des dimensions du capteur par rapport à celles de la machine, il est possible d'admettre que le capteur épouse la courbure de la carcasse, ce qui conduit à $l_c = R_c \Delta$.

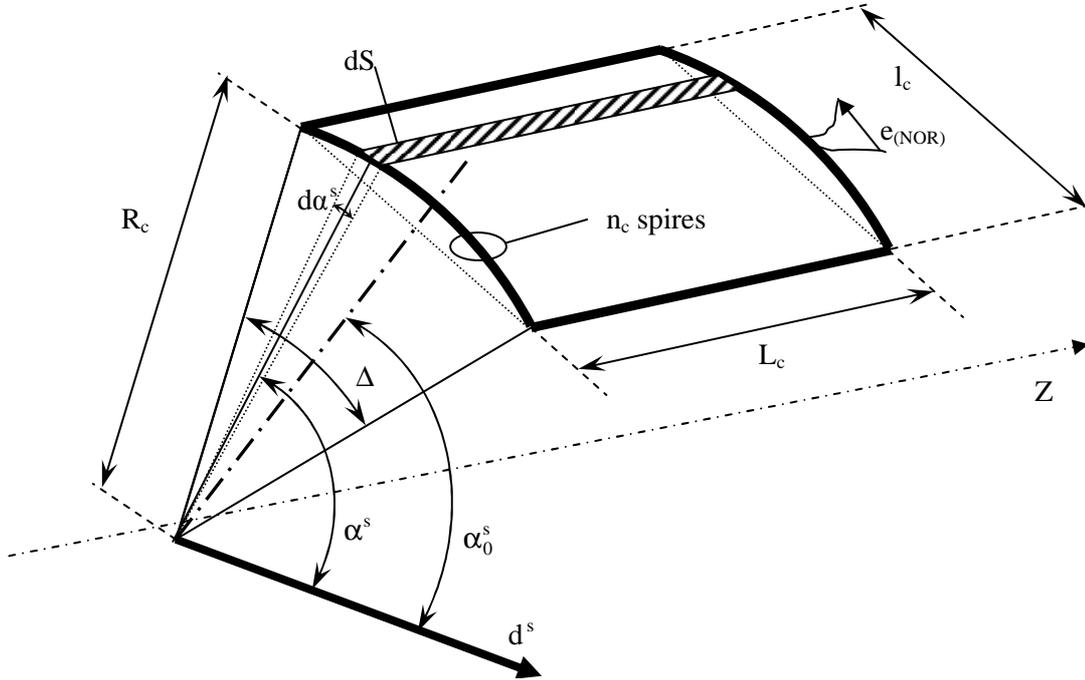


Figure I.11 Modélisation du capteur

Prenons un modèle idéalisé en supposant que la composante normale $b_{(NOR)}^{tr}$ de l'onde d'induction transversale à l'extérieur de la machine est sinusoïdale, de pulsation ω , atténuée d'un facteur K' et déphasée de ξ :

$$b_{(NOR)}^{tr} = K' \hat{b} \cos(\omega t - p\alpha^s + \xi) \quad (I.1)$$

Le flux $d\phi_{(NOR)}^{tr}$ qui traverse un élément de surface $dS = L_c R_c d\alpha^s$ s'exprime par :

$$d\phi_{(NOR)}^{tr} = b_{(NOR)}^{tr} L_c R_c d\alpha^s \quad (I.2)$$

Son intégration sur toute la surface du capteur conduit au flux embrassé $\Psi_{(NOR)}^{tr}$ de dispersion qui s'écrit :

$$\Psi_{(NOR)}^{tr} = \int_{\alpha_0^s - \frac{\Delta}{2}}^{\alpha_0^s + \frac{\Delta}{2}} K' \hat{b} n_c L_c R_c \cos(\omega t - p\alpha^s + \xi) d\alpha^s \quad (I.3)$$

Ou encore, après développement et simplification des calculs :

$$\Psi_{(NOR)}^{tr} = \frac{2 n_c K' \hat{b} L_c R_c}{p} \sin\left(p \frac{\Delta}{2}\right) \cos(\omega t - p\alpha_0^s + \xi) = \hat{\psi}_d \cos(\omega t - p\alpha_0^s + \xi) \quad (I.4)$$

Par conséquent, $\hat{\psi}_{(NOR)}^H$ est tributaire :

- De l'éloignement (paramètre R_c), ce qui était évident avant de mener le calcul.
- Des dimensions L_c et l_c de la sonde puisque Δ est directement lié à l_c . L'ouverture Δ du capteur peut avoir un rôle important puisque le terme $\sin(p\Delta/2)$ peut s'annuler en dépit d'une ouverture de bobine réduite : il suffit que le nombre de paires de pôles soit grand. Il est donc prudent de veiller aux dimensions de la bobine si p est grand.
- Du nombre de spires du capteur ainsi que du nombre de paires de pôles de la machine.
- Du facteur d'atténuation de l'induction.

Ces capteurs bobinés sont particulièrement intéressants car la tension (f_{em}) qui apparaît à leurs bornes dérive du flux de dispersion capté. De ce fait, l'amplitude d'une composante est multipliée par sa fréquence. Si, aux basses fréquences, cet effet est limité, les composantes harmoniques de tension de fréquences plus élevées présentent des amplitudes nettement plus exploitables. Ces composantes feront l'objet de notre attention dans la partie diagnostic de l'étude.

II.2.2 Description des capteurs utilisés

a) Antenne commerciale

C'est un capteur de type bobiné référencé HZ-10 chez Rohde & Schwarz. Cette antenne circulaire de 133 mm de diamètre possède 36 spires. La Figure I.12 présente une photographie de l'antenne et la Figure I.13 sa réponse fréquentielle. Cette antenne présente une résonance autour de 795kHz ; ce qui signifie qu'à cette fréquence la mesure ne saurait être valide.

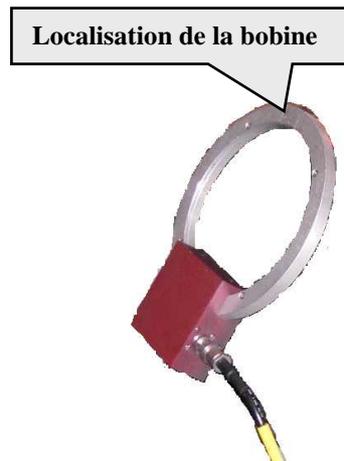


Figure I.12 Antenne commerciale bobinée

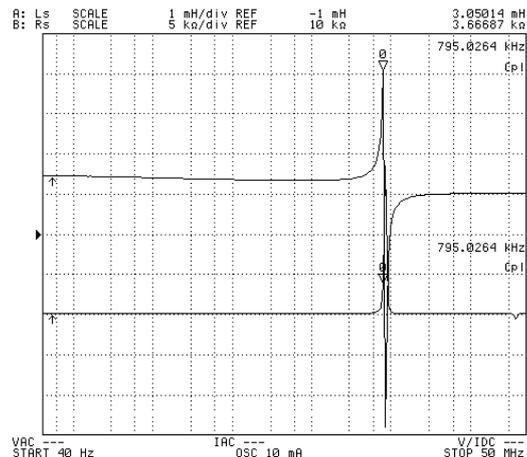


Figure I.13 Caractéristique de l'antenne commerciale bobinée

b) Antenne expérimentale

Le capteur utilisé est constitué d'une bobine de 200 spires formant un carré de 31mm de coté. La Figure I.14 montre la photographie de cette antenne. Ce capteur est original car, de par ses petites dimensions, il ne prendra pas beaucoup d'espace dans la cellule. La réponse fréquentielle de ce capteur est présentée à la Figure I.15. Le capteur présente une résonance à la fréquence 432kHz avec une impédance de 101k Ω .

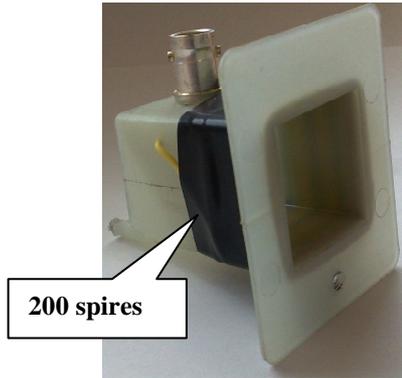


Figure I.14 Antenne expérimentale

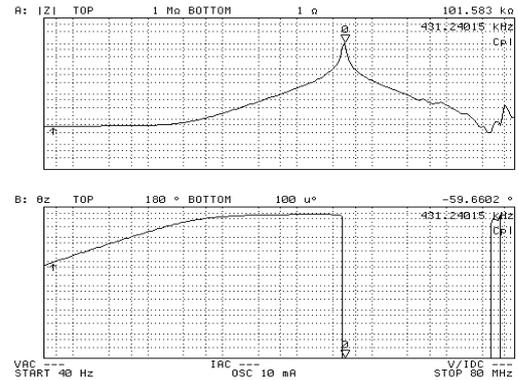


Figure I.15 Réponse fréquentielle de l'antenne expérimentale

Ce capteur a été placé dans un champ uniforme afin de l'étalonner. Le champ uniforme est obtenu à l'intérieur d'un solénoïde dont les dimensions sont largement supérieures à celle du capteur. La Figure I.16 schématise le capteur placé au milieu du solénoïde, dans deux positions extrêmes notées 0° et 90°. Dans la position 0°, la surface de la bobine est perpendiculaire au champ créé par le solénoïde ; cette dernière capte donc théoriquement le maximum de flux. Lorsque la bobine est parallèle aux lignes de flux, c'est-à-dire à la position 90°, aucun flux n'est capté. On fait pivoter le capteur autour de son axe d'un angle δ_{sol} présentant un pas de 10° entre 0 et 90°. Le solénoïde de $n_{sol}=200$ spires et de longueur $l_{sol}=0.72$ m est alimenté à $f=50$ Hz par un courant sinusoïdal $I_{sol}=1.04$ A.

La valeur efficace de l'induction dans le solénoïde est, dans ces conditions, théoriquement donnée par $B_{sol} = \mu_0 \frac{n_{sol} I_{sol}}{L_{sol}} = 3,60.10^{-4}$ T. Cette valeur théorique est à multiplier par $\cos(\delta_{sol})$ pour tenir compte de l'orientation du capteur.

Du point de vue pratique, la valeur efficace E_c de la f.e.m qui apparait aux bornes du capteur est liée à l'induction efficace B_c que voit le capteur par la relation : $E_c = n_c S_c \omega B_c$. Sachant que $\omega=2\pi 50$, que la section S_c du capteur vaut 992.25mm², que $E_c=20$ mV à la position 0°, alors $B_c= 3,20 \cdot 10^{-4}$ T. B_{sol} et B_c diffèrent de 10% environ. A chaque mV mesuré correspond une induction de $1,6 \cdot 10^{-5}$ T. La Figure I.17 présente les inductions théoriques et expérimentales. Les différences entre la mesure et l'évolution

théorique sont imputables aux approximations faites lors du positionnement d'une part et, d'autre part, aux spires qui ne sont pas forcément toutes dans le même plan (imperfection du bobinage).

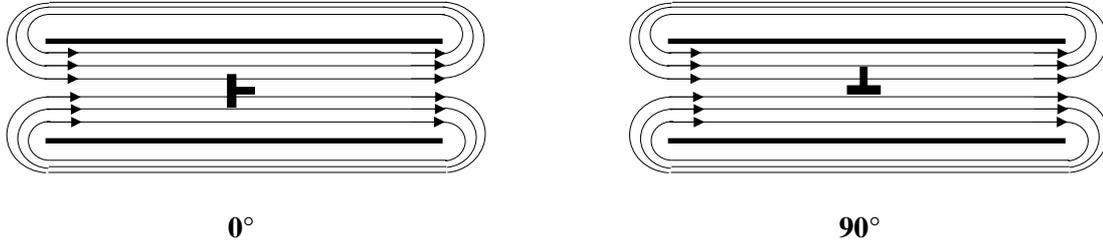


Figure I.16 Positions extrêmes du capteur à l'intérieur du solénoïde

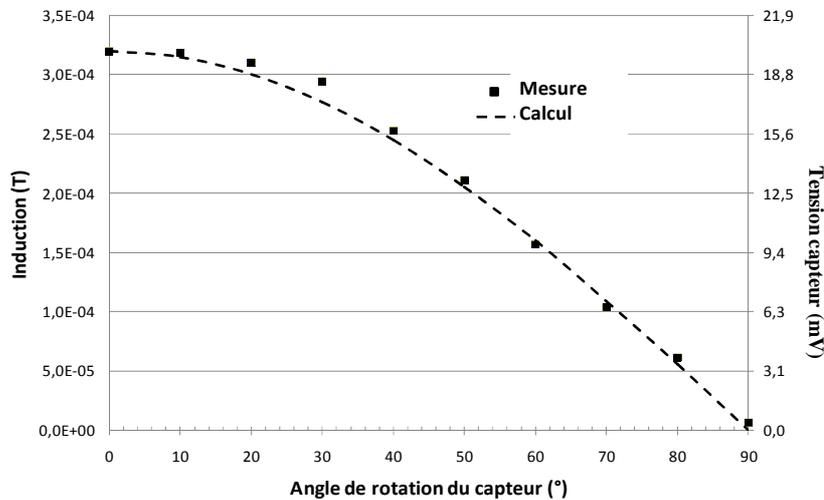


Figure I.17 Evolution de l'image du flux capté en fonction de l'orientation du capteur

Notons que dans la suite de la première partie du rapport, l'intérêt sera porté sur l'évolution quantitative du flux de dispersion en fonction des paramètres mécaniques et électriques, et non sur l'étude qualitative. En effet nous nous intéressons aux évolutions des différentes composantes du flux de dispersion le long de la machine et l'influence des dimensions géométriques et des matériaux sur ces dernières.

c) Le capteur à canalisation de flux de dispersion

Ce capteur, représenté à la Figure I.18, est basé sur le même concept que les antennes bobinées. Les spires sont enroulées autour d'une ferrite en forme de U pour canaliser au maximum, de la même manière qu'un shunt magnétique, les lignes de champ de dispersion et ainsi avoir une augmentation du signal. Un tel capteur est intéressant pour les machines de forte puissance car leur carcasse, plus épaisse que celles des petites machines, conduit à une atténuation plus prononcée du flux de dispersion.

L'inconvénient de ce capteur est fausser l'analyse puisque la partie ferromagnétique déforme la carte initiale du champ magnétique au voisinage du capteur. La Figure I. 19 illustre la réponse fréquentielle du capteur, il présente une résonance à la fréquence 2.9kHz avec une impédance de 9.81k Ω .

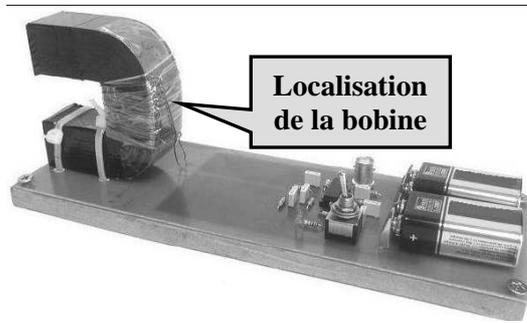


Figure I. 18 Capteur à canalisation de flux de dispersion

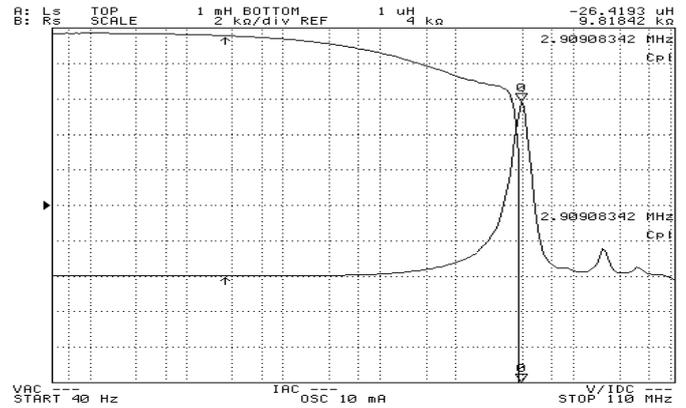


Figure I. 19 Réponse fréquentielle de l'antenne à canalisation de flux de dispersion

d) Autres capteurs

Il existe d'autres capteurs du flux de dispersion à l'instar des capteurs magnéto-résistifs ou des capteurs à effet hall qui donnent une information directement proportionnelle à l'induction qui les traverse. Par conséquent, lorsque l'intérêt se portera sur des fréquences élevées, plus il sera intéressant d'opter pour un capteur de type bobiné qui fera, par son effet dérivatif, davantage ressortir les raies correspondantes.

III. Caractérisation du flux de dispersion

Cette partie se concentre sur l'étude de la propagation du flux de dispersion des machines AC. L'utilisation d'un modèle analytique et une campagne de mesures et de simulations permettent de répondre à plusieurs objectifs. D'abord, il s'agit d'estimer sur un cas concret l'influence de la carcasse sur la transmission du champ à l'extérieur de la machine. Ensuite, l'étude va permettre de caractériser les flux transversal et axial de dispersion et la manière de les découpler.

L'apport de la simulation va permettre de conforter les résultats expérimentaux et d'analyser l'influence des dimensions géométriques de la machine sur les différentes composantes du flux de dispersion. L'effet des courants de Foucault et de la saturation sur le flux de dispersion sera également quantifié.

Cette étude nous permettra de tirer des conclusions qui vont servir à bien comprendre la distribution du flux de dispersion autour de la machine. Les capteurs nécessaires à l'estimation du couple électromagnétique pourront ainsi être idéalement placés.

III.1 Vérifications théorique et expérimentale de l'influence de la carcasse

III.1.1 Modélisation analytique de l'atténuation du champ transversal

a) Hypothèses

Considérons une machine longue de sorte que les effets de bords, *i.e.* des têtes de bobines, puissent être négligés. Seul le flux transversal peut alors être pris en considération au centre du paquet de tôles statoriques.

Les problèmes, posés de manière analytique pour déterminer les facteurs d'atténuation du circuit magnétique et de la carcasse, sont donc à deux dimensions et nécessitent de formuler les hypothèses suivantes :

- La perméabilité relative μ_r des matériaux est assimilée à une constante.
- La résistivité ρ des matériaux est également considérée constante.
- Les courants de Foucault sont uniquement considérés pour déterminer l'atténuation qu'ils génèrent. Le champ supplémentaire qu'ils créent n'est pas pris en compte pour définir le champ de dispersion. Cette approche permet d'admettre qu'il y a conservation de la composante tangentielle du champ (H_t) lors des changements de milieu.

b) Découplage des phénomènes

Supposons qu'il y a découplage des effets dans la transmission du flux depuis l'entrefer jusqu'à la carcasse. Ainsi, l'atténuation globale \underline{K} de chaque élément résulte du produit :

- de l'atténuation \underline{K}_{mil} provoquée par l'ensemble des différents milieux en ignorant la présence des courants de Foucault. Dans ces conditions, le coefficient d'atténuation s'identifie à un réel K_{mil} .
- et de l'atténuation \underline{K}_{cf} qui traduit les effets des courants de Foucault dans les milieux dans lesquels ils circulent.

La machine et son environnement proche sont représentés à la Figure I.20 où l'espace entre paquet de tôles statoriques et carcasse n'est pas pris en compte. Les indices supérieurs « pt », « c » et « air » correspondent respectivement au paquet de tôles, à la carcasse et à l'air. La distance entre l'axe de la machine et un point M quelconque est noté x ($x = \overline{OM}$).

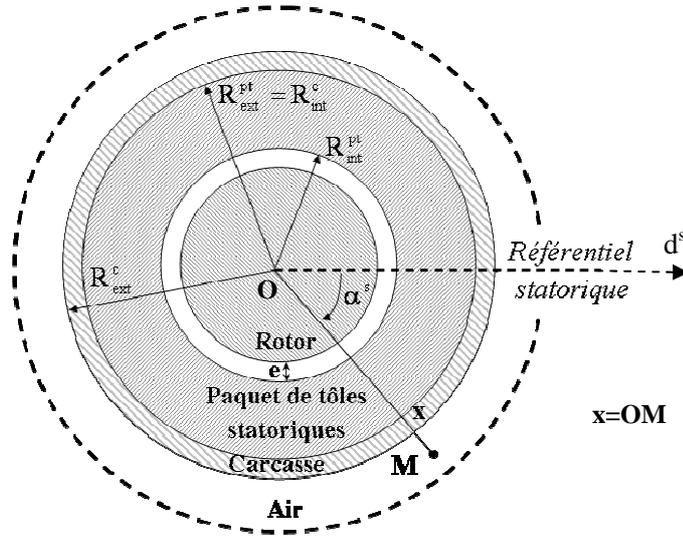


Figure I.20 Coupe simplifiée de la machine étudiée

Pour modéliser analytiquement les phénomènes, il faut établir les équations qui donnent l'évolution spatiale des composantes de l'onde de l'induction de l'entrefer vers l'extérieur. Pour ce faire, le raisonnement est basé sur des équations locales de conservation du flux et du théorème d'Ampère, définies comme suit :

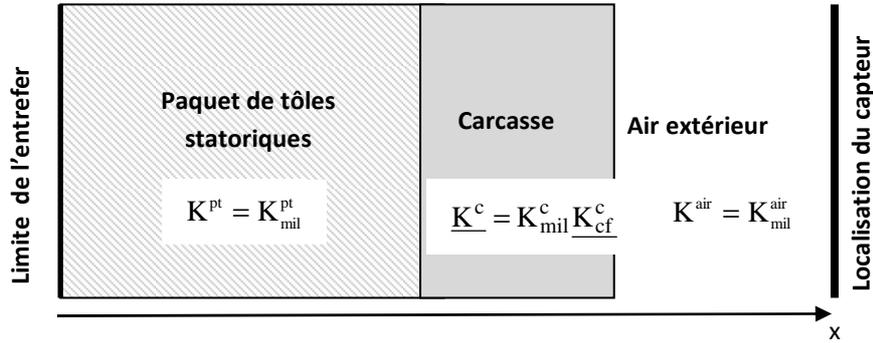
$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{I.6})$$

En considérant une onde d'induction d'entrefer à m paires de pôles ($m=p$ pour l'onde d'induction fondamentale) $b = \hat{b} \cos(k\omega t - m\alpha^s)$, le développement de ces expressions conduit à l'équation (I.7) qui met en évidence que la présence des courants de Foucault modifie les composantes du potentiel vecteur et donc celle de l'induction en fonction du rang fréquentiel k et de m [THA1]:

$$\frac{\partial^2 \bar{A}_{x,\alpha^s}}{\partial x^2} + \frac{1}{x} \frac{\partial \bar{A}_{x,\alpha^s}}{\partial x} + \frac{1}{x^2} \frac{\partial^2 \bar{A}_{x,\alpha^s}}{\partial \alpha^{s2}} = jk \omega \frac{\mu}{p} \bar{A}_{x,\alpha^s} \quad (\text{I.7})$$

Nous admettons que l'impact des courants de Foucault dans le paquet de tôles statoriques, eu égard au feuilletage, est négligeable devant les effets de même nature qui se produisent dans la carcasse. Comme les courants de Foucault ne peuvent se propager dans l'air, cela conduit à poser $\underline{K}_{cf}^{\text{air}} = \underline{K}_{cf}^{\text{pt}} = 1$. La Figure I.21 illustre les différents milieux de la machine avec leurs coefficients d'atténuation correspondants : $\underline{K}^{\text{pt}}$ dans les tôles, \underline{K}^c dans la carcasse et $\underline{K}^{\text{air}}$ dans l'air. Alors $\underline{K}^{\text{pt}} = K^{\text{pt}} = K_{\text{mil}}^{\text{pt}}$, $\underline{K}^{\text{air}} = K^{\text{air}} = K_{\text{mil}}^{\text{air}}$ et $\underline{K}^c = K_{\text{mil}}^c K_{cf}^c$.


Figure I.21 Décomposition du coefficient d'atténuation globale

La décomposition selon les différents milieux de la machine permet de calculer le coefficient d'atténuation global $\underline{K}_{\text{result}}$ en effectuant le produit des facteurs correspondant à ces milieux. En notant K_{result} le module de $\underline{K}_{\text{result}}$ et K_{cf}^c le module de $\underline{K}_{\text{cf}}^c$, il vient :

$$K_{\text{result}} = K_{\text{mil}}^{\text{pt}} K_{\text{mil}}^c K_{\text{mil}}^{\text{air}} K_{\text{cf}}^c = K_{\text{result_mil}} K_{\text{result_cf}} \quad (\text{I.8})$$

Les expressions analytiques $K_{\text{mil}}^{\text{air}}$, $K_{\text{mil}}^{\text{pt}}$, K_{mil}^c et K_{cf}^c sont extraites du travail de R.ROMARY [ROM1] et de D.THAILLY [THA1]. Pour un harmonique de rang k et de polarité $2m$, il vient :

$$K_{\text{mil}}^{\text{air}} = \left(\frac{R_{\text{ext}}^c}{x} \right)^{p+1} \quad (\text{I.9})$$

$$K_{\text{mil}}^{\text{pt}} = \frac{1}{\left(\frac{1-\mu_r^{\text{pt}}}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^{\text{pt}}}{R_{\text{ext}}^{\text{pt}}} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^{\text{pt}}}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^{\text{pt}}}{R_{\text{ext}}^{\text{pt}}} \right)^{-m-1}} \quad (\text{I.10})$$

$$K_{\text{mil}}^c = \frac{1}{\left(\frac{1-\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^c}{R_{\text{ext}}^c} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^c}{R_{\text{ext}}^c} \right)^{-m-1}} \quad (\text{I.11})$$

$$K_{\text{mil}}^{\text{air}} = \left(\frac{x}{R_{\text{ext}}^c} \right)^{-m-1} \quad (\text{I.12})$$

$$K_{\text{cf}}^c = \frac{2R_{\text{int}}^c \underline{N} \left[\left(\frac{1-\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^c}{R_{\text{ext}}^c} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{\text{int}}^c}{R_{\text{ext}}^c} \right)^{-m-1} \right]}{-(m\mu_r^c - R_{\text{int}}^c \underline{N}) e^{\underline{N}(R_{\text{int}}^c - R_{\text{ext}}^c)} + (m\mu_r^c + R_{\text{int}}^c \underline{N}) e^{-\underline{N}(R_{\text{int}}^c - R_{\text{ext}}^c)}} \quad (\text{I.13})$$

avec :

$$\underline{N} = \sqrt{\left(\frac{m}{R_{\text{int}}^c} \right)^2 + jk \frac{\mu_0 \mu_r^c}{\rho^c} \omega} \quad (\text{I.14})$$

Les équations (I.12) et (I.13) montrent que les effets des courants de Foucault dans la carcasse affectent le module et la phase du champ transversal de dispersion.

III.1.2 Application à une machine asynchrone

L'expression de $K^c = K_{mil}^c K_{cf}^c$ a été programmée dans MATLAB pour $k = 1$ et appliquée à une machine asynchrone particulière car elle comprend un vide de ventilation entre le dos du paquet de tôles et la carcasse (Figure I.22). Cela permet de placer un capteur de champ bobiné sous la carcasse et un second à l'extérieur de manière à ce que les deux sondes soient superposées. Les capteurs sont de types bobinés (200 spires) et de formes carrées (34mm x 34mm). On a pris la précaution de placer les capteurs au milieu de la machine pour minimiser l'effet des têtes de bobines et loin de la boîte à bornes afin de s'affranchir de son influence éventuelle. Les caractéristiques complètes de la machine sont données en Annexe (MAS2.2kW2p).

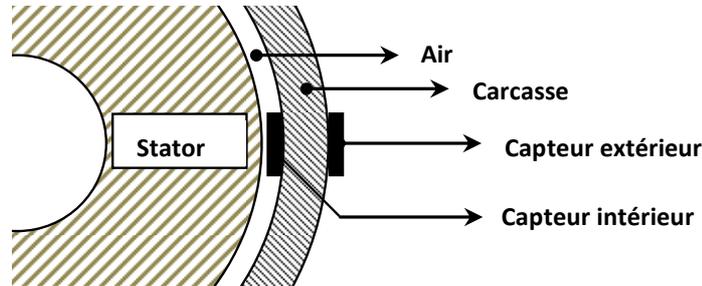


Figure I.22

La machine présente des rayons de carcasse intérieure et extérieure respectivement égaux à $R_{ext}^c = 158\text{mm}$ et $R_{int}^c = 150\text{mm}$; l'épaisseur de la carcasse est donc de 8mm. La perméabilité magnétique relative ainsi que la résistivité de la carcasse sont inconnues.

L'idée est de tracer l'évolution du module K^c et de la phase φ^c de \underline{K}^c en fonction de la résistivité ρ^c et la perméabilité relative μ_r^c de la carcasse. La perméabilité et la résistivité sont respectivement bornées entre 1 et 100 et entre $0.001 \cdot 10^{-6} \Omega.m$ et $3 \cdot 10^{-6} \Omega.m$ de manière à englober les cas des carcasses en Fonte ($\mu_r^{(F)} = 60$ et $\rho^{(F)} = 10^{-6} \Omega.m$) et en Aluminium ($\mu_r^{(Al)} = 1$ et $\rho^{(Al)} = 0.0278 \cdot 10^{-6} \Omega.m$). Les résultats sont présentés aux Figure I.23 et I.24.

Le facteur d'atténuation varie avec la perméabilité relative et la résistivité. L'atténuation est d'autant plus prononcée que la résistivité du matériau est faible et la perméabilité importante.

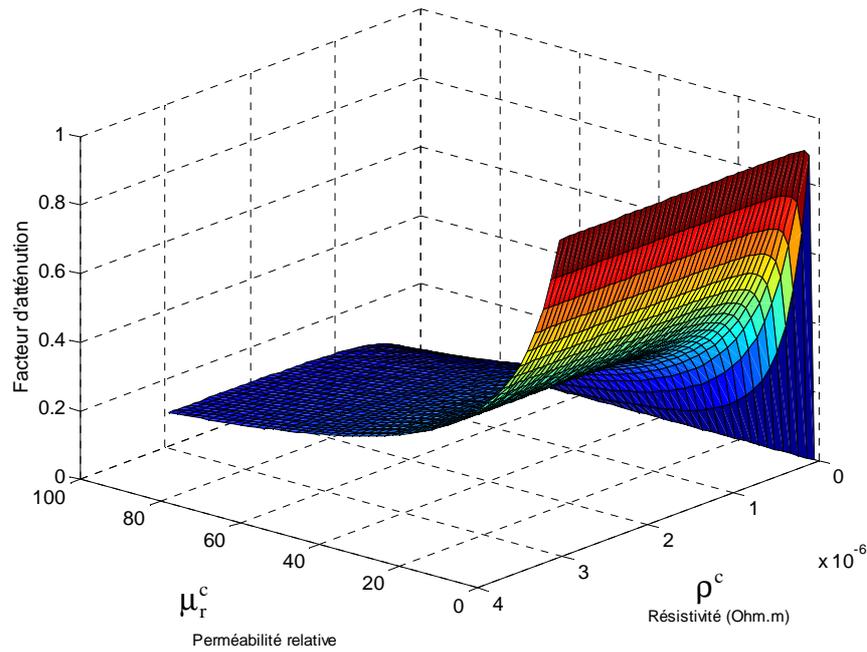


Figure I.23 Influence de ρ^c et de μ_r^c sur le module K_{cf}^c

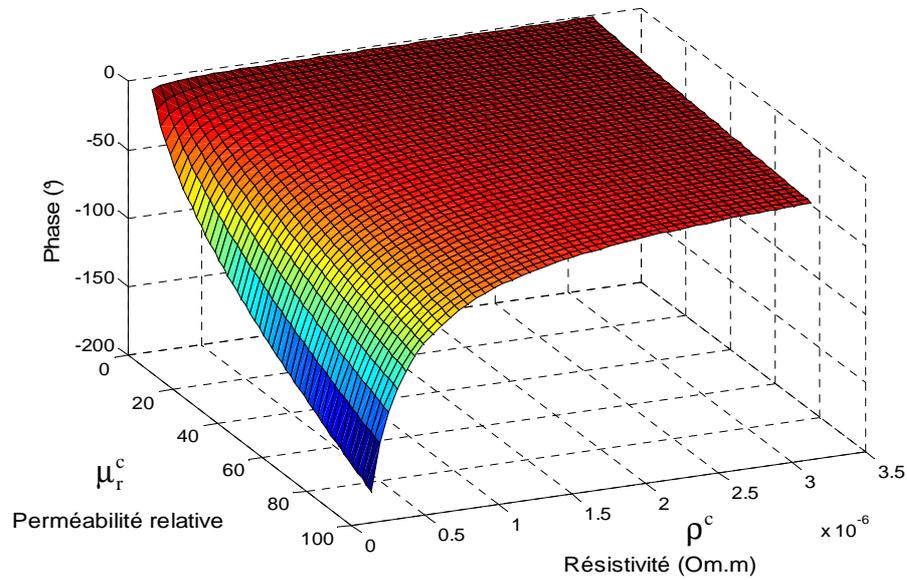


Figure I.24 Influence de ρ^c et de μ_r^c sur la phase de K^c

Ces résultats théoriques sont comparés à la mesure : les résultats de calcul qui se rapprochent des résultats expérimentaux sont ceux obtenus avec la perméabilité et la résistivité de l'aluminium. Le Tableau I.1 montre les résultats obtenus par calcul et avec l'expérimentation. On constate que l'effet de la carcasse est faible sur l'amplitude du fondamental du flux de dispersion : l'atténuation est de moins de 5% (de 44,6mV à 42,6mV à l'extérieur de la carcasse). Par contre, la valeur efficace du flux de

dispersion passe de 71mV à 51mV, soit 28 % de réduction. Les harmoniques sont donc plus atténués. Nous avons déterminé le couple $\{\rho^c, \mu_r^c\}$ qui conduit à la même atténuation. On obtient une perméabilité relative de 0.2 et une résistivité de $0.0153 \cdot 10^{-6} \Omega.m$, qui sont d'un ordre de grandeur assez proche de celles de l'Aluminium ($\mu_r^{c(Al)} = 1, \rho^{c(Al)} = 0.0278 \cdot 10^{-6} \Omega.m$). Dans ce cas, la phase introduite par la carcasse relevée expérimentalement est quasiment la même que celle obtenue par calcul.

	Résultats de mesures			Résultats théoriques K^c
	Capteur extérieur	Capteur intérieur	Atténuation	
Valeur efficace du flux de dispersion (mV)	71	51	0,718	
Valeur efficace du fondamental du flux de dispersion (mV)	44,6	42,6	0,955	0,979
Phase due à la carcasse (°)	9			9.35

Tableau I.1

Le modèle théorique permet également d'étudier l'influence de l'épaisseur de la carcasse. Ainsi, la Figure I.25 montre le déphasage théorique introduit par une carcasse en Aluminium et son influence sur l'amplitude du flux rayonné, le paramètre de variation étant le rayon interne. Ce dernier évolue de la valeur réelle à la valeur du rayon externe. On note qu'avec la diminution de l'épaisseur de la carcasse, l'effet sur l'amplitude et la phase du flux de dispersion diminue, ce qui est logique.

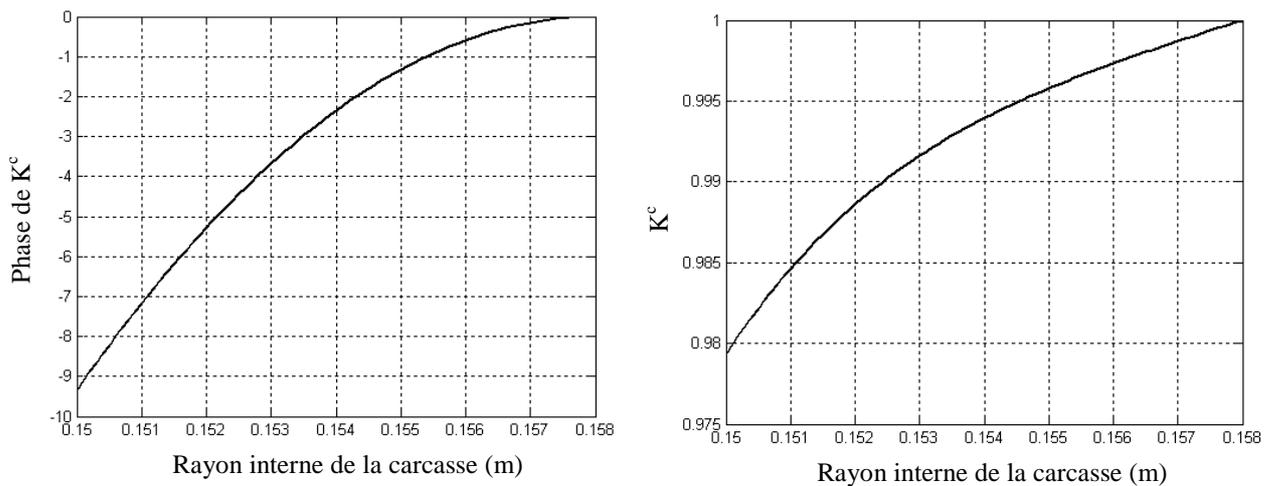


Figure I.25 Influence de l'épaisseur de la carcasse sur la phase et l'amplitude du fondamental du flux de dispersion

III.1.3 Analyse de l'impact du matériau de la carcasse et des flasques sur le facteur d'atténuation

Cette partie met l'accent sur l'influence de la nature du matériau de la carcasse et des flasques sur le flux de dispersion. Pour ce faire, une étude est conduite avec une modélisation par éléments finis, le modèle analytique et des mesures expérimentales. Deux machines asynchrones, MAS7.5kW2pC et MAS11kW2pB, sont analysées : la première est équipée d'une carcasse externe en fonte et l'autre est faite d'aluminium. Dans les deux cas, les flasques sont en fonte ($\mu_r^{(F)} = 60$ et $\rho^{(F)} = 10^{-6} \Omega.m$). Des informations complémentaires sur les machines testées sont données dans le tableau I.2. Ces machines ont été équipées de capteurs de flux magnétique placés de chaque côté de la carcasse et des flasques. Les conclusions de cette étude ont un double intérêt. D'une part, elles peuvent être utilisées pour comprendre quelle est l'influence de la carcasse et des flasques sur la transmission du flux de dispersion. D'autre part, l'étude va permettre de définir les matériaux à employer pour rendre la machine facile à diagnostiquer. Notons que, de manière inverse, les conclusions seront utiles aux concepteurs de machines pour leur conférer une signature magnétique discrète [LEC3].

Puissance nominale (kW)	7.5 kW	11kW
Matériau de la carcasse	Aluminium $\mu_r^{Al} = 1$ $\rho^{Al} = 0.0278 \cdot 10^{-6} \Omega.m$	Fonte $\mu_r^F = 60$ $\rho^F = 10^{-6} \Omega.m$
Epaisseur de la carcasse (m)	0.008	0.01

Tableau I.2

III.1.3.1 Modèle numérique

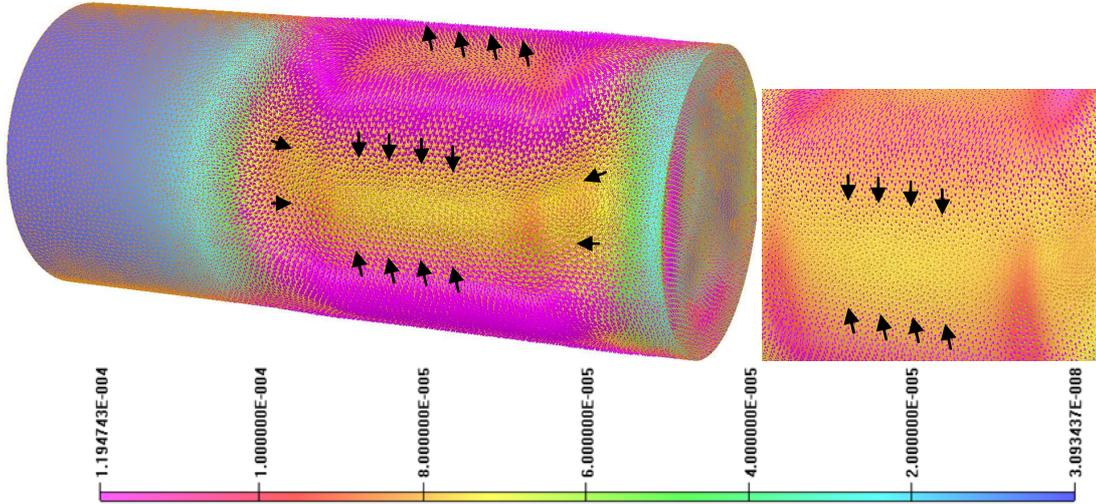
a) Données sur le modèle numérique

- La simulation est faite avec Opera3D™ et porte sur les machines de MAS7.5kW2pC et MAS11kW2pB servant aux mesures.
- En simulation, on ne met pas de cage d'écureuil : les courants rotoriques ne sont pas pris en compte car la machine fonctionnant à vide, les courants rotoriques sont très faibles. Le rotor est donc lisse (non encoché). Les ailettes et les pieds ne sont pas modélisés.
- La simulation est faite en régime linéaire sans prendre en compte l'effet de la saturation afin de découpler les phénomènes. La perméabilité relative du fer statorique est de 5000.
- Les modèles contiennent 7 164 419 éléments pour la machine 11kW et 7 689 014 pour la machine 7.5 kW.

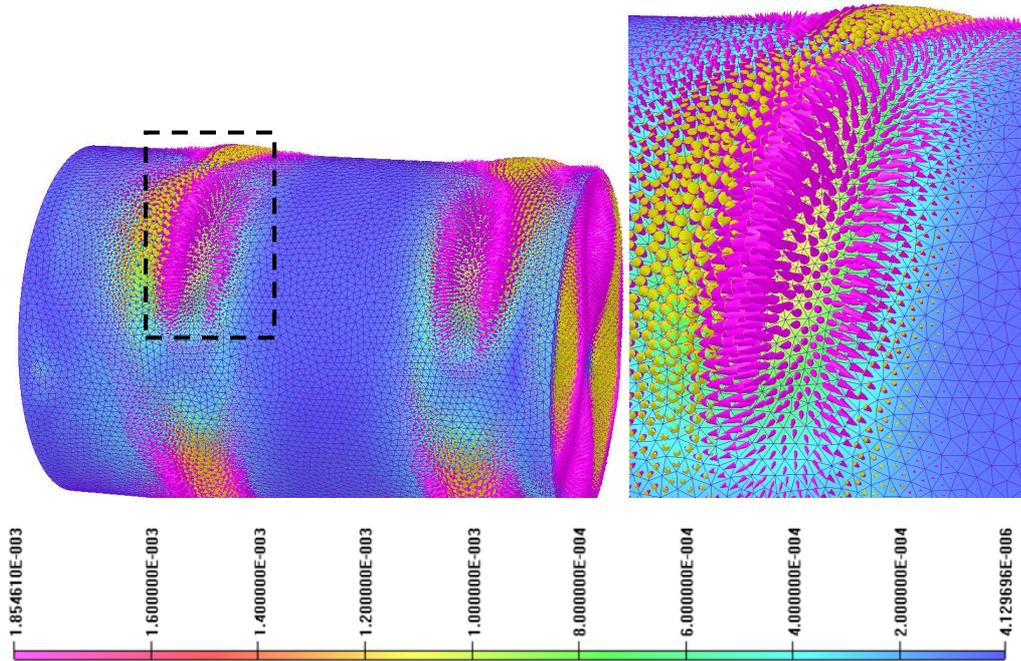
b) Discussion des Résultats

La Figure I.26 montre les tubes de flux magnétique de dispersion à 2mm de la périphérie de la carcasse et des flasques. La distribution des lignes de flux est très différente d'une machine à une autre. Pour la machine de 7.5 kW^{AL}, le flux de dispersion est plus important au niveau des têtes de bobines alors qu'il est du même ordre de grandeur le long de la machine de 11 kW^F. Cette différence de la signature magnétique s'explique par le fait que la carcasse n'est pas faite du même matériau. En fait, la carcasse en Fonte est plus perméable ($\mu_r^{c(F)} = 60$) que l'aluminium ($\mu_r^{c(AL)} = 1$). Cela signifie que le flux est canalisé plus facilement par rapport à la carcasse en Aluminium, où le flux magnétique est atténué comme dans l'air.

Les Figures I.27 et I.28 montrent la répartition des courants de Foucault à la surface externe de la carcasse, d'abord pour des machines asynchrones 7,5 kW^{AL} et 7.5 kW^F et ensuite pour des machines 11kW^{AL} et 11 kW^F. Les machines 7,5 kW^F et 11 kW^{AL} sont des machines théoriques. Pour la machine 7,5 kW, les valeurs maximales de la densité de courant de Foucault sont 52 fois plus élevées lorsque le matériau de la carcasse est en Aluminium. La tendance est la même pour le moteur 11kW : le ratio est égal à 22. La distribution des courants de Foucault est différente en raison de la résistivité de chaque matériau. En effet, celle de la Fonte ($10^{-6}\Omega.m$) est beaucoup plus élevée que celle de l'Aluminium ($0.0278 \cdot 10^{-6}\Omega.m$). De plus, il est intéressant de noter que la distribution des courants de Foucault change avec la nature du matériau utilisé. Quand la carcasse est faite en Aluminium, les courants de Foucault sont beaucoup plus importants au niveau des têtes de bobines, alors qu'ils sont régulièrement répartis le long de la machine quand la carcasse est en Fonte.



a) MAS 11 kW^F



b) MAS 7.5 kW^{AL}

Figure I.26 Distribution du flux de dispersion (T)

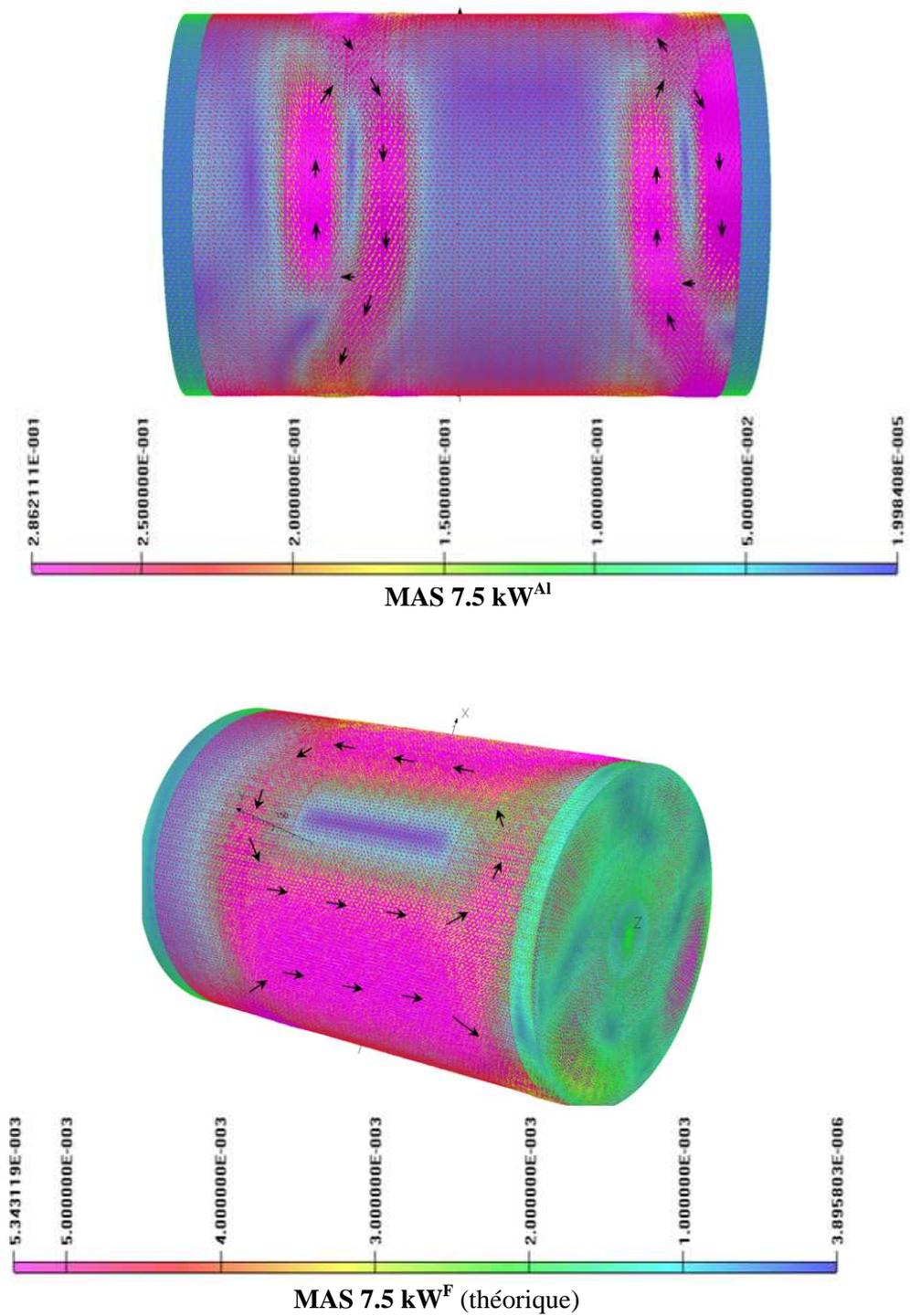


Figure I.27 Distribution des courants de Foucault dans la carcasse (A/mm²) – MAS 7.5 kW

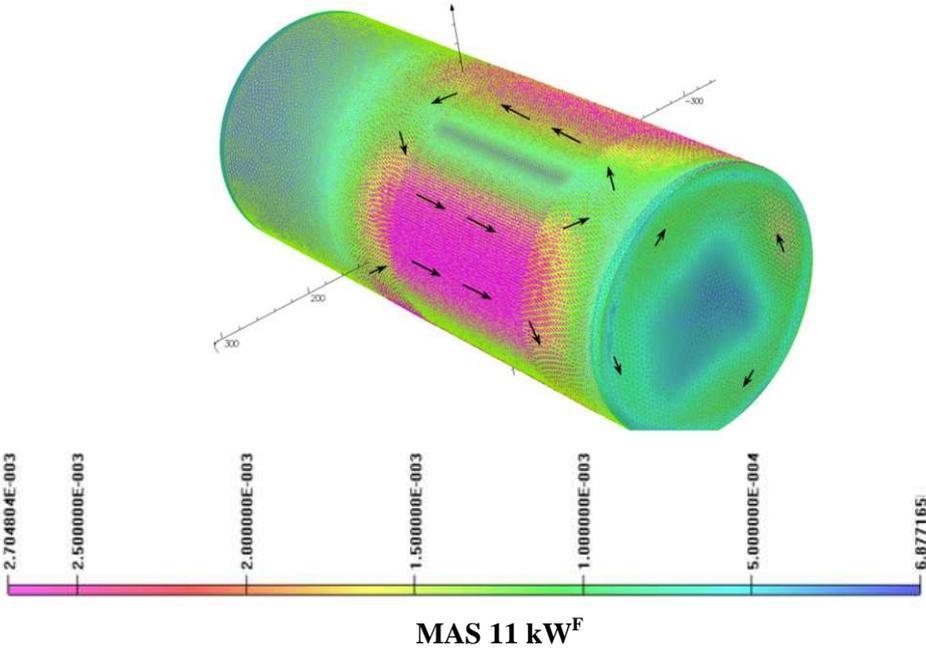
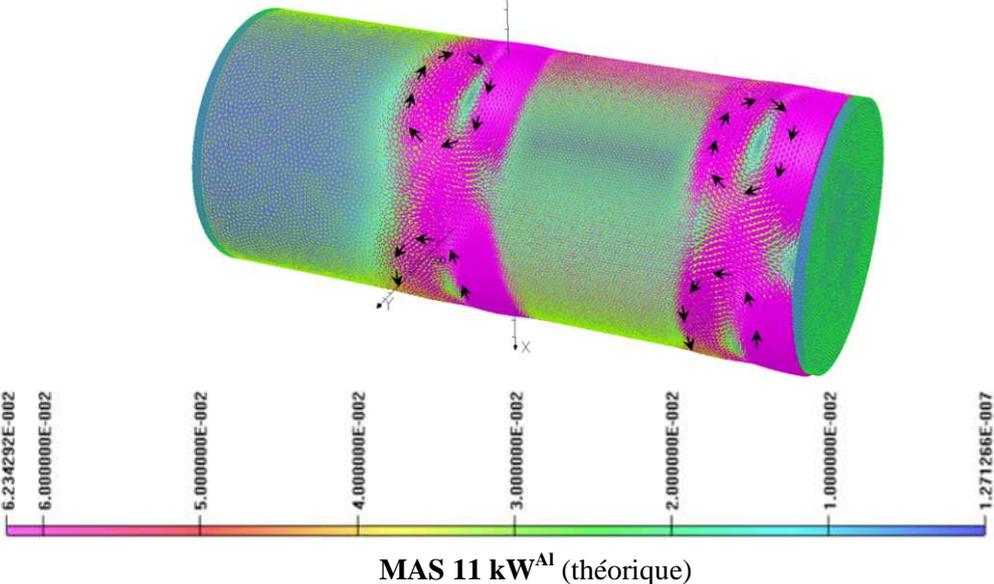


Figure I.28 Distribution des courants de Foucault dans la carcasse (A/mm²) – MAS 11 kW

III.1.3.2 Modèle analytique

La Figure I.29 présente les variations théoriques de K^c avec μ_r^c quand $\rho^c = \rho^{c(F)}$ ou $\rho^c = \rho^{c(Al)}$ (Figure I.29a), et les variations de K^c avec ρ^c lorsque $\mu_r = \mu_r^F$ ou $\mu_r = \mu_r^{Al}$ (Figure I.29b). Elle montre que lorsque la résistivité est faible et que la perméabilité relative est élevée, l'atténuation est radicale. C'est ce qui explique les valeurs de champ externe obtenues avec les simulations EF, en particulier pour la carcasse en Fonte. La Figure I.29b montre que K^c tend vers une constante à partir d'une certaine valeur de résistivité. Plus μ_r^c est élevée, plus la valeur de K^c est faible. Par contre, la pente de K^c est plus douce.

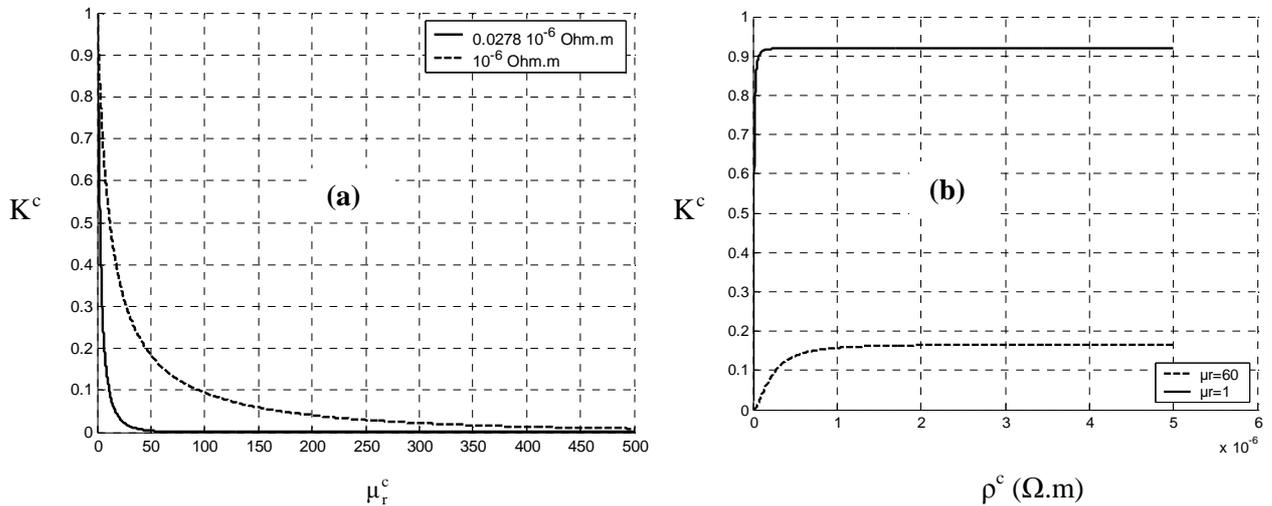


Figure I.29 Variations théoriques du facteur d'atténuation – MAS 11 kW

III.1.3.3 Instrumentation des machines asynchrones

Afin de vérifier expérimentalement les modèles analytique et numérique, les machines testées ont été équipées de capteurs de flux. Ce sont des bobines circulaires de 10mm de diamètre et 100 spires, plus petites que celles employées précédemment afin de pouvoir instrumenter les machines. Elles sont placées de part et d'autre de l'épaisseur de la carcasse, à proximité des têtes de bobines (position 1, les capteurs sont repérés par S_1^1 et S_2^1) et de part et d'autre de l'épaisseur des flasques (positions 2 et 3 avec les capteurs S_1^2 , S_2^2 , S_1^3 et S_2^3), comme le montre la Figure I.30. La position 0, située au milieu de la machine, correspond à une position qui ne peut pas être instrumentée à l'intérieur de la carcasse. Elle définit la position étudiée avec le modèle éléments finis et le modèle analytique. Les signaux des capteurs sont analysés avec un analyseur de spectres pour mesurer l'amplitude et la phase du fondamental de la fem qui y est induite.

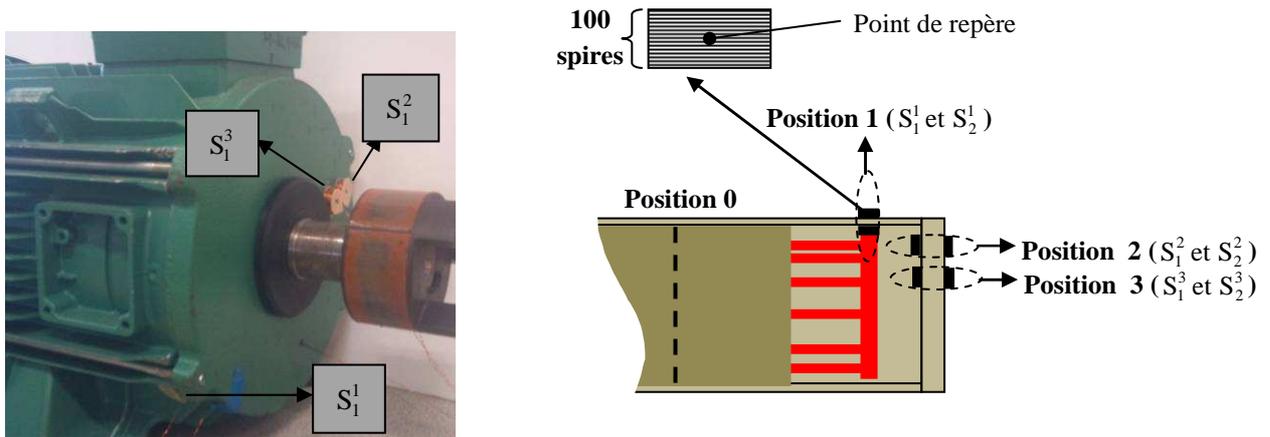


Figure I.30 Machine asynchrone instrumentée (MAS7.5kW2pC)

III.1.3.4 Résultats et analyse

Les résultats obtenus pour les deux machines sont présentés au Tableau I.3. Pour que les comparaisons des résultats de l'expérimentation et des modèles numérique et théorique, nous avons relevé les inductions données par le logiciel EF en des points qui correspondent au milieu des capteurs utilisés pour l'expérimentation (point de repère représenté à la Figure I.30). Le modèle théorique n'est employé que pour la position 0 qui répond aux hypothèses d'application de ce modèle. Les résultats qu'il fournit sont comparés à ceux du logiciel EF car la machine ne peut être instrumentée à cette position.

	Carcasse				Flasque			
	Position 0		Position 1		Position 2		Position 3	
	Modèle Analytique	Simulation EF	Mesure	Simulation EF	Mesure	Simulation EF	Mesure	Simulation EF
Facteur d'atténuation MAS 7.5 kW^{Al-F}	0.87	0.71	0.38	0.42	0.065	0.052	0.042	0.041
Facteur d'atténuation MAS 11 kW^{Al-F}	0.157	0.16	0.015	0.048	0.203	0.136	0.029	0.03

Tableau I.3 Résultat de mesures, de simulation et du calcul analytique

Les résultats de mesure montrent que la Fonte atténue beaucoup plus que l'Aluminium : le facteur d'atténuation dans la carcasse au niveau des têtes de bobines (Position 1) est de 0.0151 pour la Fonte alors qu'il est de 0.38 pour l'Aluminium. Par contre, au niveau des flasques, elle est du même ordre de grandeur, ce qui est logique puisque les flasques des deux machines sont en Fonte. La Fonte atténue plus

que l'Aluminium car elle a une perméabilité relative ($\mu_r=60$) plus importante que celle de l'Aluminium ($\mu_r=1$). Cela signifie que le flux s'y établit plus facilement. Notons que ces résultats sont tributaires de la qualité de la Fonte.

L'Aluminium a une résistivité de $0.0278 \cdot 10^{-6} \Omega.m$, 36 fois plus faible que celle de la Fonte ($10^{-6} \Omega.m$). Les courants de Foucault y sont plus importants, comme le montre Figure I.28 . Les valeurs maximales sont, par exemple, 60 fois plus importantes lorsque la carcasse est en Aluminium. Néanmoins, l'atténuation qu'ils engendrent n'est pas très marquée au niveau des têtes de bobines.

III.2 Séparation des composantes du flux

III.2.1 Caractéristiques de la machine d'essai et modèle numérique

- Les essais porteront sur la MAS11kW2pB utilisée précédemment. Le bobinage est concentrique à deux voies d'enroulement. La Figure I.32 illustre les dimensions géométriques ainsi que la disposition des têtes de bobines et du stator par rapport aux flasques et à la carcasse. La longueur du fer statorique est de 19.4 cm ; la longueur totale est de 60cm. Le courant à vide de la machine est de 12.7 A. Notons qu'un flasque est plus long que l'autre : la machine étant à rotor bobiné, un espace est nécessaire pour loger le système bagues-balais.
- La simulation porte sur la même machine. Des données géométriques supplémentaires nécessaires à la définition du modèle numérique sont précisées à la Figure I.31.
- La simulation faite en régime linéaire sans prendre en compte l'effet de la saturation et les courants de Foucault sera appelée « modèle initial ».
- La saturation, lorsqu'elle est prise en compte, est de 1.7 T dans le fer statorique et rotorique.

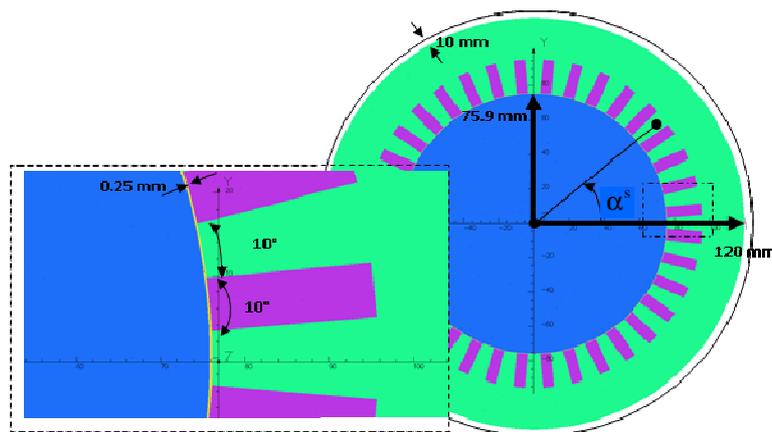


Figure I.31 Dimensions géométriques de la machine

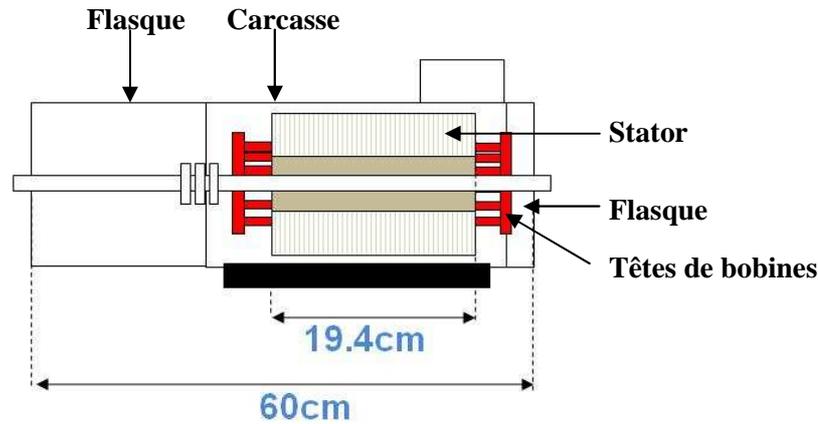


Figure I.32 Dimensions géométriques de la MAS11kW2pB

La caractérisation du champ de dispersion consiste à identifier la contribution du champ axial et du champ transversal sur chacune des trois composantes sachant que, théoriquement, celle selon Z n'est tributaire que des effets d'extrémités. Le positionnement adéquat du capteur assure de pouvoir relever ces composantes mais chacune d'elle peut être générée par les têtes de bobines, le flux d'entrefer ou les deux simultanément [ZID].

III.2.2 Caractérisation du flux de dispersion axial

III.2.2.1 Dispositif expérimental et modèle numérique

La différenciation des composantes n'est guère aisée dans la mesure où les phénomènes interviennent en même temps suite à l'alimentation du bobinage triphasé qui équipe le stator de la machine. Aussi, pour tenter de découpler les phénomènes, deux bobines de 100 spires ont été disposées des deux cotés de la machine au dessus des têtes du bobinage triphasé. Ces deux bobines sont mises en série et parcourues par un courant de 1.23 A comme illustré à la Figure I.33. Ce sens reproduit celui qui circule effectivement dans les têtes de bobines du bobinage triphasé initial. En effet, les courants d'une même phase évoluent en sens contraire dans les têtes de bobines d'un enroulement.

Dans la mesure où il est analytiquement difficile de prédéterminer le flux généré par les effets d'extrémité car on ne connaît pas précisément le trajet des tubes de flux, nous allons avoir recours à une méthode expérimentale. La machine, d'abord alimentée normalement en triphasé, fonctionne à vide et une mesure de la composante b_z du flux de dispersion est faite avec le capteur bobiné. A la même position du capteur, rotor à l'arrêt, on mesure le flux de dispersion généré par les bobines additionnelles insérées dans la machine, mises en série et seules alimentées. Le courant dans ces bobines est ajusté jusqu'à l'obtention d'une valeur du flux égale à celle obtenue par le flux de fuite généré par la machine alimentée en triphasé et fonctionnant à vide.

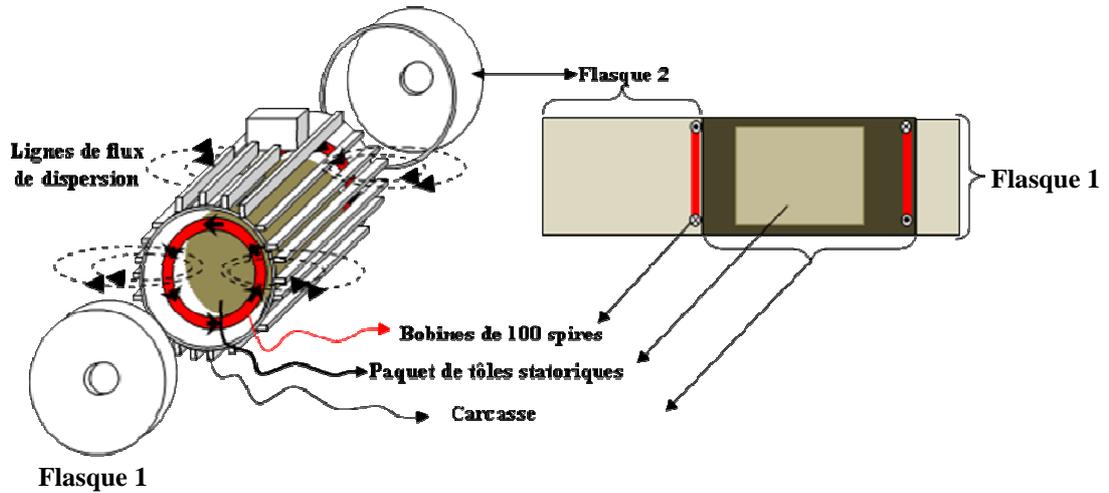


Figure I.33 Dispositif pour ne générer que du flux de dispersion axial

Notons que les effets d'extrémités, compte tenu du sens de circulation des courants, s'ajoutent en un point donné de la carcasse selon l'axe Z. Comme ces effets s'amenuisent au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la zone excitée, c'est théoriquement au centre de la machine que nous aurons la résultante la plus faible. Cette analyse permettra de voir dans quelles conditions ces effets d'extrémités pourront être négligés.

Un modèle EF permet de corroborer et de compléter les résultats de l'expérimentation. La Figure I.34 montre le modèle éléments finis sans les flasques et sans la carcasse avec les bobines additionnelles.

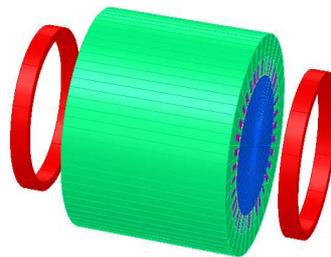


Figure I.34 Modèle de simulation sans les flasques et la carcasse pour ne générer que du flux axial

III.2.2.2 Influence de la carcasse et du paquet de tôles sur le flux de dispersion axial

Afin de mesurer l'influence de la carcasse et des flasques, les deux bobines connectées en série ont été placées dans l'air. Les trois composantes du flux de dispersion ont été mesurées avec un capteur

bobiné. Ces mesures sont comparées à celles obtenues avec les mêmes bobines disposées des deux cotés du stator, à l'intérieur de la machine. La distance entre le capteur et les bobines ainsi que la hauteur sont les mêmes dans les deux cas. La Figure I.35 illustre les résultats de mesures et de simulation pour la composante fondamentale du flux de dispersion suivant Z. Cette étude est purement qualitative, le but étant de comparer les allures et les variations.

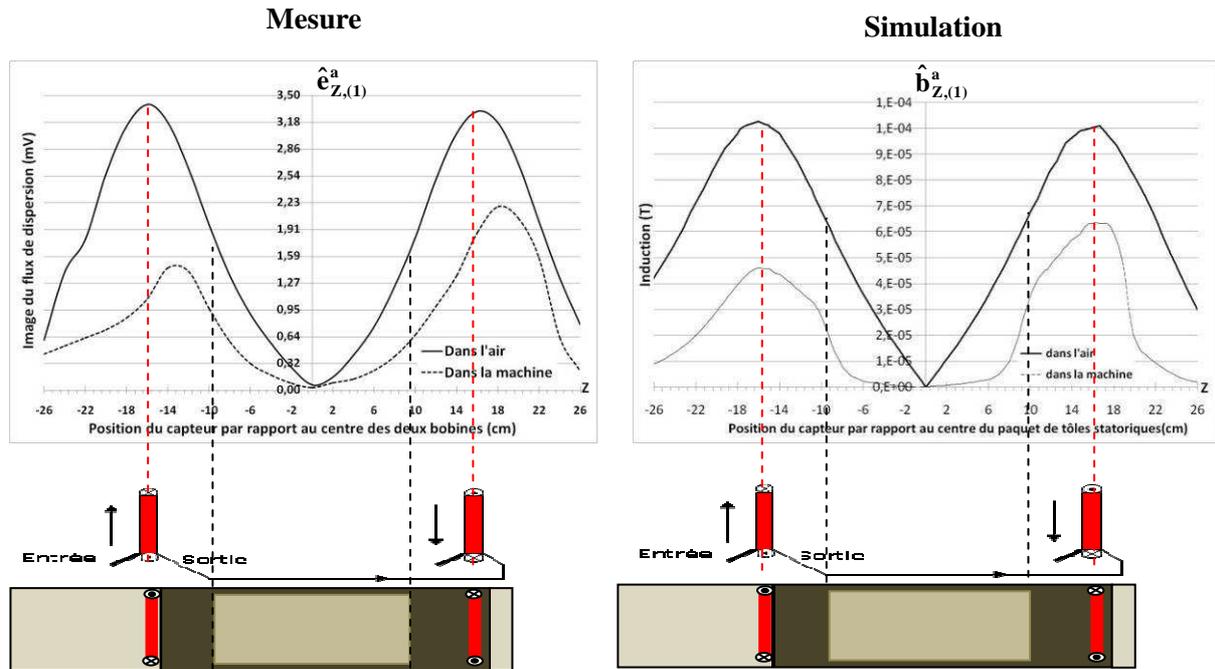


Figure I.35 Influence de la carcasse sur la composante suivant Z du flux de dispersion axial

La Figure I.35 montre que la simulation conforte bien les résultats expérimentaux : on obtient la même évolution du flux de dispersion qu'en pratique. On peut noter l'effet atténuateur de la carcasse et des flasques. Essais et simulations montrent une atténuation de plus de 50% des grandeurs mesurée ($\hat{e}_{Z,(1)}^a$) et relevée ($\hat{b}_{Z,(1)}^a$). On peut remarquer les décalages des valeurs de $\hat{e}_{Z,(1)}^a$ obtenues dans l'air et avec la machine. Ce n'est pas le cas pour les résultats de la simulation. On peut expliquer ce décalage par la nature et l'épaisseur des flasques, toutes deux différentes de celles de la carcasse enveloppant le fer statorique. La jointure entre flasque et carcasse peut également influencer la distribution du champ.

Notons également que la simulation met bien en exergue l'influence du fer statorique : alors que dans l'air la décroissance du champ vers le milieu de la machine est régulière, celle obtenue avec la machine présente une cassure avec le paquet de tôles. La composante selon Z du flux de dispersion est canalisée aux bords du paquet pour ensuite quasiment s'annuler. La cassure est moins marquée expérimentalement.

III.2.2.3 Proportionnalité de la composante Z avec le courant d'alimentation

Pour vérifier la proportionnalité de la composante Z du flux de dispersion avec le courant des têtes de bobines additionnelles placées dans la machine, le capteur bobiné a été placé à l'extérieur de la machine au niveau des têtes de bobines. Pour chaque valeur du courant d'alimentation, la composante $E_{Z,(1)}$ est relevée. La Figure I.36 illustre le ratio du courant avec la première valeur de mesure (1.2A) et le rapport entre $E_{Z,(1)}$ et la première valeur mesurée. Cette figure montre que la composante $E_{Z,(1)}$ est proportionnelle au courant qui circule dans les têtes de bobines additionnelles : en augmentant le courant qui les alimente, la composante Z du flux de dispersion varie avec dans des proportions sensiblement similaires : les pentes sont relativement proches, les écarts étant dus aux effets secondaires. La composante Z représente donc dans ce cas une image du courant qui circule dans ces bobines.

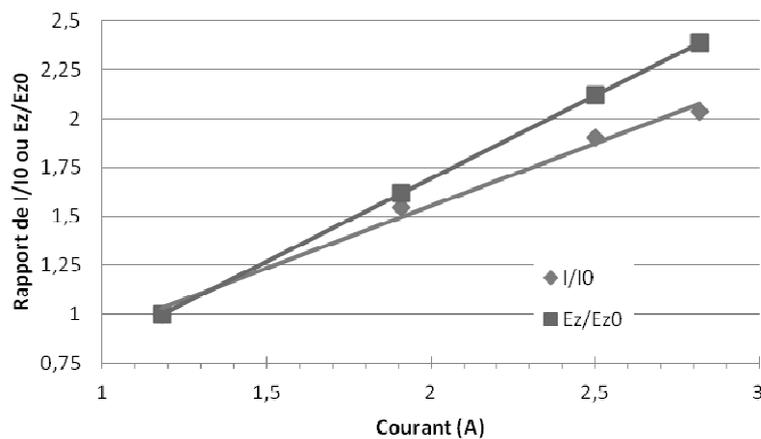


Figure I.36 : Ratio des courants de têtes de bobines et des champs de dispersion axiaux

III.2.2.4 Distinction des effets générés par chaque bobine

Dans un premier temps, chaque bobine additionnelle dans la machine est alimentée séparément. La composante suivant Z du flux de dispersion axial générée par chacune d'elles est relevée ; les résultats de mesures et de simulation sont donnés à la Figure I.37.

Dans un second temps, les résultats de mesures donnés par chaque bobine sont additionnés et sont comparés à la mesure faite avec les deux bobines connectées en série. Les résultats sont donnés à la Figure I.38.

La somme des deux composantes dans l'axe Z du flux de dispersion axial dues aux deux bobines alimentées séparément se superpose à $\hat{b}_{Z,(1)}^a$ mesuré avec les deux bobines connectées en série. On peut donc appliquer le théorème de superposition. C'est un résultat important car il signifie que le champ

mesuré à une extrémité de la machine n'est engendré que par la bobine alimentée située à cette extrémité. Cela pourra être utile pour des mesures déportées sur les côtés de la machine. Notons que les amplitudes diffèrent de celles de la Figure I.35 car les relevés expérimentaux et les simulations ont été effectués pour des courants différents.

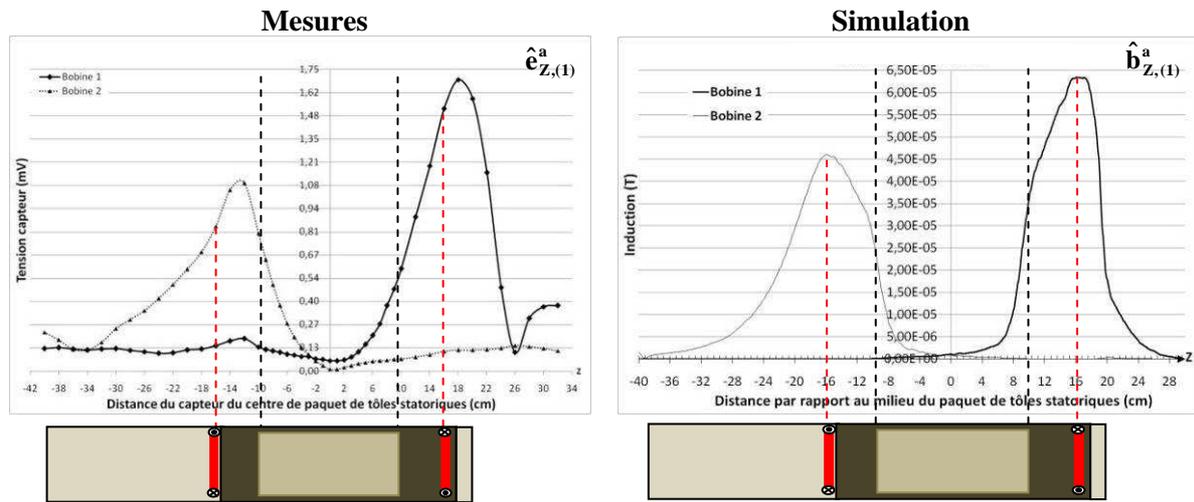


Figure I.37 Résultats de mesures et de simulation pour chaque bobine alimentée indépendamment

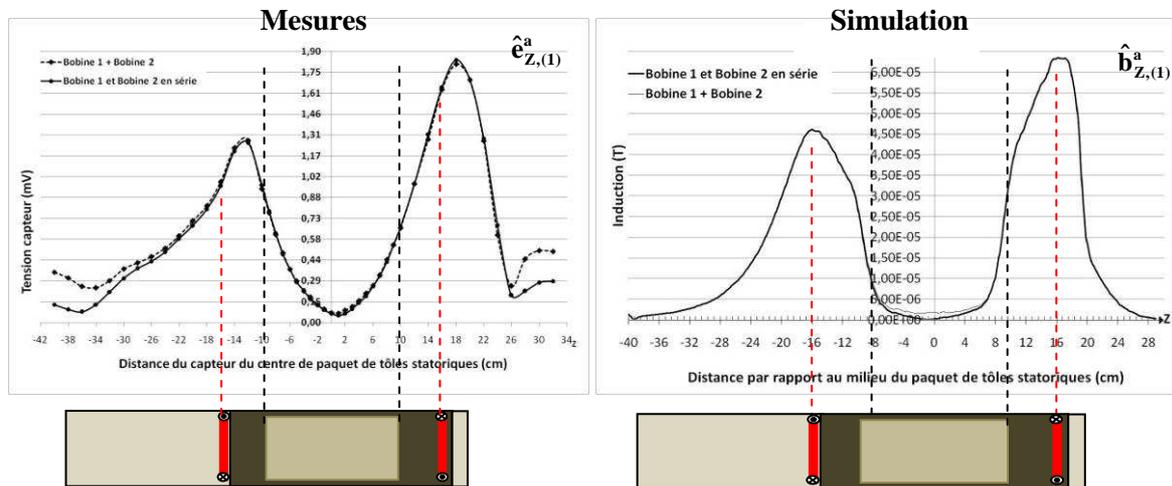


Figure I.38 Résultats de mesures et de simulation pour les deux bobines alimentées en série

III.2.2.5 Composantes tangentielle et normale du flux de dispersion axial

Le capteur est déplacé le long de la machine pour mesurer $\hat{b}_{NOR,(1)}^a$ et $\hat{b}_{TAN,(1)}^a$. Les résultats de mesures et de simulation sont donnés à la Figure I.39.

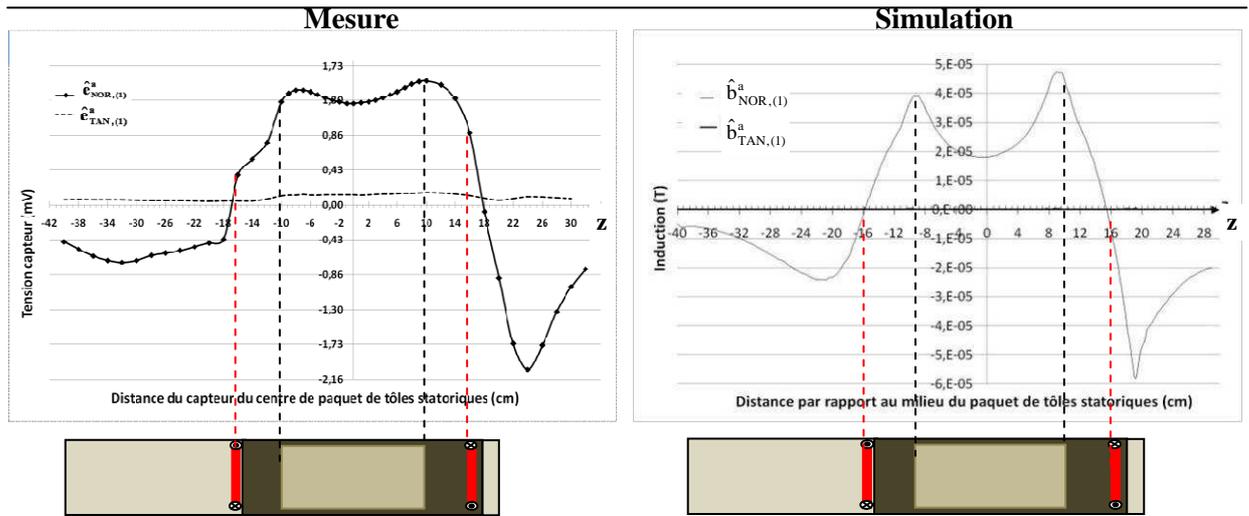


Figure I.39 Composantes normale et tangentielle du flux de dispersion axial

Mesures et simulation montrent que la composante tangentielle du flux de dispersion est négligeable devant la composante normale du flux de dispersion. On peut donc dire que $\hat{b}_{TAN,(1)}^a \approx 0$. Ce résultat corrobore bien ce qui a été annoncé en I.2.2 et I.3.1. De plus, retrouver la même conclusion signifie que les ailettes, dont l'effet n'a pas été pris en compte au début de l'étude, n'introduisent, a priori, pas de composante $\hat{b}_{TAN,(1)}^a$. On peut également noter que $\hat{b}_{NOR,(1)}^a$ et $\hat{b}_{Z,(1)}^a$ sont du même ordre de grandeur ($\approx 10^{-4}T$).

III.2.2.6 Influence des dimensions géométriques et des têtes de bobines sur les composantes du flux de dispersion axial

L'objectif de cette partie est d'analyser, à l'aide de la simulation, l'influence de la longueur du stator et de l'emplacement des têtes de bobines sur les composantes b_{NOR} et b_Z du flux de dispersion axial. Les résultats des simulations seront comparés à ceux obtenus pour le modèle initial défini en III.2.1. Dans le premier modèle, on garde la même longueur du stator et on éloigne les bobines additionnelles du bord du paquet de tôles statoriques. Dans le second et le troisième modèle, seule la longueur du stator est modifiée. Les résultats de simulation pour les trois modèles sont donnés à la Figure I.40. Notons que les valeurs crêtes présentent des valeurs négatives afin de matérialiser le changement de sens des lignes de champ associées à ces valeurs.

La composante Z du flux de dispersion axial dépend de l'emplacement des têtes de bobines et de la longueur du stator. En effet, la plage où $\hat{b}_{Z,(1)}^a = 0$ s'agrandit quand on éloigne les bobines additionnelles ou quand on augmente la longueur du stator. L'inverse se produit quand on diminue la longueur du stator. Cependant, cette composante s'annule toujours au milieu du paquet de tôles statorique. C'est le point neutre magnétique de la machine.

L'induction normale s'annule au milieu de la machine quand on modifie l'emplacement des bobines additionnelles et la longueur du fer statorique. L'inverse se produit quand on rétrécit le stator : $\hat{b}_{NOR,(1)}^a$ est donc directement liée à la position des têtes de bobines et à la longueur du stator. Les variations constatées et l'absence de points remarquables rendent l'exploitation de cette composante délicate pour la suite de l'étude.

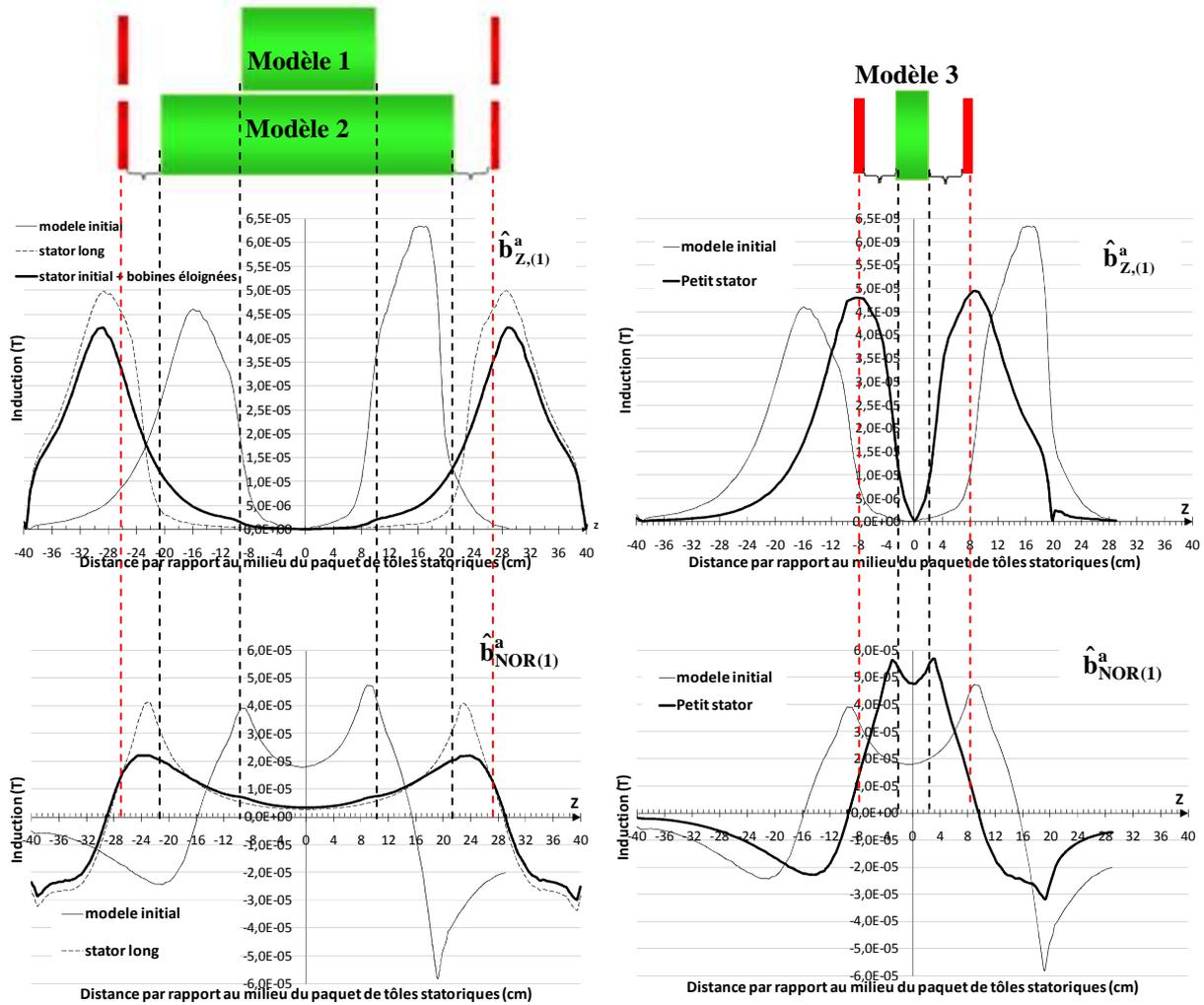


Figure I.40 Influence de la position des têtes de bobines et des dimensions géométriques sur les composantes du flux de dispersion axial

III.2.2.7 Premières particularités

Cette première série d'essais et de simulation permet de mettre en exergue deux particularités du champ de dispersion :

- La composante tangentielle générée par les éléments d'extrémité b_{TAN}^a est négligeable.
- La composante selon Z est liée aux effets d'extrémités.

III.2.3 Caractérisation du flux de dispersion en champ tournant

Dans cette partie, la machine MAS11kW2pB est connectée au réseau et fonctionne à vide. Puisque les parties droites des conducteurs et les têtes de bobines sont parcourues par un courant, la machine rayonne simultanément un flux de dispersion axial et un flux de dispersion transversal. Les trois composantes du flux de dispersion sont mesurées le long de la machine. Comme précédemment, la simulation dont le modèle est présenté à la Figure I.41 va être confrontée aux résultats de mesure. Elle va permettre de quantifier l'impact des dimensions du stator et de l'emplacement des têtes de bobines.

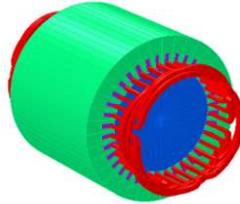


Figure I. 41 Vue du modèle de simulation sans les flasques et la carcasse en champ tournant

III.2.3.1 Composante Z du flux de dispersion

La Figure I.42 présente l'évolution, le long de la machine, de la tension $\hat{e}_{z,(1)}$ relevée aux bornes du capteur et de $\hat{b}_{z,(1)}$ issue de la simulation. Le point neutre magnétique expérimental en champ tournant semble être décalé du centre du paquet de tôles statoriques, ce qui n'est ni le cas en champ pulsant, ni pour la simulation. Les têtes de bobines rotoriques ainsi que les bagues et les balais rotoriques jouent manifestement un rôle dans la génération de la composante Z du flux de dispersion. Il s'agira de vérifier cette hypothèse avec une machine à cage d'écureuil.

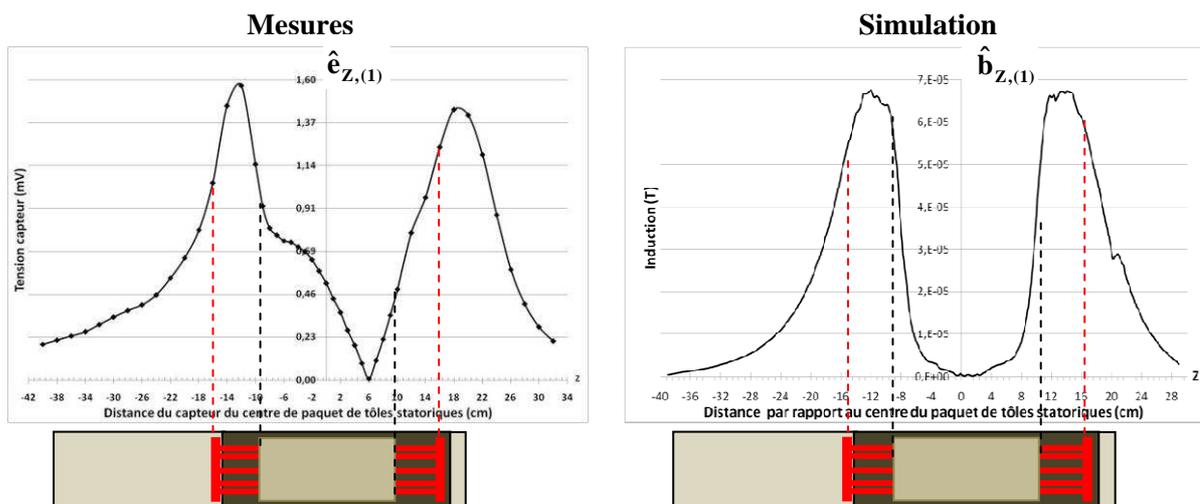


Figure I.42 Evolution de $\hat{e}_{z,(1)}$ et de $\hat{b}_{z,(1)}$ de la MAS à vide

Si on se réfère à la Figure 1.38, les valeurs maximales de $e_{Z,(1)}$ et $b_{Z,(1)}$ sont similaires. Cela corrobore les conclusions précédemment formulées, à savoir $b_{Z,(1)} = b_{Z,(1)}^a$.

III.2.3.2 Composantes tangentielle et normale du flux de dispersion

Les évolutions de $\hat{b}_{NOR,(1)}$ et $\hat{b}_{TAN,(1)}$ le long de la machine sont déterminées à l'aide de la simulation. Le capteur, placé en position normale et tangentielle, permet de relever $\hat{e}_{NOR,(1)}$ et $\hat{e}_{TAN,(1)}$. Les résultats de mesures et de simulation sont donnés à la Figure I.43.

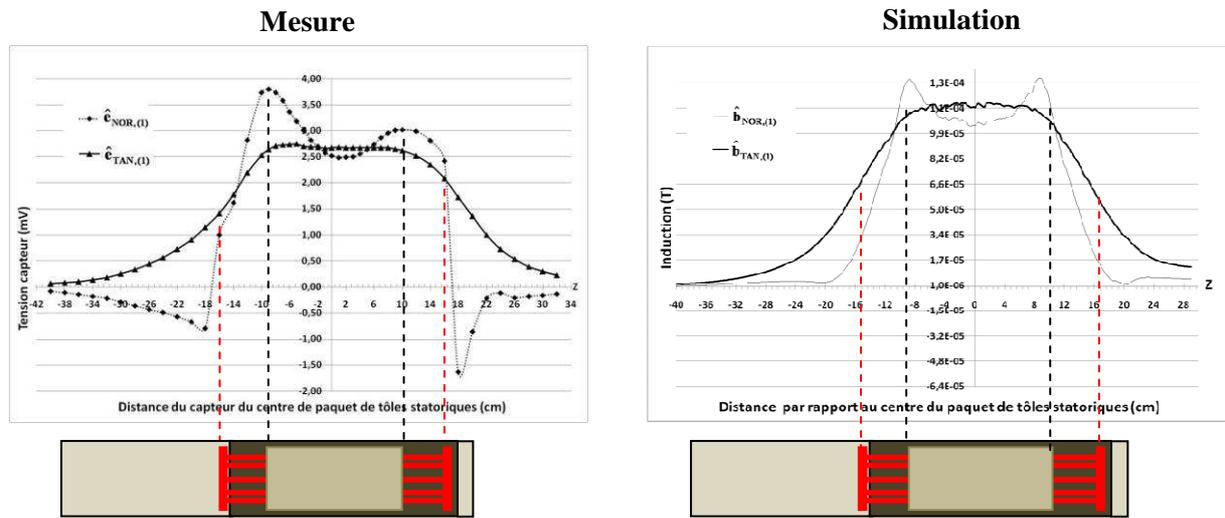


Figure I.43 Résultats de mesures et de simulation pour les composantes normale et tangentielle de la MAS à vide

La Figure I.43 montre que $\hat{b}_{TAN,(1)}$ est du même ordre de grandeur que $\hat{b}_{NOR,(1)}$. C'est en accord avec ce qui a été énoncé d'un point de vue théorique en considérant les effets transversaux dans la partie I.2. Notons que c'est également parce que le capteur est de petite taille : la décroissance du flux dans l'air est minimisée et n'affecte pas trop la mesure de $\hat{b}_{TAN,(1)}$. Un point intéressant peut retenir notre attention : $\hat{b}_{TAN,(1)}$ reste constante le long du paquet de tôles statoriques. Cela signifie qu'avec cette composante, il n'est pas nécessaire d'être exactement au point neutre magnétique. Il est aussi à noter que, si précédemment $\hat{b}_{TAN,(1)} \approx 0$, ce n'est pas le cas en champ tournant. On peut donc dire que la composante tangentielle est engendrée par le flux de dispersion transversal : $b_{TAN,(1)} = b_{TAN,(1)}^{tr}$.

La composante normale présente, comme dans le cas du champ pulsant, deux crêtes. Elle n'est pas constante le long du paquet de tôles statoriques. Comme $\hat{b}_{NOR,(1)}$ est également de l'ordre de 10^{-5} , il en résulte que $b_{NOR,(1)} = b_{NOR,(1)}^{tr} + b_{NOR,(1)}^a$.

III.2.3.3 Influence des dimensions géométriques et des têtes de bobines sur les composantes du flux de dispersion

Le même modèle initial qu'en champ pulsant est utilisé. Par contre, les bobines additionnelles sont remplacées par un bobinage triphasé dans le stator parcouru par un système triphasé de courants dont la valeur efficace demeure constante suivant les configurations. Comme précédemment, trois simulations sont effectuées et comparées au modèle initial. Le paquet de tôles est allongé puis raccourci avec une distance constante entre le paquet de tôles et les têtes de bobines. Cette distance est ensuite modifiée.

➤ Composante suivant Z

La composante $\hat{b}_{Z,(1)}$ du flux de dispersion s'annule toujours au milieu du paquet de tôles statoriques (Figure I.44). Elle est directement liée à la position des têtes de bobines. C'est le même constat qu'en champ pulsant où seul du champ axial était généré (Figure I.35). La valeur maximale de $\hat{b}_{Z,(1)}$ est constante, donc indépendante de la longueur du stator et de la position des têtes de bobines par rapport à ce dernier.

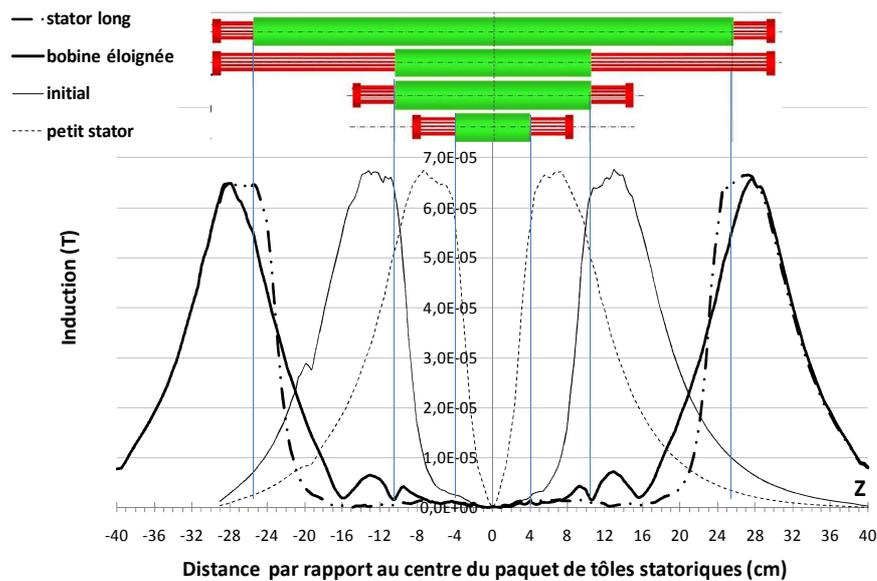


Figure I.44 Influence des têtes de bobines et des dimensions géométriques sur $\hat{b}_{Z,(1)}$

➤ Composante normale

La Figure I.45 illustre le résultat de simulation pour la composante normale. On peut voir qu'elle est directement liée à la position des têtes de bobines et à la longueur du fer statorique. Plus on rapproche les têtes de bobines, plus la composante normale au milieu du stator devient importante. L'inverse se produit quand on éloigne les têtes de bobines l'une de l'autre. C'est le même constat que pour la composante normale du flux de dispersion axial en champ pulsant. On peut donc dire que la composante normale est à la fois générée par les têtes de bobines et par le flux d'entrefer.

➤ **Composante tangentielle**

La Figure I.46 montre le résultat de simulation concernant l'influence de la position des têtes de bobines et de la longueur du stator sur $\hat{b}_{TAN,(1)}$. Cette dernière reste constante le long du stator et son amplitude ne change pas avec la modification de la longueur du paquet de tôles ou celle de la position des têtes de bobines, contrairement à la composante normale. Cela prouve de nouveau que $\hat{b}_{TAN,(1)} = \hat{b}_{TAN,(1)}^{tr}$. La composante tangentielle relevée approximativement au milieu du paquet de tôles statoriques est donc la seule qui donne l'image du flux d'entrefer.

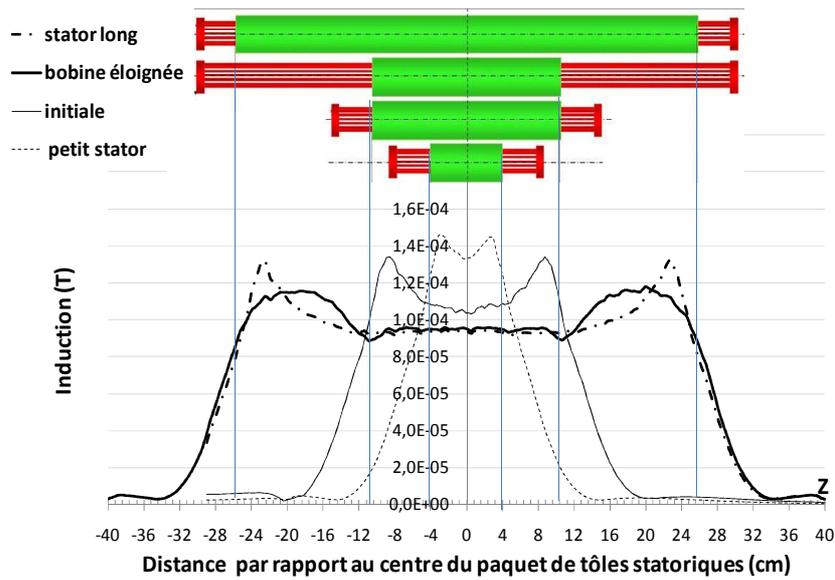


Figure I.45 Influence des têtes de bobines et des dimensions géométriques sur $\hat{b}_{NOR,(1)}$

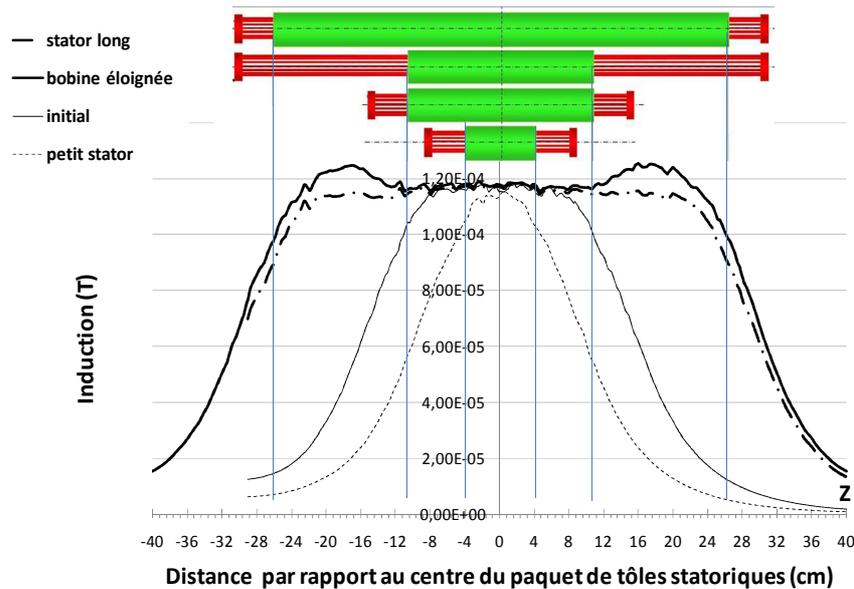


Figure I.46 Influence des têtes de bobines et des dimensions géométriques sur $\hat{b}_{TAN,(1)}$

III.2.3.4 Influence des courants de Foucault sur les composantes du flux de dispersion

L'étape suivante consiste à quantifier l'influence des courants de Foucault sur les composantes du flux de dispersion à l'aide d'une simulation EF. Le modèle éléments finis ne prend pas en compte la saturation afin de découpler l'influence de chaque phénomène.

La Figure I.47 illustre l'évolution spatiale des composantes normale et tangentielle de l'induction d'entrefer. Ces composantes sont prises au milieu de l'entrefer et au milieu du paquet de tôles statorique sur une ouverture angulaire de 180° . La composante normale, qui présente un fondamental de valeur efficace $0.55T$, est fortement modulé – Cette distribution spatiale est liée à la denture du stator : le flux est canalisé par les dents. Le flux s'établissant naturellement de manière radiale, la composante tangentielle est donc d'amplitude très faible.

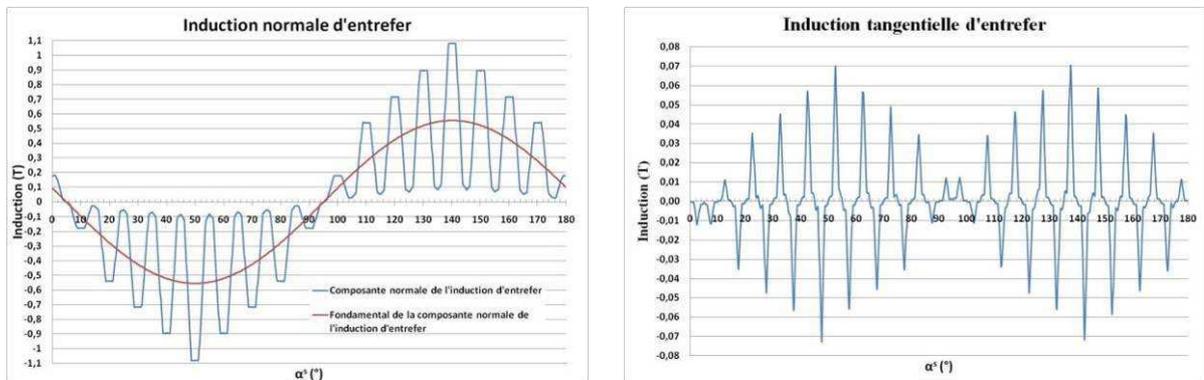


Figure I.47 Induction d'entrefer

La Figure I.48 présente une évolution spatiale des composantes tangentielle et normale du flux de dispersion sous deux pôles au milieu du paquet de tôles statoriques pour le modèle initial et pour le modèle prenant en compte les courants de Foucault. On peut noter que les deux composantes tangentielle et normale sont en quadrature. Il convient de préciser que cette composante tangentielle du flux de dispersion est générée par la composante normale du flux qui circule dans la carcasse. Elle n'est donc pas liée à l'induction tangentielle d'entrefer qui représente essentiellement les fuites sur le schéma monophasé équivalent. On observe aussi que les courants de Foucault déphasent les deux composantes de 30° par rapport au modèle initial. De plus, ils sont responsables d'une atténuation de plus de 30% des deux composantes. Pour mémoire, le matériau constituant la carcasse est la Fonte. Ce résultat est en accord avec l'étude faite sur l'influence du matériau de la carcasse sur le flux de dispersion. La Figure I.49 illustre l'évolution, le long de la machine, des trois composantes du flux de dispersion du modèle initial et celles issues du modèle prenant en compte les courants de Foucault. On peut bien remarquer l'effet atténuateur des courants de Foucault. Il est notable que l'effet sur les trois composantes est assez homogène.

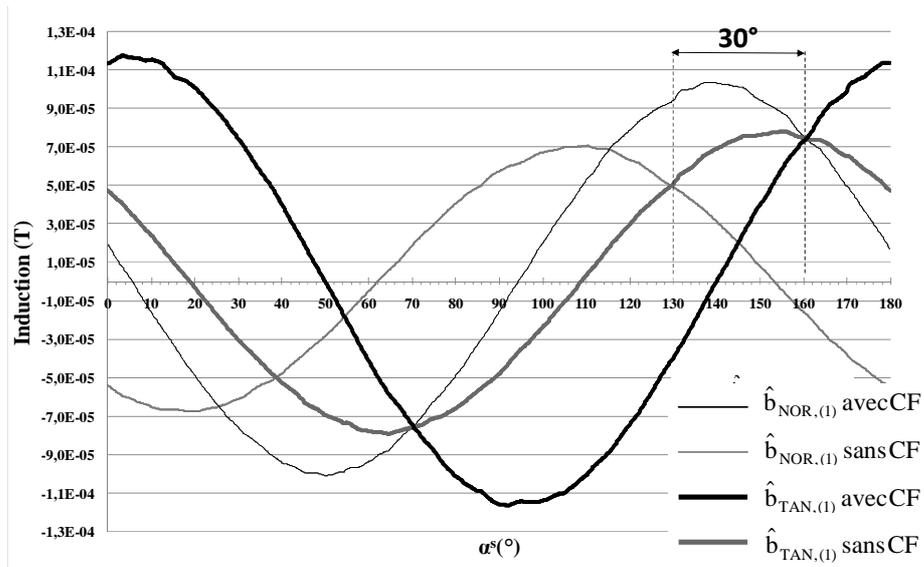


Figure I.48 Impact des courants de Foucault sur l'évolution des composantes normale et tangentielle de l'induction de dispersion en fonction de α^s

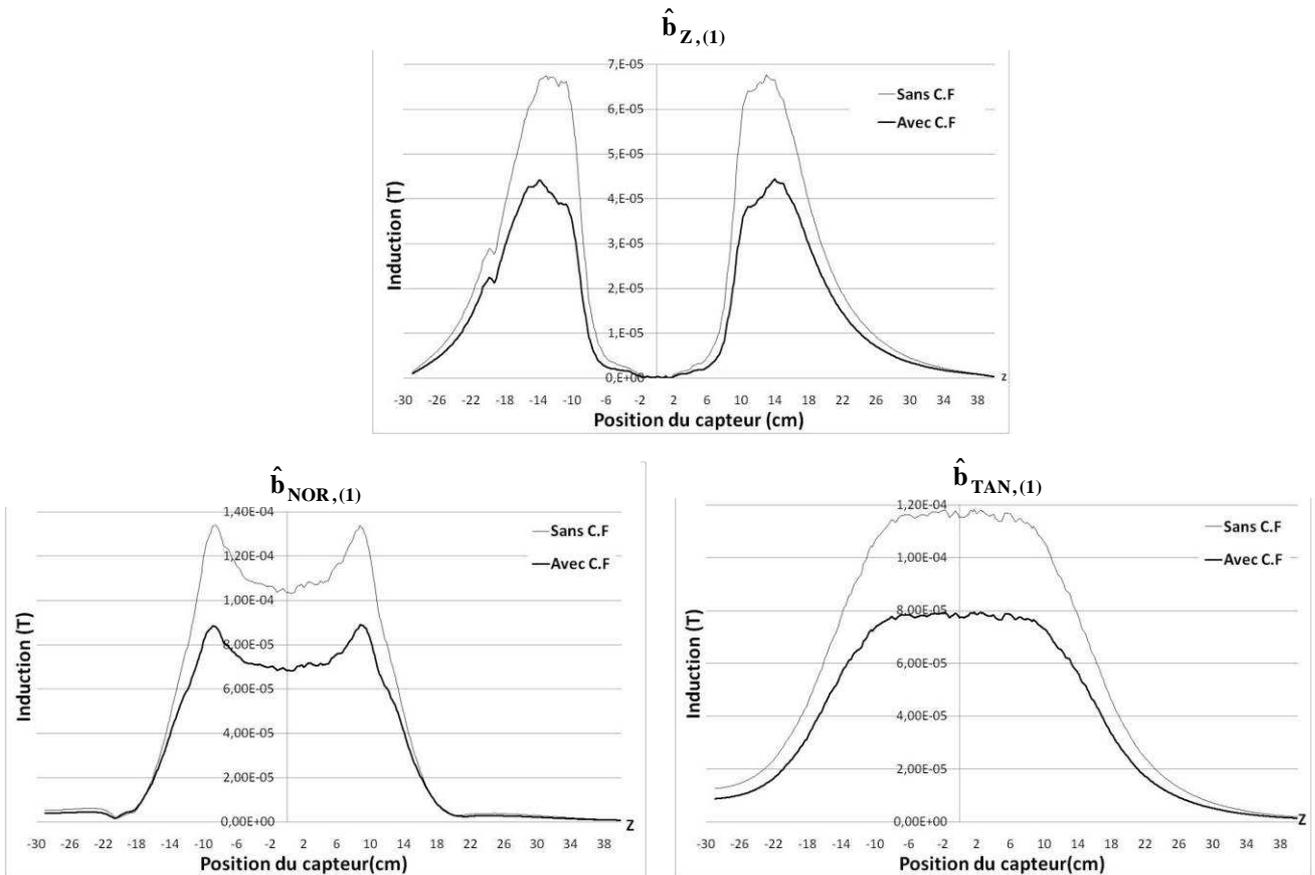


Figure I.49 Effet atténuateur des courants de Foucault

L'impact des paramètres du matériau de la carcasse sur le facteur d'atténuation a été étudié au paragraphe III.1.3. La résistivité du matériau joue un rôle important quant à la densité et la distribution des courants de Foucault qui seront générés dans la carcasse. Les résultats présentés précédemment confirment l'influence des courants de Foucault sur le flux de dispersion. Ces courants de Foucault affectent donc également les effets générés par les têtes de bobines. Cela signifie que, en termes de pertes fer, en ne prenant en compte que l'induction d'entrefer, on commet une erreur de l'ordre de 10%. Il convient également de préciser que la distribution des courants de Foucault est assez complexe car ils évoluent selon les 3 axes.

III.2.3.5 Influence de la saturation sur les composantes du flux de dispersion

➤ Résultats de simulation

Pour évaluer l'effet de saturation, le modèle précédent a été simulé avec un courant d'excitation de valeur efficace maximale égale à 30 A, pour 12,7 A initialement. Deux cas ont été traités : celui d'un matériau magnétique présentant une caractéristique linéaire, sans prise en compte de la saturation, celui d'un matériau saturant à 1.7 T. Dans le premier cas, l'induction d'entrefer maximale atteint 2.54T. Dans le second cas, elle ne dépasse pas 1.69 T et le circuit magnétique est très saturé. La Figure I.50 montre l'évolution des composantes normale et tangentielle à l'extérieur de la machine, à une distance de 5mm, avec et sans prise en compte de la saturation. Les courants de Foucault n'ont pas été pris en considération afin de découpler les phénomènes.

La saturation n'a pas d'influence sur la phase de la composante normale de l'induction de dispersion, car les évolutions de $\hat{b}_{\text{NOR},(1)}$ sont en phase dans les deux cas. Par contre, quand la machine est saturée, elle rayonne beaucoup plus. La Figure I.50 montre que $\hat{b}_{\text{NOR},(1)}$ est plus de 4 fois plus importante lorsque la machine est saturée. Cette variation s'explique par la diminution de la perméabilité du fer lorsqu'il est saturé. Moins perméable, il canalise moins le flux et la machine rayonne davantage. La composante tangentielle subit de la même façon la saturation.

Cette influence de la saturation met en exergue les difficultés pour avoir la même variation du flux à l'extérieur de la machine que celle du flux d'entrefer.

➤ Résultats de mesure

La MAS11kW2pC décrite en annexe a servi de support pour effectuer des essais complémentaires aux simulations. La machine est alimentée par le réseau et est chargée par une machine à courant continu. On a disposé un capteur bobiné en position tangentielle, sur le coté de la machine et au milieu du paquet de tôles statoriques de manière à s'affranchir éventuellement des effets des têtes de bobines. La F.e.m d'entrefer est mesurée à l'aide d'un capteur constitué de deux spires collées à l'intérieur du stator et de manière à couvrir un pôle de la machine.

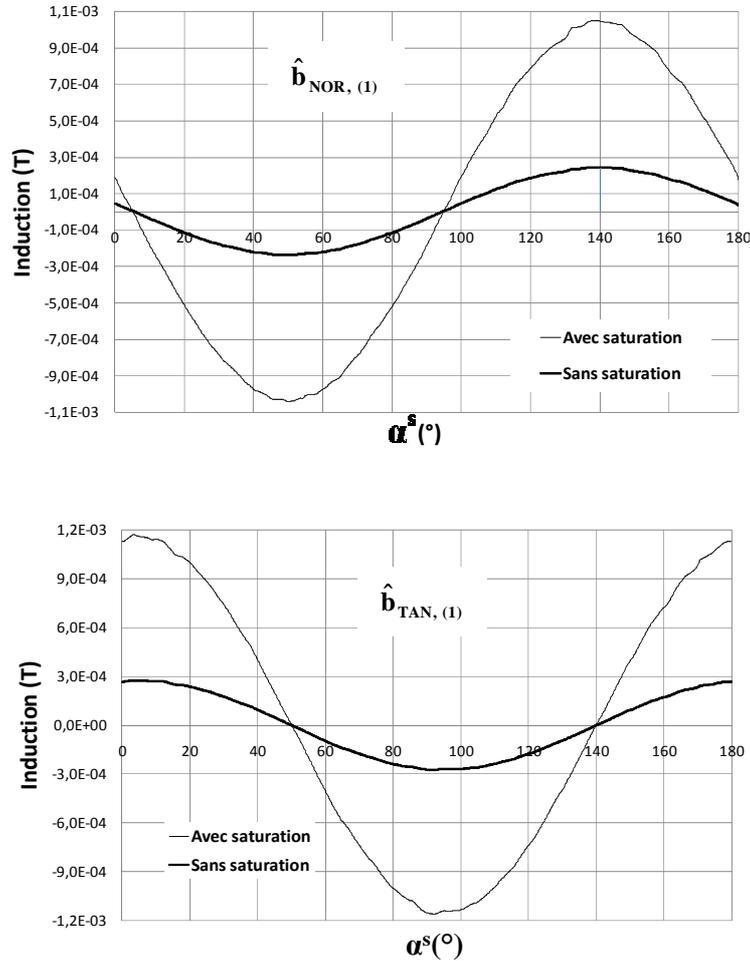


Figure I.50 Composantes normale et tangentielle de l'induction avec et sans prise en compte de la saturation

La Figure I.51 illustre l'évolution, en fonction du ratio $I_{(1)}^s / I_{(1),n}^s$, des rapports des fem internes $E_{(1)} / E_{(1),\min}$, que ce soit pour le capteur d'entrefer ou le capteur externe. Notons que, dans le premier cas, la composante normale du champ d'entrefer est relevée tandis que, dans le second cas, c'est la composante tangentielle, qui résulte de la composante normale, qui est concernée. L'évolution est intéressante car elle montre une évolution similaire des ratios, sauf lorsque la machine fonctionne à vide : c'est pour ce point de fonctionnement que la chute de tension due à r^s et à x^s est la plus faible, que la fem d'entrefer est la plus forte, commençant à saturer le circuit magnétique. Cette tendance confirme bien le résultat obtenu par les simulations lorsque le circuit magnétique de la machine est saturé.

Finalement, plus le fer statorique sature, moins la machine devient discrète et donc dangereuse ou repérable. L'effet est d'autant plus marqué que la saturation diminue le fondamental de l'induction normale d'entrefer [LEC2].

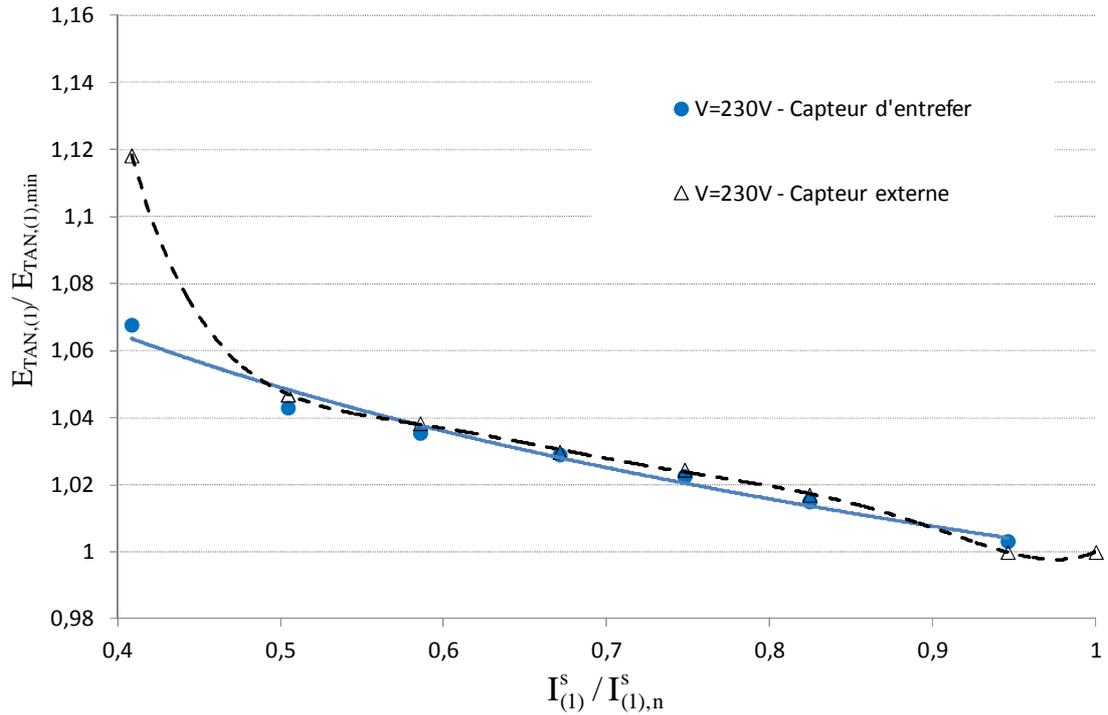


Figure I.51 Influence de la saturation sur le flux de dispersion

III.2.3.6 Influence des ailettes sur le flux de dispersion

Pour étudier l'impact des ailettes sur la distribution du flux de dispersion, la MAS11kW2pC a été simulée avec et sans ailettes à l'aide du logiciel éléments finis Maxwell SVTM. La machine est considérée suffisamment longue pour ne pas prendre en compte l'effet des têtes de bobine, une simulation en 2D peut donc suffire. Le circuit magnétique statorique est encoché mais, la machine étant simulée à vide, les courants rotoriques ne sont donc pas pris en compte. Pour alléger le modèle, le rotor n'est donc pas encoché.

Les évolutions des composantes normale et tangentielle de l'induction, à un même rayon (160mm soit à 30mm de la carcasse) pour les deux modèles, sont présentées à Figure I.52. Nous pouvons aisément distinguer que les composantes normale et tangentielle de l'induction de la machine avec ailettes sont plus importantes que celles de la machine sans ailette. Cela signifie les ailettes canalisent le flux de dispersion. Nous pouvons observer leur effet sur les composantes normale et tangentielle : il ressemble à l'effet de la denture statorique sur la composante normale de l'induction d'entrefer. Nous pouvons d'ailleurs compter plus facilement le nombre d'ailettes, 60 au total, sur la composante tangentielle de l'induction.

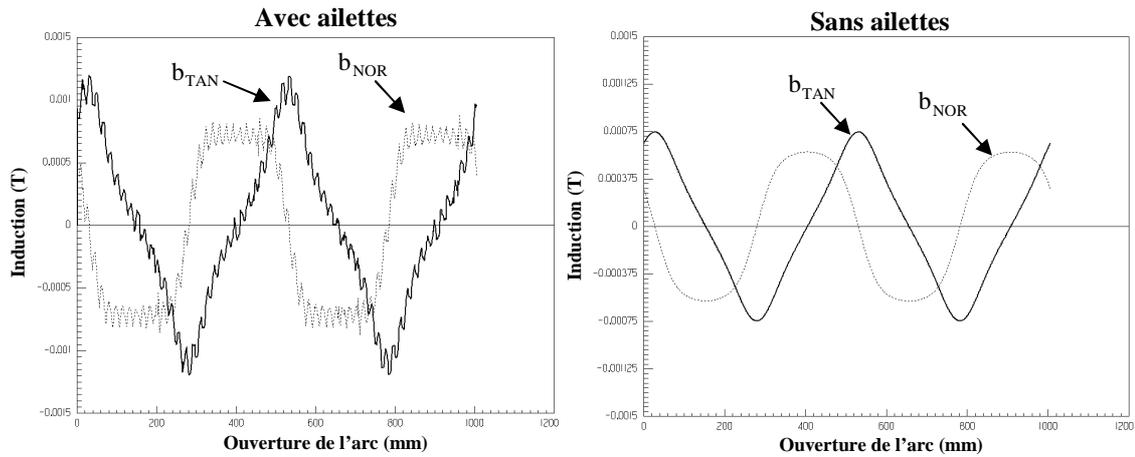


Figure I.52 : Composantes normale et tangentielle de l'induction à l'extérieur de la machine avec et sans ailettes

La Figure I.53 montre l'évolution des composantes normale et tangentielle à 0,5 mm du rayon externe de la carcasse. La aussi, nous retrouvons un effet des ailettes semblable à celui de la denture statorique sur l'induction d'entrefer.

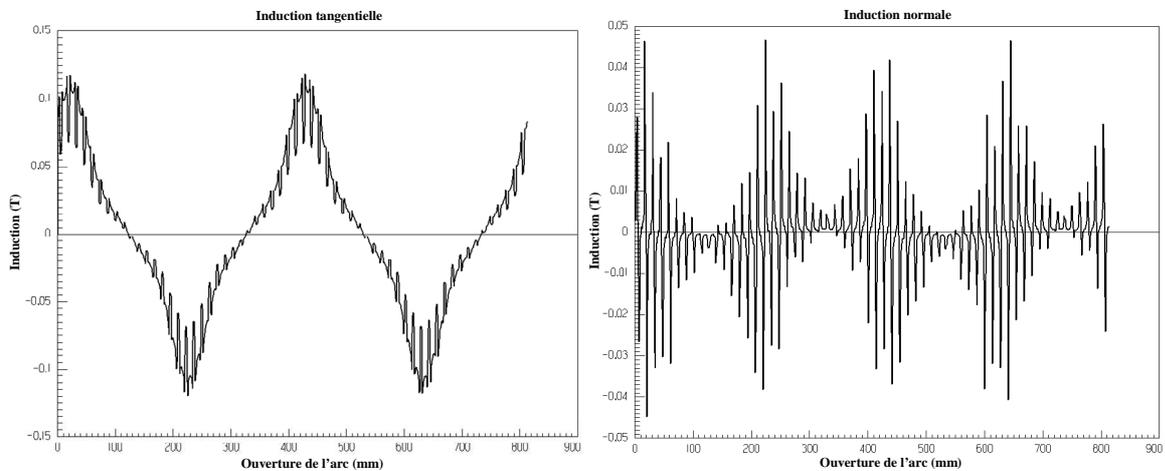


Figure I.53 : Composantes normale et tangentielle pour la machine avec ailettes

Le flux rayonné par la machine est canalisé par les ailettes si bien que le flux rayonné entre les ailettes est très faible comme le montrent les résultats de la simulation donnés à la Figure I.55 où les composantes normale et tangentielle sont données le long d'une ligne inter-ailettes.

L'évolution de la composante tangentielle de l'induction le long de la ligne inter-ailette montre un niveau très faible, sauf dans la zone proche de la carcasse et à l'extrémité de l'ailette. Le niveau élevé au plus proche de la machine s'explique par le rayonnement de la carcasse. Ensuite l'ailette canalise le flux magnétique pour le laisser se reboucler en bout d'ailette, expliquant ainsi la valeur importante à cet

endroit. L'évolution de la composante normale le long de la même ligne corrobore cette explication, la composante normale de l'induction décroît lentement mais reste largement au dessus du niveau maximal de la composante tangentielle de l'induction.

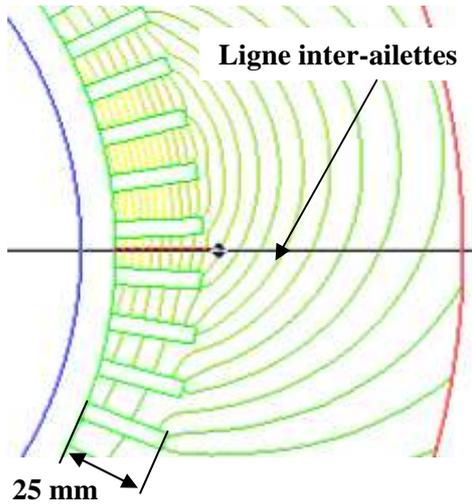


Figure I.54

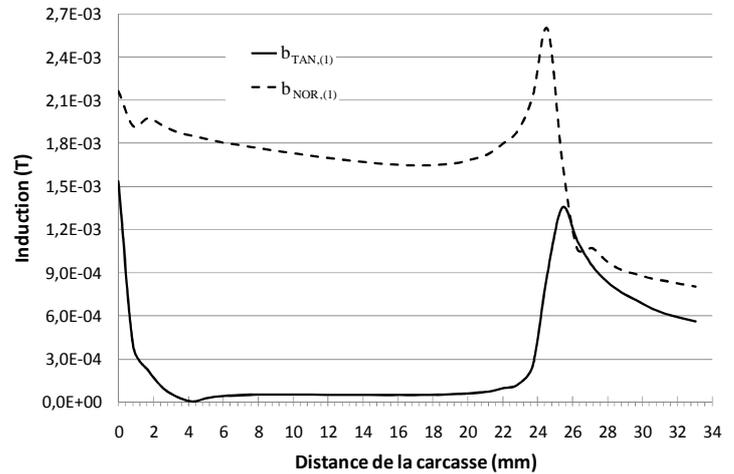


Figure I.55: Composantes normale et tangentielle de l'induction le long d'une ailette

Le même constat est fait expérimentalement sur une machine asynchrone de 200 kW (MAS200kW2p660C) : la composante tangentielle inter-ailette a été mesurée avec un capteur bobiné à trois endroits différents. Les résultats de mesures sont donnés à la Figure I.56. Ils montrent que $E_{TAN,(1)}$ est très faible au fond de l'ailette. Sa valeur va en croissant vers le bord de celle-ci où les lignes de champ commencent à se reboucler. Cette étude montre que la position idéale du capteur pour mesurer la composante tangentielle se situe à l'extrémité des ailettes, éventuellement au point neutre magnétique pour être certain de minimiser les effets des extrémités s'ils existent.

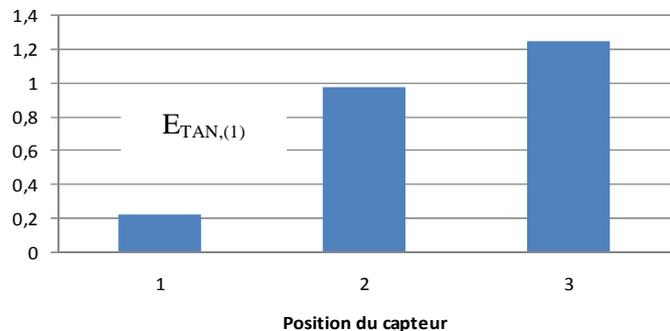
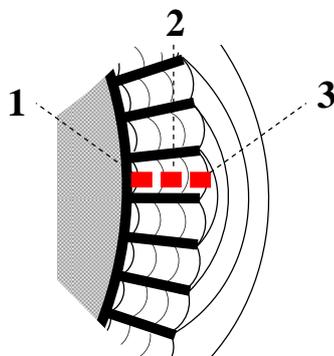


Figure I.56

III.2.3.7 Influence de la charge sur le point neutre magnétique

L'influence de la charge sur la position du point neutre magnétique est déterminée en chargeant la MAS11kW2pC avec une machine à courant continu. Pour chaque point de charge, le point neutre magnétique est obtenu avec la valeur minimale de l'amplitude de la composante Z du flux de dispersion. La Figure I.57 illustre le fait que le point neutre magnétique se déplace avec la charge de la machine. Les mesures sont faites pour trois points : à vide, à mi-charge et au point nominal. Le point neutre magnétique obtenu à mi-charge et à charge nominale ne bouge pas. Par contre, il se déplace de 1cm entre le fonctionnement à vide et les deux autres points de mesure.

Les mesures sont faites sous tension réseau et sous tension réduite pour voir si la saturation joue un rôle dans le déplacement du point neutre magnétique. Une fois les essais effectués, il s'avère qu'on observe le même phénomène ; la saturation ne joue donc pas de rôle dans le déplacement du point neutre magnétique.

En fait, voir le point neutre magnétique se déplacer n'est pas gênant si on exploite la composante tangentielle car nous avons montré que la composante tangentielle était constante le long du paquet de tôles statoriques (Figures I.43 et I.46).

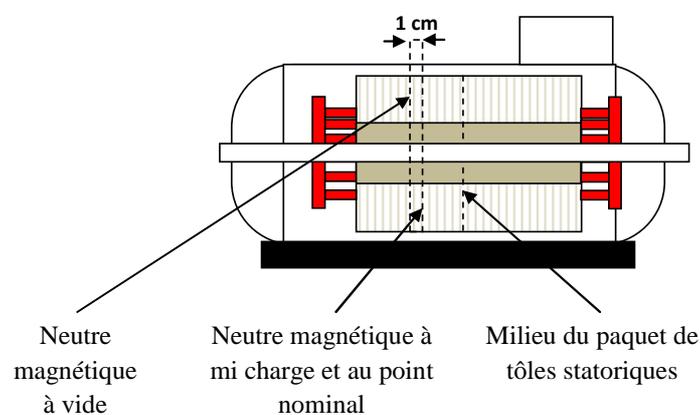


Figure I.57 Influence de la charge sur la position du point neutre magnétique

III.2.3.8 Influence des têtes de bobines rotoriques sur la composante Z du champ de dispersion

Pour pouvoir analyser l'influence des têtes de bobines rotoriques sur la composante Z du flux de dispersion, des essais ont été fait sur la machine MAS3kW2pB (décrite en annexe) couplée avec une

machine à courant continu. Le capteur bobiné est placé au niveau des têtes de bobines statoriques. Le Tableau I.4 récapitule les essais effectués sur cette machine.

Stator alimenté, rotor ouvert entraîné	Rotor alimenté entraîné, stator ouvert
$V^S = 237 \text{ V}$	$V^r = 123 \text{ V}$
$I^S = 4,91 \text{ A}$	$I^r = 7,54 \text{ A}$
$E_{z,(1)} = 20,9 \text{ mV}$	$E_{z,(1)} = 0,3 \text{ mV}$

Tableau I.4

Les résultats obtenus montrent que les têtes de bobines rotoriques n'ont pratiquement pas d'influence sur la composante Z du flux de dispersion. En effet, à Ampère-tours identiques, quand le rotor seul alimenté est entraîné avec la MCC, la composante Z est négligeable devant celle mesurée lorsque le stator est seul alimenté, rotor ouvert et entraîné. C'est compréhensible dans la mesure où le flux axial rotorique a plus de facilité pour se refermer en passant par le fer statorique.

Nous pouvons donc dire que la composante Z du flux de dispersion est principalement liée aux courants qui circulent dans le bobinage statorique.

IV. Conclusion

A l'issue de cette partie, nous avons montré que le flux de dispersion axial généré par les extrémités engendre deux composantes : une composante selon Z et une composante normale. Le flux de dispersion transversal possède quant à lui deux composantes : une composante tangentielle et une composante normale. La composante normale globale résulte donc de la combinaison des deux sources du flux de dispersion. Comme on ne peut pas séparer les deux phénomènes, elle se révèle donc difficilement exploitable. La composante tangentielle semble être plus intéressante car elle est uniquement due au flux de dispersion transversal. On peut donc, dans certaines conditions, obtenir une image du flux d'entrefer. La position idéale du capteur est donc la position tangentielle au milieu de paquet de tôle statorique, en sachant que :

- les dimensions géométriques jouent un rôle important sur les différentes composantes du flux de dispersion.
- les courants de Foucault ont un effet atténuateur et engendrent un déphasage sur le flux de dispersion.
- l'effet le plus notable est celui de la saturation, car cette dernière amplifie le flux de dispersion à vide et fausse ainsi la variation de ce dernier. Pour avoir l'image du flux d'entrefer, il faudrait

donc éviter le point à vide et les premiers points en charge et linéariser l'évolution du flux de dispersion avec le courant statorique en considérant les points en charge adaptés (de la mi-charge à la charge nominale).

- b_z est l'image du courant statorique dans la mesure où le rotor n'influence pas cette composante.

Ces dernières conclusions seront exploitées dans le cadre de l'estimation du couple et pour le diagnostic de la machine.

Partie II : Estimation non invasive du couple électromagnétique

I. Introduction

Estimer le couple électromagnétique de manière non invasive, sans accéder à l'arbre de la machine ni démonter la boîte à bornes pour accéder à la tension, est l'objectif le plus original de cette étude. En effet, le cahier des charges nous permet seulement de mesurer le flux de dispersion et/ou, éventuellement, le courant statorique. Afin de parvenir à cet objectif, un état de l'art a été fait pour situer notre étude. A l'issue de cet état de l'art, des modèles d'estimation non invasive de couple électromagnétique sont proposés. Ils s'appuient sur des mesures du flux de dispersion, du courant statorique ou des deux simultanément. Par la suite, ces modèles sont testés sur plusieurs machines de différentes puissances afin de quantifier leurs performances ou leur applicabilité.

A la fin de cette partie, une étude comparative des modèles est proposée afin de dégager leurs avantages et leurs inconvénients. Nous proposons un synopsis pour l'application de ces modèles suivant les grandeurs accessibles.

Notons que les travaux développés dans cette partie ont été menés en parallèle avec ceux portant sur le flux de dispersion de sorte que nous avons réalisé des développements relativement conséquents sur la procédures basées sur le schéma monophasé équivalent dans la mesure où nous n'avions pas, à l'origine de l'étude, connaissance des principales propriétés portant sur le flux de dispersion que nous venons de présenter dans la partie précédente.

II. Etat de l'art

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, la machine asynchrone s'impose massivement dans des process variés, et de plus en plus en tant que moteur d'entraînement à vitesse variable. Le contrôle fin du couple des machines asynchrones est d'ailleurs un sujet devenu classique [YANT]. Connaître le couple d'une machine sans avoir accès à son variateur est délicat mais nécessaire – cela a été argumenté dans l'introduction – pour effectuer son bilan énergétique. De plus, certains défauts peuvent être détectés par la recherche d'harmoniques dans le spectre du couple électromagnétique mesuré [HOND] [SAHR] [HEDA1].

L'estimation du couple électromagnétique a fait l'objet de nombreuses études. On trouve dans la littérature des articles traitant du couple électromagnétique en utilisant les éléments finis [HEDA1] avec des logiciels dédiés. Ces méthodes numériques ont l'inconvénient d'être fastidieuses à mettre en œuvre et sont difficilement implantables « on line ». Elles servent plutôt à dimensionner ou/et optimiser des machines [SALO].

II.1 Cas du régime permanent

Certaines méthodes ne sont valables qu'en régime permanent. Par exemple, la méthode de détermination par un bilan des puissances est basique et est très classique. Elle fait intervenir la puissance transmise au rotor P^r et la vitesse de synchronisme Ω^s :

$$\Gamma_e = P^r / \Omega^s \quad (\text{II.1})$$

Cette méthode est éprouvée, facile à mettre en œuvre lorsque les éléments du schéma équivalent de la machine sont connus et lorsque la vitesse peut être mesurée [MEZA].

L'estimateur digital du couple est une autre méthode qui donne une solution simple pour l'estimation de la vitesse mécanique et le glissement. La technique s'explique avec la Figure II.1 [YAZI].

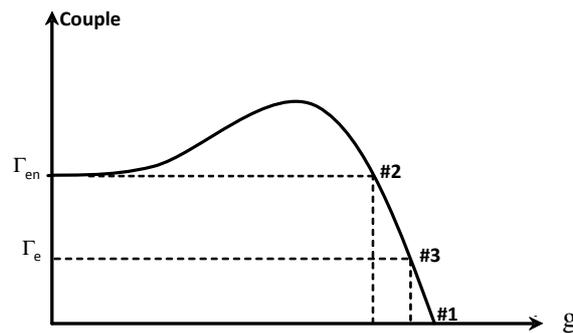


Figure II.1 Méthode de détermination par estimateur digital

Le nombre de pôles permet de calculer la vitesse de synchronisme qui correspond au point #1 sur la Figure II.1. Les valeurs nominales du couple et de la vitesse obtenues à partir de la plaque signalétique correspondent au point #2. La ligne droite entre les points (#1) et (#2) est une approximation classique de la courbe couple-vitesse dans la gamme normale de charge. L'estimateur de couple trouve le couple développé par le moteur en régime établi avec, selon l'auteur, une erreur de 2% (#3). Le couple correspondant à la vitesse mécanique de rotation est donné par l'expression (II.2), où

$$\Gamma_e = \frac{\Gamma_n f_r}{\left(1 - \frac{f_m}{f_s}\right) f} \quad (\text{II.2})$$

f est la fréquence des signaux d'alimentation, f_n est sa valeur nominale, f_r la fréquence de rotation, f_m la fréquence de rotation nominale et $f_s = f/p$. Néanmoins, la difficulté réside dans la détermination de $f_r = (1-g)f_s$. Cette dernière peut être déterminée en connaissant le glissement g . Dans

la littérature, plusieurs travaux traitent de son estimation [BRU1] [DIDI], mais la déterminer finement reste tout de même laborieux.

II.2 Cas des régimes transitoires

Une autre approche qui apparaît dans la littérature consiste à mesurer seulement la tension entre phase et le courant en ligne pour calculer le couple électromagnétique [HEDA1] [HEDA2] [HUBE] [BLOD]. Certains articles mentionnent la nécessité de connaître quelques informations sur la machine comme la résistance statorique.

D'autres procédés existent comme ceux utilisant des méthodes calculatoires basées sur les vecteurs espace ou complexes [HEDA1] [HEDA2]. Des auteurs préfèrent calculer le couple dans le repère dq [HOVI] [ANDR] [BAST]. Ils utilisent parfois le fait que le couple dérive de la co-énergie [BLOD] tandis que d'autres introduisent des observateurs pour minimiser les erreurs d'estimations [MESS1] [BACH].

L'estimation du couple électromagnétique Γ_e peut se faire avec les vecteurs espace courant et flux magnétisant \underline{i}^s et $\underline{\Psi}_m$ [HEDA1] [HEDA2] [BRU2] [CUNI].

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \bar{\Psi}_m \wedge \bar{i}^s \quad (\text{II.3})$$

III. Mise en évidence de la difficulté d'estimation du couple électromagnétique

III.1 Expression générale

Comme on l'a évoqué précédemment, différents modèles de détermination du couple électromagnétique existent dans la littérature. En notant δ^s est le déphasage entre \bar{i}^s et $\bar{\Psi}_m$ l'expression II.3 s'écrit :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p |\bar{\Psi}_m| |\bar{i}^s| \sin \delta^s \quad (\text{II.4})$$

Cette expression du couple est toujours valable, indépendamment du régime considéré (régime permanent en excitation sinusoïdale ou non, régime transitoire). Nous pouvons remarquer, eu égard aux contraintes qui sont imposées, que cette formulation du couple est intéressante dans la mesure où elle ne fait intervenir ni la tension, ni la vitesse de rotation réelle de la machine, ni la fréquence, ni les éléments constitutifs de son schéma monophasé équivalent. Les seules grandeurs à prélever sont les vecteurs

espace flux magnétisant et courant statorique ainsi que le déphasage entre ces deux quantités. En conséquence, compte tenu de l'étude réalisée dans la première partie, le couple pourrait être déterminé uniquement à partir des quantités $b_{TAN,(1)}$ et $b_{Z,(1)}$.

III.2 Approches classiques pour la détermination du couple : mise en évidence du verrou scientifique

Nos premières investigations se sont naturellement orientées vers l'exploitation du schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone donné à la Figure II.2. Les approches développées concernent donc le régime permanent établi pour une alimentation sinusoïdale de fréquence f (pulsation ω).

❖ *Définition des conditions qui permettent de retrouver l'expression générale du couple*

La Figure II.3 présente le diagramme des grandeurs complexes associé au schéma de la Figure II.2 et tracé en adoptant pour origine des phases la phase de la composante réactive $I_{\mu r}$ de I_{μ} .

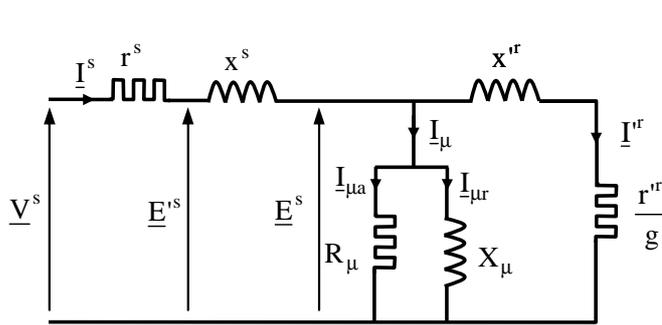


Figure II.2 Schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone

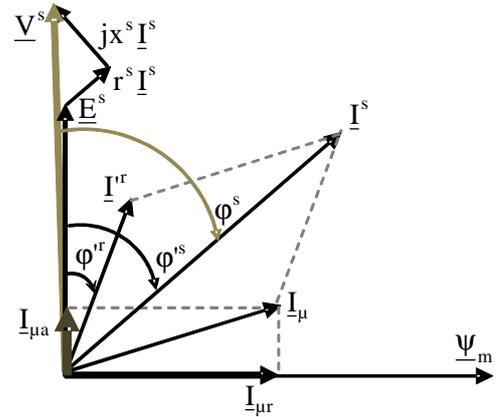


Figure II.3 Diagramme vectoriel associé au schéma de la Figure II.2

Compte tenu de l'expression (II.1), $\Omega_s = \omega/p$ et :

$$\Gamma_e = 3p \psi_m I^r \cos \varphi^r \quad (II.5)$$

avec $E^s = L_{\mu} \omega I_{\mu r}$. De plus, le flux magnétisant est donné par :

$$\Psi_m = L_{\mu} I_{\mu r} \quad (II.6)$$

L'expression (II.5) devient :

$$\Gamma_e = 3p\psi_m I^{tr} \cos\varphi^{tr} \quad (II.7)$$

Faire apparaître I^s dans cette expression conduira, si l'on considère la structure présentée à la Figure II.2, à une expression de Γ_e extrêmement lourde. Pour aboutir au résultat cherché, il convient de formuler une hypothèse simplificatrice. Celle-ci consiste à négliger les pertes fer ($R_\mu \rightarrow \infty$). Dans ces conditions, $I_{\mu a}$ est nul et on aboutit au diagramme vectoriel donné à la Figure II.4 où il apparaît que :

$$I^{tr} \cos\varphi^{tr} = I^s \sin\delta^s \quad (II.8)$$

L'expression (II.7) devient donc :

$$\Gamma_e = 3p\psi_m I^s \sin\delta^s \quad (II.9)$$

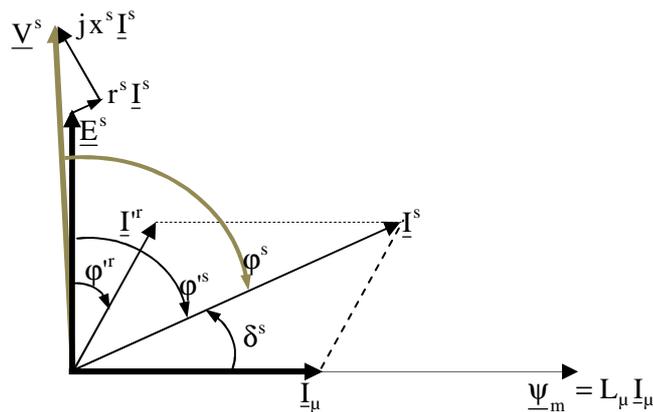


Figure II.4 Diagramme vectoriel négligeant les pertes fer

Si la mesure du courant n'est pas problématique dans notre cas puisque le cahier des charges autorise la présence d'un capteur, celle du flux magnétisant est assez retard s'il n'y a pas de capteur dans l'entrefer.

La caractérisation du flux magnétisant ψ_m passe par celle de E^s :

$$\psi_m = E^s / \omega \quad (II.10)$$

Comme E^s est une variable interne, il convient de l'exprimer à partir de grandeurs accessibles à la mesure. Le moyen le plus simple d'y parvenir est de caractériser E^s à partir de V^s en utilisant la notion de chute de tension ΔV^s ou, plus simplement, celle de la chute de tension approchée ΔV_{ap}^s :

$$E^s \approx V^s - \Delta V_{ap}^s \quad (\text{II.11})$$

$$\text{avec } \Delta V_{ap}^s = (r^s \cos \varphi^{1s} + x^s \sin \varphi^{1s}) I^s \quad (\text{II.12})$$

φ^{1s} , déphasage de I^s par rapport à E^s , est fonction de R_μ , X_μ , r^{1r} , x^{1r} , g . Se pose alors un problème car, pratiquement, il est impossible de dissocier les éléments x^s et x^{1r} (l'essai à rotor calé donne $N\omega = x^s + x^{1r}$). La détermination de E^s à partir de V^s est donc problématique à moins d'admettre une certaine répartition de $N\omega$ entre les réactances de fuites statorique et rotorique [BRU3]. En outre, le fait de négliger $I_{\mu a}$ conduit à sous estimer I^s et donc définir avec une certaine erreur ΔV_{ap}^s .

Négliger la chute de tension dans r^s et x^s conduit à identifier E^s à V^s . D'autre part, la détermination du déphasage φ^s de I^s par rapport à V^s permet d'obtenir $\delta^s = \pi/2 - \varphi^s$. En fait, si les pertes fer sont négligées, cette hypothèse permet de formuler P^r par $P^r = 3 V^s I^s \cos \varphi^s$ soit :

$$\Gamma_e = 3 p V^s I^s \cos \varphi^s / \omega \quad (\text{II.13})$$

Compte tenu des remarques formulées, il est possible de trouver un compromis en ramenant l'impédance magnétisante à l'entrée du circuit et en posant $N\omega = x^s + x^{1r}$ (Figure II.5). Cela revient à négliger la chute de tension dans r^s et x^s due au courant magnétisant.

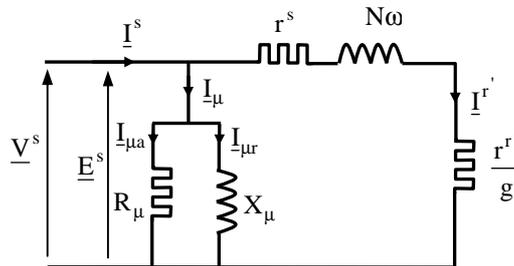


Figure II.5 Schéma monophasé équivalent avec impédance magnétisante ramenée à l'entrée

Dans ces conditions, $\psi_m = V^s / \omega$. D'autre part, comme $P^r = 3 r^{1r} I^{r2} / g$, il vient :

$$\Gamma_e = \frac{3pV^s{}^2}{\omega} \frac{g r'^r}{(g r^s + r'^r)^2 + (g N\omega)^2} \quad (\text{II.14})$$

Quelle que soit la procédure, ces approches nécessitent de connaître V^s et g ; ce sont des variables auxquelles le cahier des charges ne nous permet pas d'avoir accès.

Pour s'affranchir d'avoir à mesurer V^s , il suffit de considérer le schéma de la Figure II.6 où l'on a substitué une impédance à configuration série $R_{\mu s} + jX_{\mu s}$ à celle initialement introduite qui est à configuration parallèle (R_{μ} en parallèle avec X_{μ}).

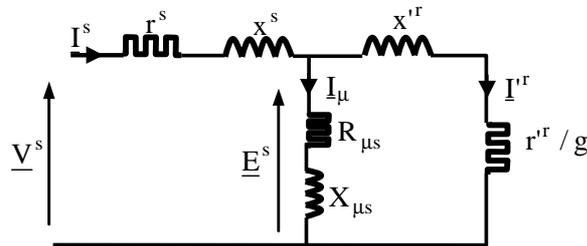


Figure II.6 : Schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone

$$P^r \text{ est toujours donné par } P^r = \frac{3r'^r}{g} I'^r{}^2 \text{ avec : } I'^r = \frac{I^s (R_{\mu s} + jX_{\mu s})}{(R_{\mu s} + \frac{r'^r}{g}) + j(X_{\mu s} + x'^r)}$$

On obtient donc :

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega} I^s{}^2 \frac{g r'^r (R_{\mu s}^2 + X_{\mu s}^2)}{(g R_{\mu s} + r'^r)^2 + g^2 (X_{\mu s} + x'^r)^2} \quad (\text{II.15})$$

Le problème porte dans ce cas sur la détermination de g mais également sur la détermination des éléments du schéma équivalent qui peuvent varier en fonction des conditions de fonctionnement.

D'autre part, si l'on ne souhaite pas différencier les quantités x^s et x'^r , il suffit de substituer $N\omega$ à x'^r . On obtient donc :

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega} I^s{}^2 \frac{g r'^r (R_{\mu s}^2 + X_{\mu s}^2)}{(g R_{\mu s} + r'^r)^2 + g^2 (X_{\mu s} + N\omega)^2} \quad (\text{II.16})$$

Le fait de négliger les pertes fer ($R_{\mu s} = 0$) conduit à :

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega} I_s^2 \frac{g r^{r'} X_{\mu s}^2}{r^{r'^2} + g^2 (X_{\mu s} + N\omega)^2} \quad (\text{II.17})$$

A ce stade de l'étude, on perçoit la difficulté de détermination du couple électromagnétique sans avoir accès aux valeurs des éléments du schéma monophasé équivalent ou sans pouvoir mesurer la tension d'alimentation.

IV. Détermination du couple par mesure du courant

Les contraintes qui nous sont imposées stipulent qu'une mesure de courant de ligne est possible sans, évidemment, ouvrir le circuit. Une première possibilité pour l'estimation du couple consiste à n'utiliser que cette mesure. Le procédé est assez empirique puisqu'il consiste à considérer le couple comme étant proportionnel au courant de phase. Les limites de cette technique sont étudiées en exploitant les données de catalogues constructeurs.

IV.1 Description de l'approche

IV.1.1 Etude d'un cas particulier

Certains ouvrages d'Electrotechnique [SEGU] évoquent la linéarité du couple avec le courant pour les forts glissements. Prenons un cas particulier avec la MAS3kW2pB dont les caractéristiques sont données en annexe. Nous avons tracé l'évolution théorique du couple électromagnétique à la Figure II.8 en utilisant le schéma monophasé équivalent de la Figure II.7, que l'on désignera par « schéma équivalent pratique » dans la mesure où nous avons déplacé x^s en l'introduisant dans $N\omega$.

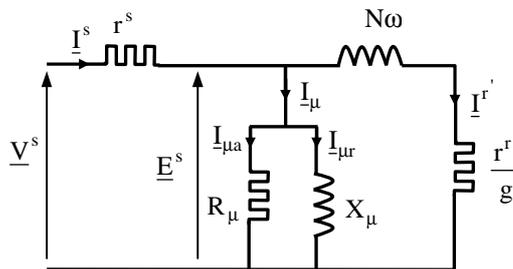


Figure II.7 Schéma monophasé équivalent pratique

Les éléments de ce schéma ont été identifiés avec des essais Volt-Ampèremétriques ($r^s = 2,44\Omega$), à vide ($R_\mu = 776\Omega$, $X_\mu = 72,8\Omega$) et à rotor calé ($N\omega = x^s + x^{r'} = 6,55\Omega$). L'évolution du couple électromagnétique théorique a ensuite été tracée en considérant le schéma de la Figure II.2, pour deux valeurs de x^s ($x^s = 3\Omega$ et $x^s = 6\Omega$), celle de $x^{r'}$ étant déduite de celle de $N\omega$. Les deux courbes sont

confondues, ce qui montre que le choix de la valeur de x^s impacte peu sur la détermination du couple. La variation expérimentale du couple utile mesuré avec un couplemètre sur l'arbre de la machine d'essai a également été représentée. On se rend compte que de la mi-charge (à partir de 4 A) jusqu'au courant nominal (6,3 A), le couple évolue linéairement avec le courant.

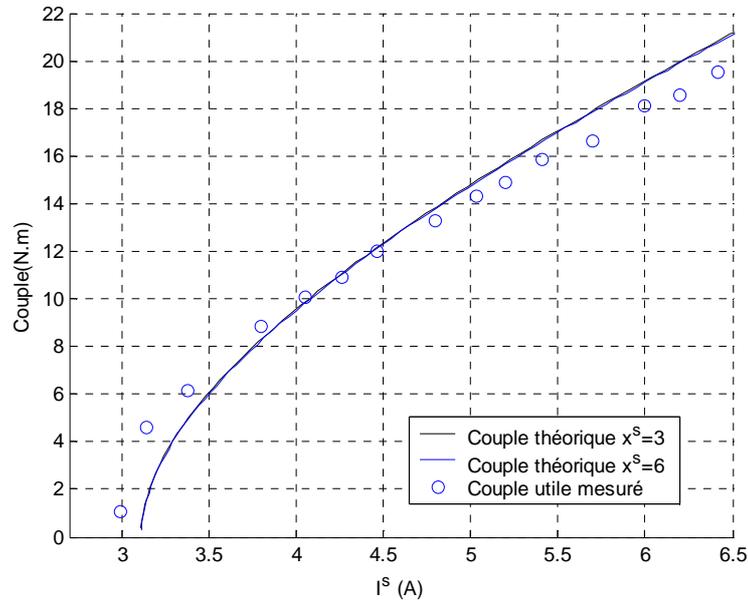
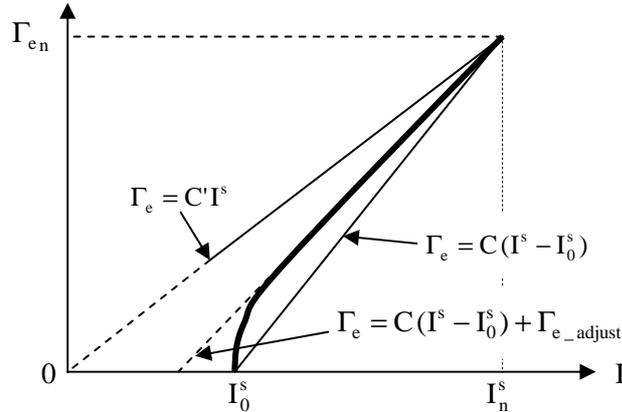


Figure II.8 Variation des couples théoriques et expérimentaux avec I^s

IV.1.2 Validité de l'évolution

Le cas particulier étudié précédemment mérite d'être généralisé. Pour cela, il est nécessaire de déterminer les critères de validité concernant la linéarité couple-courant. Des considérations peuvent être portées sur les valeurs des éléments du schéma équivalent de manière à définir une loi générale. Cette dernière peut être établie en exprimant le couple sous forme linéaire. Plusieurs approximations peuvent être faites, comme le montre la Figure II.9. La première consiste à considérer que $\Gamma_e = C(I^s - I_0^s)$, où I_0^s est le courant à vide que l'on peut estimer à 50% de la valeur nominale inscrite sur la plaque signalétique. Rappelons que nous ne disposons pas des valeurs spécifiques d'un fonctionnement à vide. La quantité C est à déterminer pour chaque machine. Cette approximation pose un problème car la pente dans la zone linéaire ne correspond pas exactement à celle de l'évolution réelle. Un coefficient $\Gamma_{e\text{-ajust}}$ permettrait de relever la droite pour coller au mieux à Γ_e aux fortes charges mais l'estimation de ce paramètre n'est pas triviale. Dans un premier temps, nous adoptons une évolution plus simple, le but étant de déterminer à partir de quelle valeur de courant le couple est proportionnel au courant. Nous allons donc essayer de trouver le couple sous la forme: $\Gamma_e = C'I^s$.


Figure II.9 Approximations du couple selon I^s

Considérons le schéma monophasé équivalent de la Figure II.6. La configuration série de l'impédance magnétisante permet de simplifier les calculs, le passage à la configuration parallèle se faisant assez simplement. Le couple électromagnétique s'exprime selon I^{tr} (relation II.14). Ce dernier s'exprime en fonction de I^s avec la relation :

$$\underline{I}^{tr} = \left[\frac{R_{\mu s} + jX_{\mu s}}{\left(R_{\mu s} + \left(\frac{r^{tr}}{g} \right) \right) + j(x^{tr} + X_{\mu s})} \right] I^s \quad (\text{II.18})$$

Il est possible de réécrire Γ_e sous la forme :

$$\Gamma_e = \frac{3r^{tr}}{\Omega^s} \left[\frac{R_{\mu s}^2 + X_{\mu s}^2}{\left(R_{\mu s} + \left(\frac{r^{tr}}{g} \right) \right)^2 + (x^{tr} + X_{\mu s})^2} \frac{I^s}{g} \right] I^s = C'I^s \quad (\text{II.19})$$

Il s'agit donc de déterminer les paramètres qui conduisent à pouvoir considérer la quantité C' comme étant constante. Pour cela on remplace I^s par :

$$I^s = \frac{\left| \underline{V}^s \right|}{\left| \underline{Z} \right|} = \frac{\left| \underline{V}^s \right|}{\left| I^s + jx^s + \frac{\left(R_{\mu s} \frac{r^{tr}}{g} - X_{\mu s} x^{tr} \right) + j \left(\frac{r^{tr}}{g} X_{\mu s} + R_{\mu s} x^{tr} \right)}{R_{\mu s} + \frac{r^{tr}}{g} + j(X_{\mu s} + x^{tr})} \right|} \quad (\text{II.20})$$

Soit :

$$I^s = V^s \left\{ \frac{\left(R_{\mu s} + \frac{r^{r'}}{g} \right)^2 + (X_{\mu s} + x^{r'})^2}{\left[r^s \left(R_{\mu s} + \frac{r^{r'}}{g} \right) - x^s (X_{\mu s} + x^{r'}) + R_{\mu s} \frac{r^{r'}}{g} - X_{\mu s} x^{r'} \right]^2 + \left[x^s \left(R_{\mu s} + \frac{r^{r'}}{g} \right) + r^s (X_{\mu s} + x^{r'}) + X_{\mu s} \frac{r^{r'}}{g} + R_{\mu s} x^{r'} \right]^2} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Ce qui conduit à : } C' = \frac{R_{\mu s}^2 + X_{\mu s}^2}{D} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Où : } D = g \left\{ \left(R_{\mu s} + \frac{r^{r'}}{g} \right)^2 + (X_{\mu s} + x^{r'})^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \left\{ \left[\frac{r^{r'}}{g} (R_{\mu s} + r^s) + r^s R_{\mu s} - X_{\mu s} (x^s + x^{r'}) - x^s x^{r'} \right]^2 + \left[\frac{r^{r'}}{g} (x^s + X_{\mu s}) + r^s X_{\mu s} + R_{\mu s} (x^s + x^{r'}) + r^s x^{r'} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{avec } R_{\mu s} = R_{\mu} \frac{X_{\mu}^2}{R_{\mu}^2 + X_{\mu}^2} \text{ et } X_{\mu s} = X_{\mu} \frac{R_{\mu}^2}{R_{\mu}^2 + X_{\mu}^2}.$$

Les catalogues constructeurs de moteurs asynchrones présentent des informations qu'il est possible d'exploiter pour déterminer l'évolution des valeurs de $r^{r'}$, $N\omega$, R_{μ} et X_{μ} en fonction de la puissance utile. On peut en effet s'appuyer sur le couple de démarrage et le couple nominal pour lesquels courant et glissement sont bien définis (sous réserve de la justesse des éléments indiqués). En considérant le schéma pratique de la Figure II.10, il est possible de dégager les quantités :

$$\begin{cases} \frac{\frac{r^{r'^2}}{g_n^2} + (N\omega)^2}{r^{r'}} = \frac{3V_n^2}{g_n \Omega^s \Gamma_{e_n}} \\ \frac{\frac{r^{r'^2}}{g_n^2} + (N\omega)^2}{r^{r'}} = \frac{3V_n^2}{\Omega^s \Gamma_{e_d}} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Ce système conduit à :

$$\begin{cases} r^{r'} = \frac{g_n}{(1 - g_n^2)} \frac{3V_n^2}{\Omega^s} \left(\frac{1}{\Gamma_{e_n}} - \frac{g_n}{\Gamma_d} \right) \\ N\omega = \left(r^{r'} \left[\frac{3V_n^2}{\Omega^s \Gamma_{e_d}} \right] - r^{r'^2} \right)^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

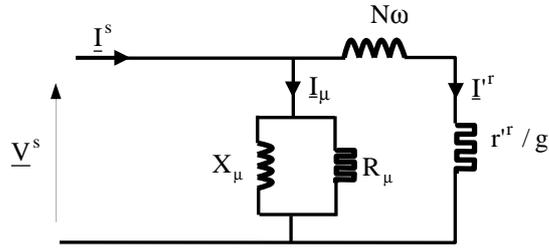


Figure II.10

Les quantités R_μ et X_μ se déduisent ensuite par un bilan de puissance. Les Figures II 11, II.12, II.13 et II.14 présentent les évolutions, en fonction de la puissance utile, des valeurs de $N\omega$, r'^r , R_μ et X_μ données en % de $Z_{base} = \frac{V_n^s}{I_n^s}$ pour les machines 2 et 4 pôles de deux constructeurs (LEROY SOMER et ABB).

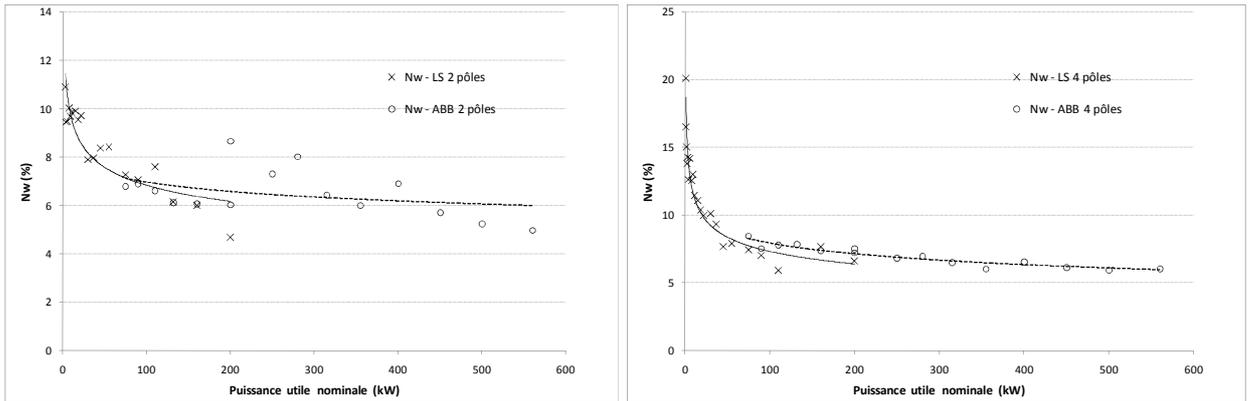


Figure II.11 Evolution de $N\omega$ selon P_u (Exploitation catalogue ABB et LEROY SOMMER)

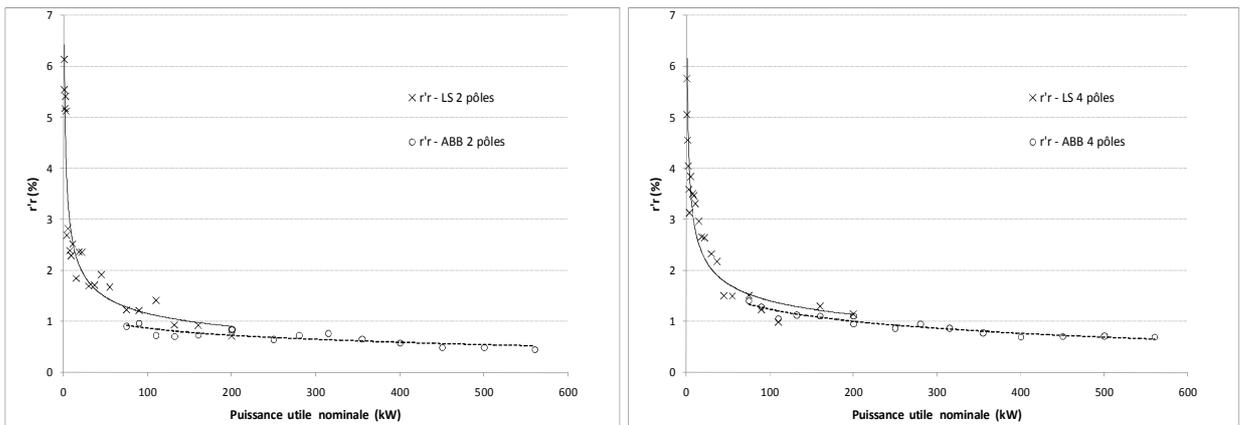


Figure II.12 Evolution de r'^r selon P_u (Exploitation catalogue ABB et LEROY SOMMER)

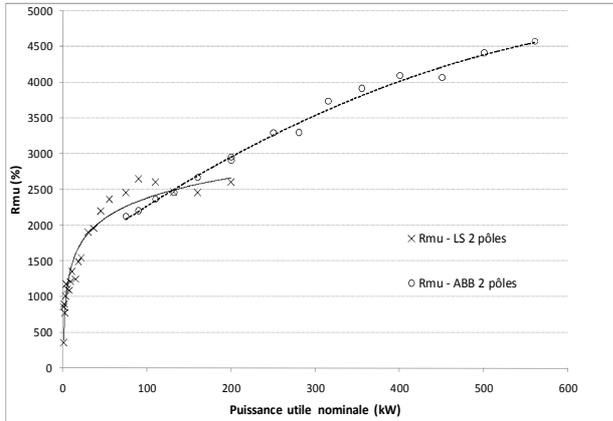


Figure II.13 Evolution de R_{μ} selon P_u (Exploitation catalogue ABB et LEROY SOMMER)

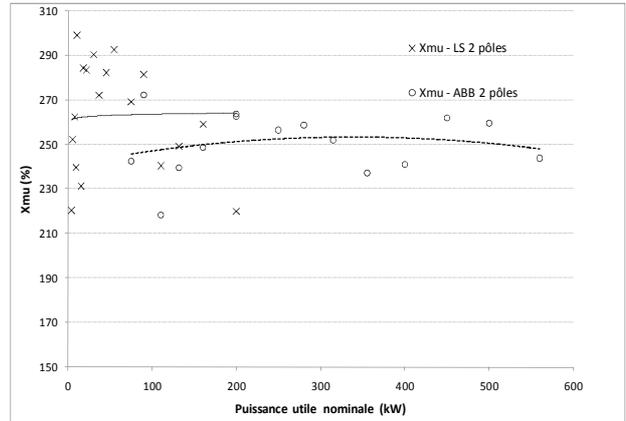


Figure II.14 Evolution de X_{μ} selon P_u (Exploitation catalogue ABB et LEROY SOMMER)

Ces évolutions sont intéressantes à plusieurs titres :

- La première observation frappante concerne les fortes variations des quatre paramètres lorsque la puissance utile est inférieure à 50kW.
- Plus la puissance augmente, plus l'inductance de fuites $N\omega\%$ décroît, au même titre que $r^{tr}\%$. Cela se conçoit aisément avec la limitation des pertes joules rotoriques.
- La valeur de $R_{\mu}\%$ suit une évolution contraire : la croissance s'explique avec l'augmentation de la qualité des tôles et de leurs isolations pour limiter les pertes fer.
- La valeur de $X_{\mu}\%$ est stable, inscrite dans une fenêtre assez restreinte pour les machines de puissance supérieure à 50 kW : entre 200% et 250% pour les machines 2 pôles et entre 160 et 200% pour les tétra-polaires.

Tracer l'évolution de $D(g)$ requiert de ramener l'impédance magnétisante à l'entrée ; $N\omega$ se substitue alors à x^{tr} en donnant à x^s la valeur nulle dans (II.23). De plus, la valeur de r^s n'est pas indiquée dans les catalogues constructeurs ; nous avons estimé sa valeur égale à $N\omega/2$. D s'écrit alors :

$$D = g \left\{ \left(R_{\mu s} + \frac{r^{tr}}{g} \right)^2 + (X_{\mu s} + N\omega)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \left\{ \left[\frac{r^{tr}}{g} \left(R_{\mu s} + \frac{N\omega}{2} \right) + N\omega \left(\frac{R_{\mu s}}{2} - X_{\mu s} \right) \right]^2 + \left[\frac{r^{tr}}{g} X_{\mu s} + N\omega \left(\frac{X_{\mu s}}{2} + R_{\mu s} + \frac{N\omega}{2} \right) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (II.26)$$

Nous avons représenté, aux Figures II.15 et II.16, l'évolution de l'expression (II.26) de D pour trois machines de marque LEROY SOMER et deux moteurs de ABB, pour g variant de 0 jusqu'à leur glissement nominal.

Partie II : Estimation non invasive du couple électromagnétique

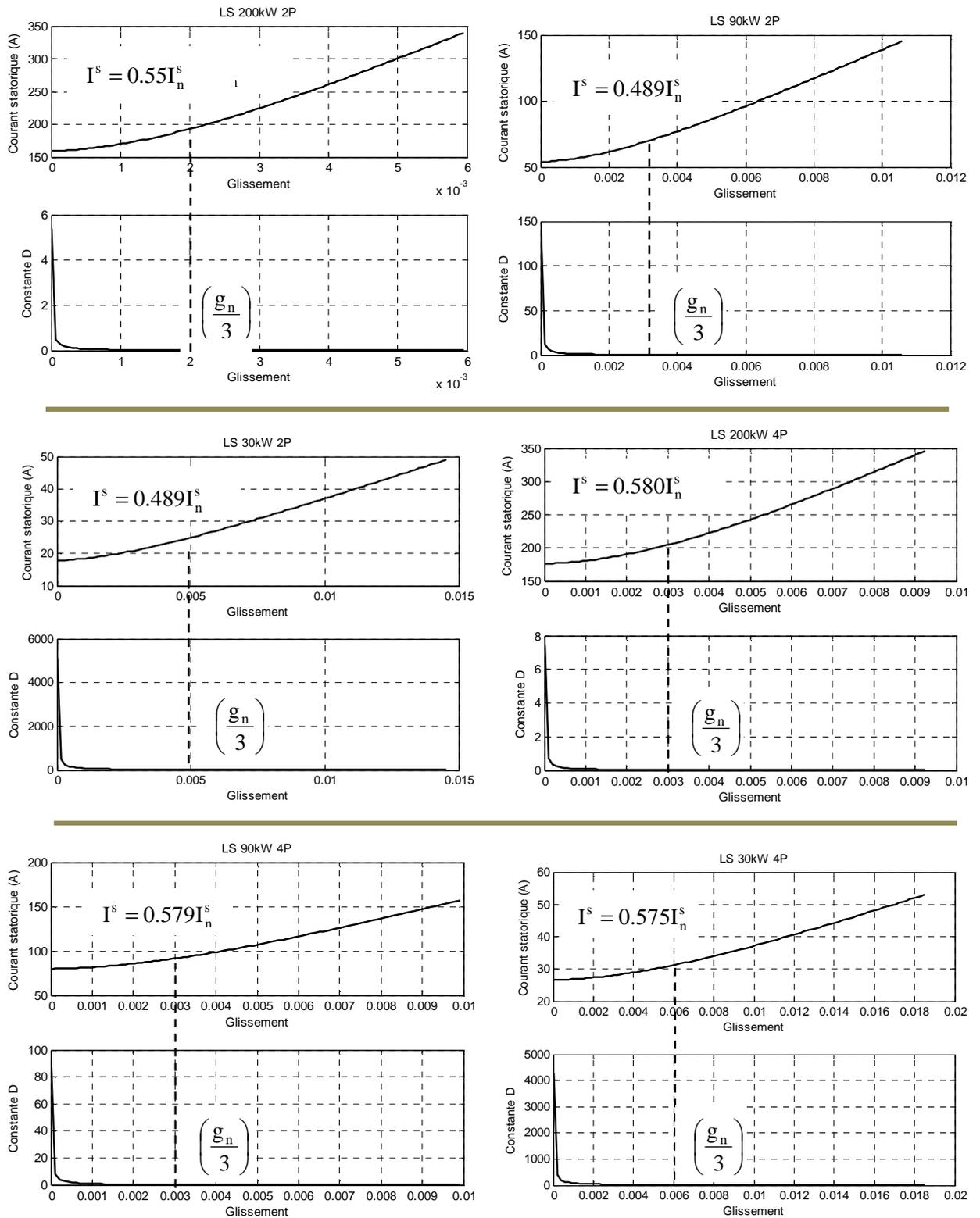


Figure II.15 Evolution de I^s et de D avec g pour les moteurs LEROY SOMER

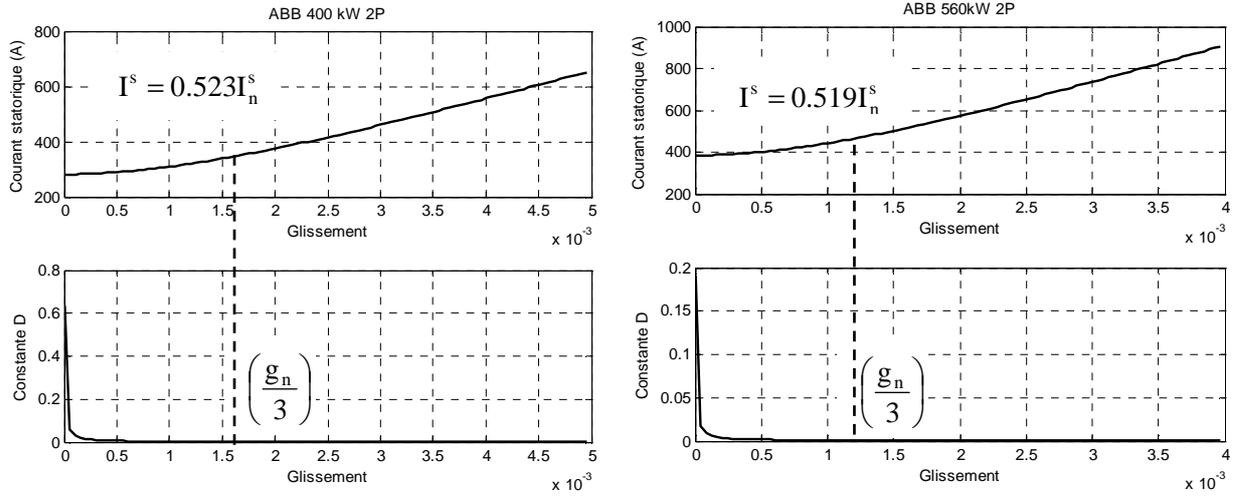


Figure II.16 Evolution de I^s et de D avec g pour les moteurs ABB

Il est possible de distinguer deux zones dont une est d'autant plus linéaire que le glissement s'éloigne de la marche à vide. Il est intéressant de constater que, pour les exemples tracés, D devient peu sensible au glissement lorsque ce dernier est inscrit dans la fourchette $\left\{ \frac{g_n}{3}; g_n \right\}$. En deçà, g devient trop faible et la quantité $\left(\frac{r^r}{g} \right)$ de l'expression II.25 devient trop grande.

IV.1.3 Protocole de détermination du couple

Supposons exactes les informations de la plaque signalétique. Considérons que le couple est proportionnel au glissement lorsque g est faible.

$$\Gamma_e = Bg \quad (\text{II.27})$$

De plus, considérons que le couple est proportionnel au courant, sous la forme :

$$\Gamma_e = C(I^s - I_0^s) \quad (\text{II.28})$$

Les quantités B et C présentes dans les expressions II.27 et II.28 sont des constantes. Même si nous avons utilisé jusqu'à présent l'expression simplifiée, la suite des développements montre que l'on peut utiliser l'expression II.28.

$$\text{Pour } g = g_n, \Gamma_{e_n} = Bg_n = C(I_n^s - I_0^s) \text{ soit : } C = \frac{\Gamma_{e_n}}{(I_n^s - I_0^s)}$$

L'expression du couple devient donc :

$$\Gamma_e = \Gamma_{en} \frac{(I^s - I_0^s)}{(I_n^s - I_0^s)} \quad (\text{II.29})$$

Γ_{en} et I_n^s sont des indications portées (ou des informations déduites) par (de) la plaque signalétique. La valeur à attribuer à I_0^s est traditionnellement fixée à la moitié du courant nominal. Si la charge entraînée par la machine considérée présente des variations de vitesse, le prélèvement régulier de la valeur minimale du courant permettra d'affiner la valeur de I_0^s . Dans tout ce qui suit, on appellera cette méthode « ProtoII ». L'avantage indéniable de ce protocole est son applicabilité. En effet, il ne requiert, à priori, pas d'étalonnage. Nous verrons par la suite que ce n'est pas le cas pour toutes les méthodes.

Nous avons également pu noter que la proportionnalité de Γ_e avec I^s était vérifiée pour des glissements supérieurs à $g_n/3$. Cela correspond à des courants supérieurs à αI_n^s avec $\alpha \approx 0.5$. En effet, en pratique, les courants à vide sont un peu inférieurs à cette valeur traditionnellement utilisée. Cela s'explique car les machines modernes tendent à être dimensionnées de manière à minimiser le courant à vide. Si l'on considère que la zone allant de αI_n^s à I_n^s indiquée à la Figure II.17, la relation du couple électromagnétique peut être modifiée en utilisant αI_n^s . On aboutit à la relation II.30 :

$$\Gamma_e = A I^s + B \quad (\text{II.30})$$

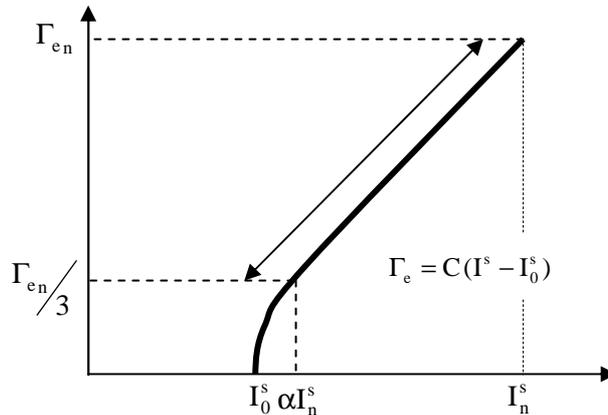


Figure II.17

$$\text{Quand } \begin{cases} I^s = \alpha I_n^s, g = \left(\frac{g_n}{3}\right) \text{ et } \Gamma_e = \left(\frac{\Gamma_{en}}{3}\right) \\ I^s = I_n^s, g = g_n \text{ et } \Gamma_e = \Gamma_{en} \end{cases}$$

Le couple électromagnétique est donc donné par :

$$\Gamma_e = \frac{\Gamma_{e_n}}{3(1-\alpha)} \left[\frac{2}{I_n^s} I^s + (1-3\alpha) \right] \quad (\text{II.31})$$

Il est bien évident que cette méthode, que nous appellerons « ProtoI2 » repose sur un constat et n'est pas démontrée. Néanmoins, la généralisation se conçoit dans la mesure où, d'une part, l'évolution du couple en fonction du courant est bien identifiée quelque soit la machine et, d'autre part, la correction apportée par le ProtoI2 ne peut qu'améliorer l'estimation du couple.

IV.2 Applications numériques

La méthode de détermination du couple électromagnétique avec la mesure du courant a été appliquée sur la MAS3kW2pC. Les résultats de calcul sont donnés à la Figure II.18. Le couple obtenu avec la méthode proposée est comparé à celui obtenu en utilisant le schéma monophasé équivalent de la machine, sachant que les paramètres de cette dernière ont été préalablement déterminés. La machine étant équipée d'un couple-mètre, le couple utile mesuré est également représenté.

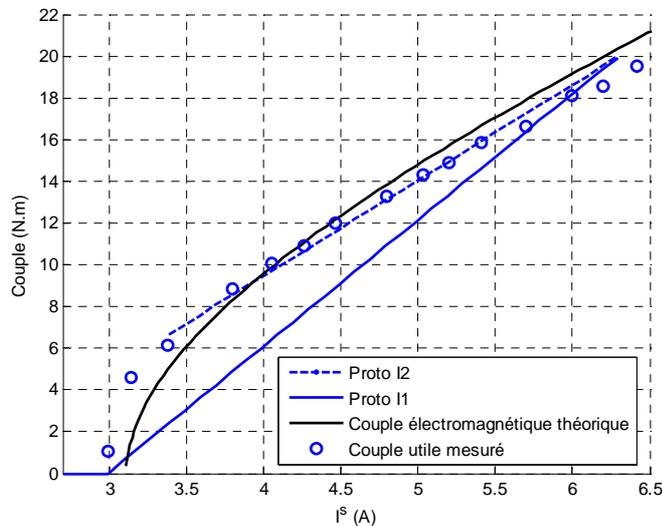


Figure II.18

Les résultats donnés par les protocoles utilisant uniquement la mesure du courant statorique permettent d'apprécier le couple électromagnétique. La technique « ProtoI2 » se révèle être la plus précise, sauf aux fonctionnements proches de la marche à vide. Le protocole ProtoI1 reste néanmoins probant dans la mesure où il permet de déterminer les variations du couple électromagnétique. Une comparaison de ces deux protocoles appliqués à plusieurs machines asynchrones déterminera si la précision qu'ils offrent est conforme au cahier des charges.

V. Détermination du couple par la mesure du flux de dispersion

V.1 Exploitation de l'expression générale du couple

Le champ de dispersion ayant été caractérisé, il est possible de l'exploiter pour la détermination du couple.

Rappelons que la fem d'entrefer $E_{(1)}^s$ résulte de l'intégration du fondamental du flux d'entrefer $\varphi_{(1)}^e$ sur l'ouverture des bobines constituant une phase. Soit $\psi_{m,(1)}$ ce flux embrassé qui conduit à $E_{(1)}^s$. Supposons qu'un capteur de type bobiné soit disposé à l'extérieur de la machine pour prélever la composante fondamentale tangentielle $\psi_{TAN,(1)}$ du flux transversal de dispersion. Compte tenu des effets engendrés par la carcasse, ce dernier s'écrit $\underline{\psi}_{TAN,(1)} = \chi \underline{K}_{result,(1)} \underline{\psi}_{m,(1)}$ où :

- χ est le rapport entre les surfaces présentées par l'enroulement d'une phase et le capteur,
- $\underline{K}_{result,(1)} = K_{result,(1)} e^{j\varphi_{cf,(1)}}$

$K_{result,(1)}$ est le coefficient d'atténuation et $\varphi_{cf,(1)}$ le déphasage sur le flux généré par les courants de Foucault. A fréquence donnée et si la saturation est négligée, $\varphi_{cf,(1)}$ s'identifie à une constante. $E_{TAN,(1)}$ (Fondamental de la fem $e_{TAN,(1)}$ induite dans le capteur et générée par $\psi_{TAN,(1)}$) s'écrit alors :

$$\underline{E}_{TAN,(1)} = K'' \underline{E}_{(1)}^s e^{j(\varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc})} \quad (\text{II.32})$$

où φ_{pc} est une phase introduite par la position aléatoire du capteur placé en position TAN.

Le déphasage $\beta_{TAN,(1)}$ mesuré entre $\underline{I}_{(1)}^s$ et $\underline{E}_{TAN,(1)}$ dépend :

- des déphasages introduits par les courants de Foucault,
- de la position du capteur,
- du déphasage $\delta_{(1)}^s$ entre $\underline{I}_{(1)}^s$ et $\underline{\psi}_{m,(1)}$,

$\beta_{TAN,(1)}^{\text{tr}}$ s'écrit alors : $\beta_{TAN,(1)}^{\text{tr}} = \delta_{(1)}^s + \varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc,(1)}$. En notant $\varphi_{cfpc,(1)} = \varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc}$, l'expression II.9 s'écrit alors:

$$\Gamma_e = K I_{(1)}^s E_{TAN,(1)}^{\text{tr}} \sin(\beta_{TAN,(1)}^{\text{tr}} - \varphi_{cfpc,(1)}) \quad (\text{II.33})$$

K correspond à l'inverse de K'' et intègre la quantité $3p/2$. Si la mesure de $E_{TAN,(1)}^r$ ne pose, a priori, pas de problème, la détermination de K ainsi que de $\varphi_{cfpc,(1)}$ (tributaire de la position du capteur) est plus délicate.

Dégager un modèle de détermination du couple requiert donc d'abord de comprendre le lien entre le flux de dispersion capté et les grandeurs électriques ou magnétiques nécessaires à l'obtention du couple. C'est la suite logique du premier chapitre qui a permis de mettre en évidence les positions adéquates du capteur.

L'une des difficultés majeure concerne l'état magnétique du circuit magnétique statorique de la machine. Lorsque ce dernier est saturé, le rayonnement de la machine présente une amplitude plus importante sans que sa phase soit affectée puisqu'elle est tributaire de la phase de K_{cf}^c et donc de la carcasse qui n'est jamais saturée (première partie, paragraphe III.2.3.5). Idéalement, une machine est dimensionnée pour que son point de fonctionnement magnétique se situe au coude de saturation de la courbe B-H. Ainsi, à vide, la chute de tension due à r^s et x^s est faible et la tension E^s , plus élevée que celle du point nominal de fonctionnement, conduit à saturer le circuit magnétique.

Par conséquent, la définition du couple passe par la connaissance de la correspondance entre le flux d'entrefer et le flux de dispersion transversal d'une part et, d'autre part, de l'évolution du flux transversal avec la charge.

V.1.1 Correspondance Flux d'entrefer – composante tangentielle du flux de dispersion transversal

L'évolution du flux transversal avec la charge est tributaire du courant statorique. Néanmoins, si la tension $E_{(1)}^s$ est directement liée au flux d'entrefer, une inconnue subsiste sur la contribution du flux de fuites statoriques dans le flux de dispersion. Dans un premier temps, on peut supposer que le flux de fuites rayonné par la machine et vu par le capteur est faible. La MAS3kW2pC nous a servi de support pour quantifier la différence entre la tension d'entrefer $E_{(1)}^s$ et la tension $|E_{(1)}^s + jx^s I_{(1)}^s|$ du schéma monophasé équivalent non simplifié de la Figure II.2. Nous avons arbitrairement fixé x^s à $2,4\Omega$ (les autres paramètres du schéma équivalent ont été évidemment recalculés) et nous avons tracé l'évolution de ces deux f.e.m comme le montre la Figure II.19. La linéarité des 2 tracés est remarquable, sauf pour les faibles valeurs du courant. Il est normal que la prise en compte de x^s diminue la valeur de la tension $E_{(1)}^s$ avec la charge. Néanmoins, cette réduction supplémentaire est faible.

La Figure II.20 donne les valeurs efficaces des tensions aux bornes de $r^s + jx^s$ selon le courant statorique. La linéarité est logique mais le niveau atteint par ces tensions est loin d'être négligeable.

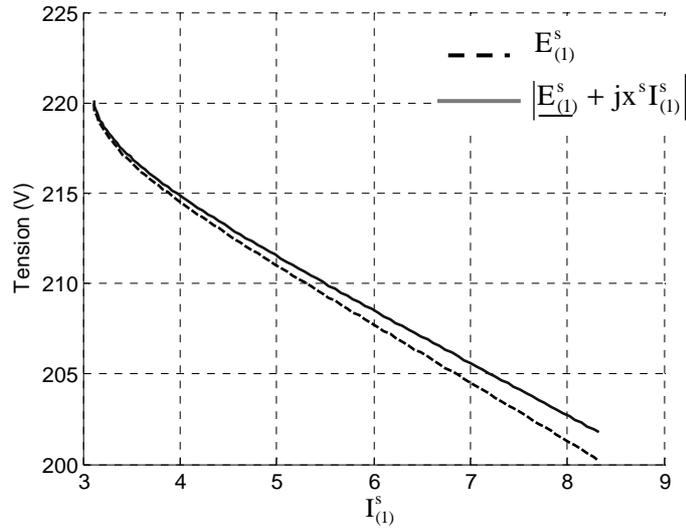


Figure II.19 Influence de la charge sur les tensions $E_{(1)}^s$ et $|E_{(1)}^s + jx^s I_{(1)}^s|$

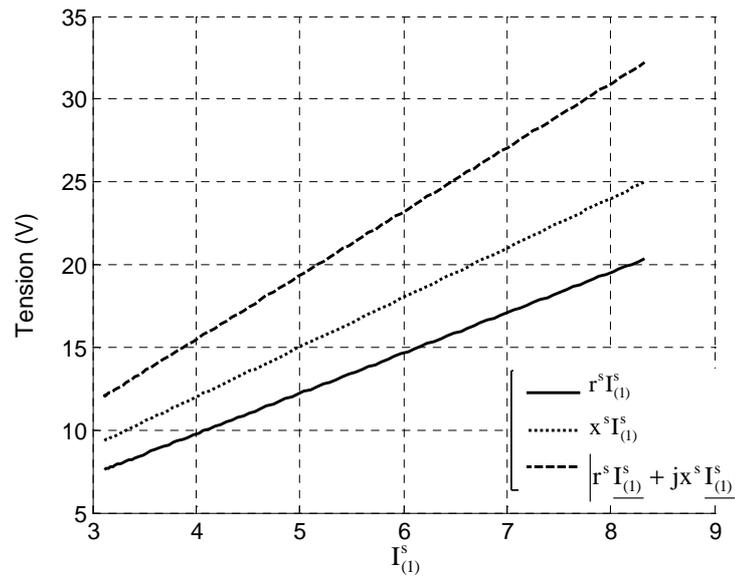


Figure II.20 Variation des tensions aux bornes de r^s et x^s

V.1.2 Evolution de la composante tangentielle du flux transversal avec la charge

Cet essai a pour but d'étudier l'évolution de la composante tangentielle du flux de dispersion transversal avec la charge de la machine. La machine utilisée pour l'expérimentation est la MAS3kW2pC. Le capteur de champ est placé approximativement au point neutre magnétique (dont la position change légèrement avec la charge) et on relève la tension capteur $E_{TAN,(1)}$ en fonction de la charge pour $V^s = 230$ V. Les résultats sont présentés à la Figure II.21. On distingue deux zones. Dans la zone 1, la tension $E_{TAN,(1)}$ décroît de manière quasi-linéaire avec la charge (Une courbe de tendance a été tracé superposée à la courbe expérimentale). La Figure II.212 permet de justifier cette évolution : la

variation théorique de $E_{(1)}^s(I_{(1)}^s)$ pour différentes valeurs de x^s et sans prendre en compte la saturation est établie à partir d'un bilan de puissance considérant schéma monophasé équivalent de la Figure II.2. Cette tendance s'explique par la chute de tension liée à r^s et x^s . La zone 2 est remarquable par l'augmentation de $E_{TAN,(1)}^{tr}$ lorsque le débit diminue, à l'approche du courant à vide. Cette augmentation à vide est due à la saturation comme on l'a déjà précisé dans la première partie.

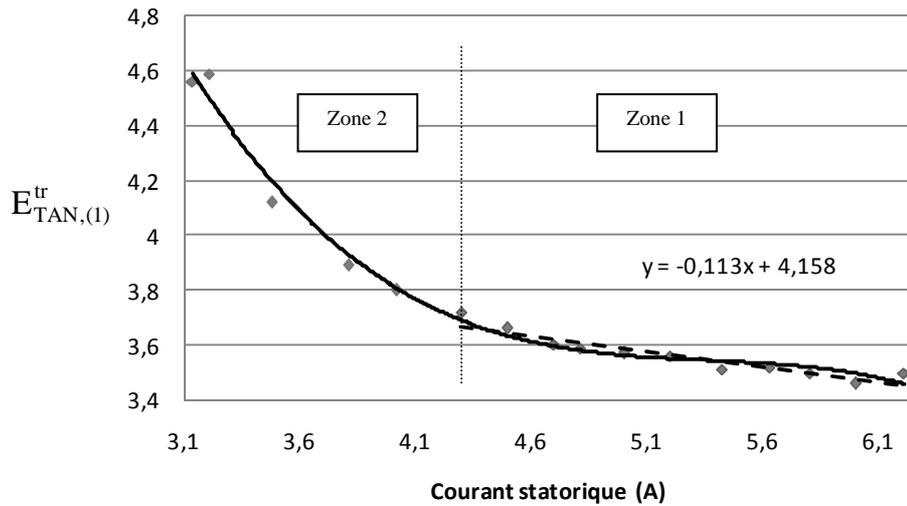


Figure II.21 Evolution de $E_{TAN,(1)}^{tr}$ avec le courant en ligne

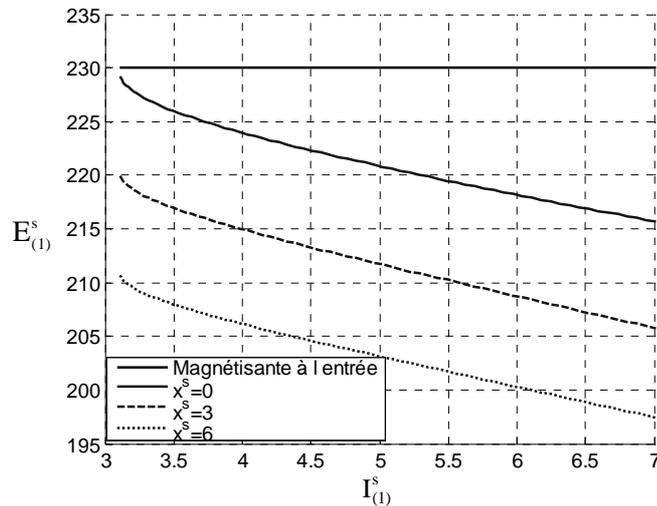


Figure II.22 Variations théoriques de $E_{(1)}^s(I_{(1)}^s)$

V.2 Description du « ProtoF »

Nous désignons ce protocole utilisant la seule mesure du flux de dispersion transversal « Proto F ». Le protocole développé précédemment imposait de mesurer le courant statorique. Dans le cas présenté ci- après, il suffit juste de connaître le champ au point nominal et à vide pour pouvoir estimer le couple. L'idée est d'exploiter que le fait que le champ de dispersion varie avec la charge et de trouver une corrélation entre cette variation et le couple. Nous verrons que la méthode est tout à fait empirique mais elle présente l'avantage d'être très simple et aisée à mettre en œuvre.

V.2.1 Définition des hypothèses

V.2.1.1 Linéarité du couple avec le glissement

Supposer l'évolution du couple linéaire avec le glissement est une hypothèse très classique, présente dans tous les ouvrages d'électrotechnique. Le schéma simplifié de la Figure II.5 conduit à une expression du couple électromagnétique qui peut être simplifiée :

$$\Gamma_e = \frac{3pV^s{}^2}{\omega} \frac{gr^r}{(gr^s + r^r)^2 + (gN\omega)^2} \quad (\text{II.34})$$

Si g est faible, alors $gr^s \ll r^r$ et $(r^r)^2 \gg (gN\omega)^2$. Il vient alors :

$$\Gamma_e = \frac{3p}{\omega} \frac{V^s{}^2}{r^r} g \quad (\text{II.35})$$

V.2.1.2 Evolution Flux de dispersion – glissement

Les Figure II.23 et II.24 montrent respectivement l'évolution théorique, sans prise en compte de la saturation, de la tension $E_{(1)}^s$ avec g et l'évolution pratique de la composante tangentielle du flux de dispersion transversal avec g . On a fait apparaître deux évolutions théoriques de $E_{(1)}^s$ selon la valeur de x_s : 0 et 6Ω . La linéarité est notable. Celle-ci se retrouve sur l'évolution du flux de dispersion relevé expérimentalement, sauf aux points proches d'un fonctionnement à vide. En effet, comme nous l'avons déjà souligné, à vide, la saturation joue un rôle dans l'amplification du flux de dispersion. On a fait passer une droite par les points correspondant à I_n et $2I_n/3$.

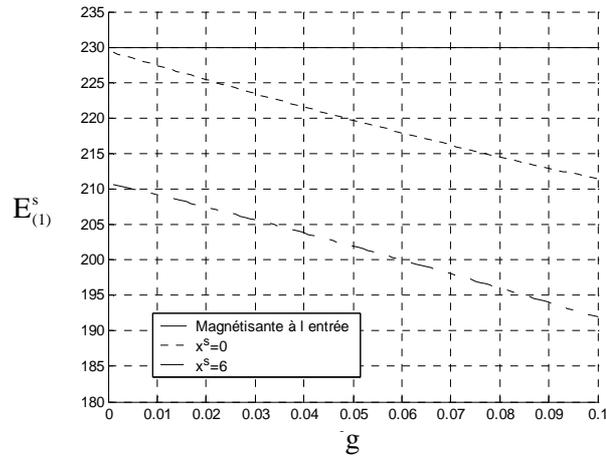


Figure II.23 Variation théorique de $E_{(1)}^s$ avec le glissement

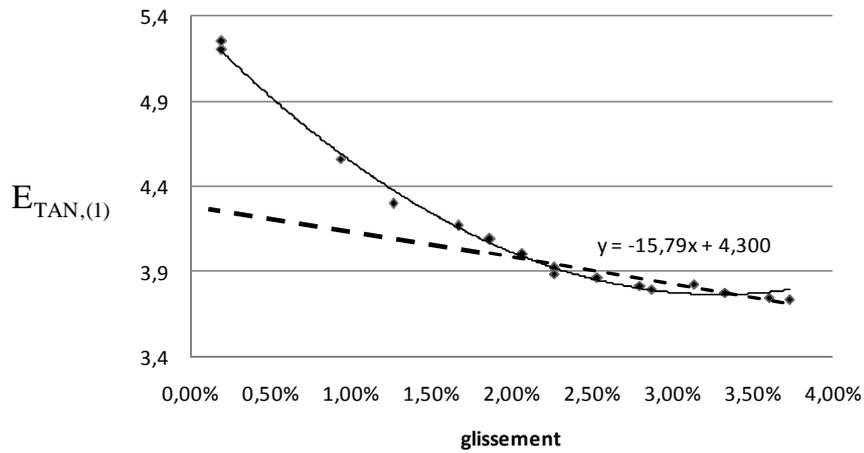


Figure II.24 Variation de l'image du flux de dispersion avec le glissement

V.2.2 Description du Protocole

Compte tenu de ce qui précède, on suppose que le flux de dispersion transversal évolue linéairement avec g . Posons également l'hypothèse de la linéarité du couple électromagnétique aux faibles valeurs du glissement dans la zone normale de fonctionnement :

$$\Gamma_e = A.g \tag{II.35}$$

Considérons la zone de fonctionnement qui correspond à une évolution linéaire de $E_{TAN,(1)}$ avec le glissement. On peut alors écrire que :

$$E_{TAN,(1)} = \alpha g + \beta \tag{II.36}$$

Pour $g \neq 0$, $E_{TAN,(l)} = E_{TAN,(l),0}$ et pour $g = g_n$, $E_{TAN,(l)} = E_{TAN,(l),n}$. L'équation (II.36) devient donc :

$$E_{TAN,(l)} = \frac{E_{TAN,(l),n} - E_{TAN,(l),0}}{g_n} g + E_{TAN,(l),0} \quad (II.37)$$

les indices « n » et « 0 » renvoyant respectivement aux valeurs nominales et à vide.

De l'équation (II.37), on tire celle du glissement en fonction du flux de dispersion :

$$g = g_n \frac{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l)}}{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l),n}} \quad (II.38)$$

L'équation (II.35) devient donc $\Gamma_e = A \left(g_n \frac{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l)}}{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l),n}} \right)$, soit:

$$\Gamma_e = \Gamma_{en} \left(\frac{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l)}}{E_{TAN,(l),0} - E_{TAN,(l),n}} \right) \quad (II.39)$$

Les résultats de calculs comparés au couple électromagnétique théorique obtenu avec le schéma monophasé équivalent de la MAS11kW2pC sont présentés à la Figure II.25. Le calcul a été fait :

- pour les mesures faites avec une sonde de deux spires placées dans l'entrefer et couvrant un pôle, la variation de la tension à ses bornes n'excède pas 5%. Notons que, dans ce cas, on relève la composante normale du flux d'entrefer (Figure 2.25a).
- pour les mesures du capteur placé à l'extérieur de la machine (Figure 2.25b).

Les résultats de calculs sont intéressants. L'estimation est assez précise, sur toute la plage de variation du courant statorique.

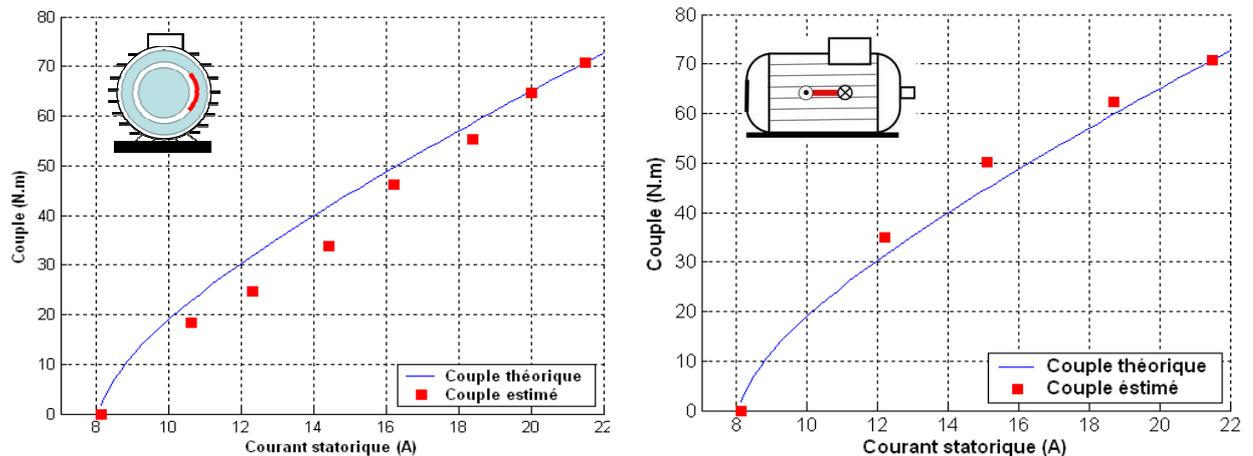


Figure II.25 Comparaison des couples électromagnétiques théoriques et estimés (MAS 11 kW)

Les développements précédents ont montré que le couple pouvait être déterminé à partir du courant statorique (IV.1.3). Nous avons également montré que la composante selon Z du flux de dispersion est, aux extrémités de la machine, générée par les têtes de bobines statoriques. Cette composante constitue une image acceptable du courant statorique si bien que l'expression II.29 peut être

réécrite sous la forme : $\Gamma_e = \Gamma_{en} \left(\frac{E_{Z,(1)}^a - E_{Z,(1),0}^a}{E_{Z,(1),n}^a - E_{Z,(1),0}^a} \right)$ où $E_{Z,(1)}^a$ est la tension fondamentale aux bornes du

capteur, $E_{Z,(1),0}^a$ et $E_{Z,(1),n}^a$ étant les valeurs à vide et au régime nominal. La Figure II. 26 présente l'application numérique relative à la MAS3kW2pC. Si ce protocole présente des erreurs importantes à vide, la précision augmente avec la charge de la machine comme pour le ProtoI1. Notons qu'il faudrait, pour corriger ce défaut, « relever » la courbe comme pour le ProtoI2, de manière à être plus précis dans la zone linéaire de la courbe.

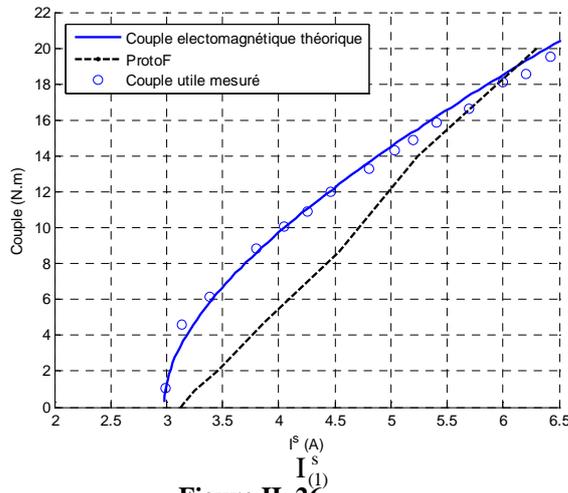


Figure II. 26

VI. Détermination du couple par la mesure du flux de dispersion et du courant statorique

VI.1 Description

Pour rappel, comme il a été dit dans le paragraphe V.1, $E_{TAN,(1)}^{tr}$ est l'image de la f.e.m d'entrefer. Elle dépend du facteur d'atténuation et de la phase φ_{pc} due à la position du capteur ainsi que la phase $\varphi_{cf,(1)}$ due à aux courants de Foucault. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\underline{E}_{TAN,(1)} = K'' \underline{E}_{(1)}^s e^{j(\varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc})} \quad (II.40)$$

Dans les développements effectués par R.ROMARY [ROM1], le facteur d'atténuation et la phase due aux courants de Foucault ne dépendent pas du courant statorique. Le facteur K'' et $\varphi_{cf,(1)}$ sont

supposés constants. La phase introduite par la position du capteur est également constante, car la position du capteur est fixe.

Comme il a été déjà vu au paragraphe IV.1, l'expression du couple est donnée par :

$$\Gamma_e = K I_{(1)}^s E_{TAN,(1)}^{tr} \sin(\beta_{TAN,(1)}^{tr} - \varphi_{cfpc,(1)}) \text{ avec } \beta_{TAN,(1)}^{tr} = \delta_{(1)}^s + \varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc,(1)} \quad (\text{II.41})$$

$\delta_{(1)}^s$ est de le déphasage entre le fondamental du courant statorique $I_{(1)}^s$ et le fondamental du flux magnétisant $\underline{\psi}_{m,(1)}$. A vide, $\delta_{(1)}^s$ est quasiment nul, on peut donc déterminer le déphasage $\varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc}$. Ce dernier sera automatiquement soustrait pour chaque point mesure. Le déterminer à vide n'est pas problématique. A vide, la chute de tension due à r^s et à x^s est faible, conduisant à une fem d'entrefer élevée saturant le circuit magnétique. Néanmoins, nous avons montré que la saturation du circuit magnétique n'affecte pas la phase du champ de dispersion.

Il reste donc à déterminer le facteur d'atténuation. Celui-ci étant constant, il peut être déterminé au point nominal, sachant que le couple nominal et le courant nominal sont donnés par la plaque signalétique. Au point nominal, le couple électromagnétique est donné comme suit:

$$\Gamma_{en} = K I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{tr} \sin(\delta_{(1),n}^s) \quad (\text{II.42})$$

Le facteur d'atténuation peut donc être donné par l'expression suivante :

$$K = \frac{\Gamma_{en}}{I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{tr} \sin(\delta_{(1),n}^s)} \quad (\text{II.43})$$

Déterminer K au point nominal est important car c'est lors de ce fonctionnement que la machine est la moins saturée : la fem d'entrefer est réduite à cause de la chute de tension due à r^s et à x^s . C'est donc pour le point nominal que la définition de K est la plus juste, assurant les résultats les plus précis pour les points de fortes charges.

En remplaçant le facteur d'atténuation dans l'expression (II.42), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$\Gamma_e = \Gamma_{en} \frac{I_{(1)}^s}{I_{(1),n}^s} \frac{E_{TAN,(1)}^{tr}}{E_{TAN,(1),n}^{tr}} \frac{\sin(\delta_{(1)}^s)}{\sin(\delta_{(1),n}^s)} \quad (\text{II.44})$$

Comme ce protocole utilise la mesure du courant, il est possible de connaître l'état de charge de la machine en comparant la valeur mesurée à celle de la plaque signalétique. C'est important car le protocole requiert la mesure du flux de dispersion au régime nominal. Par conséquent, tant que le point nominal n'est pas atteint, le protocole est plus difficile à mettre en œuvre. Néanmoins, $E_{TAN,(1)}$ peut être supposé proportionnel à $I_{(1)}^s$ (Figure II.21).

VI.2 Application numérique

L'application ce protocole est faite pour la MAS11kW2pC. Le modèle présente des résultats très intéressants puisque les erreurs par rapport au couple théorique n'excèdent pas 7%. En fait, pour être plus précis, il conviendrait de corriger la quantité $E_{TAN,(1)}^{tr}$ en considérant, non pas la valeur relevée, mais une valeur déduite de la linéarisation de la courbe $E_{TAN,(1)}^{tr}(I_n^s)$, linéarisation obtenue en considérant deux points pour des charges suffisantes (I_n^s et $2I_n^s/3$ par exemple).

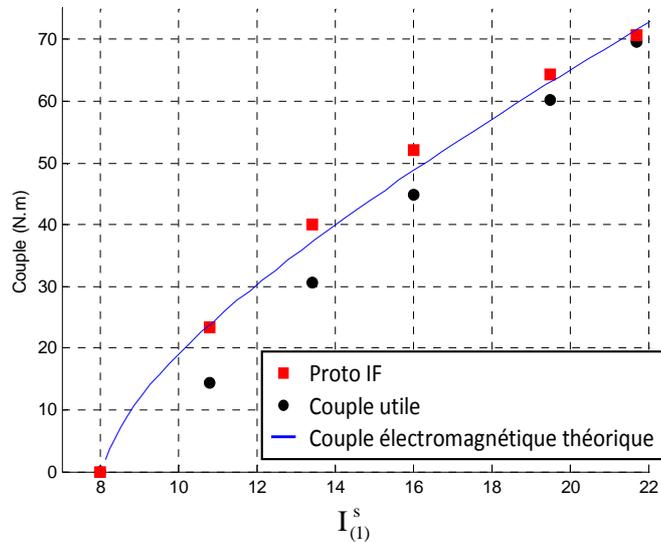


Figure II. 27

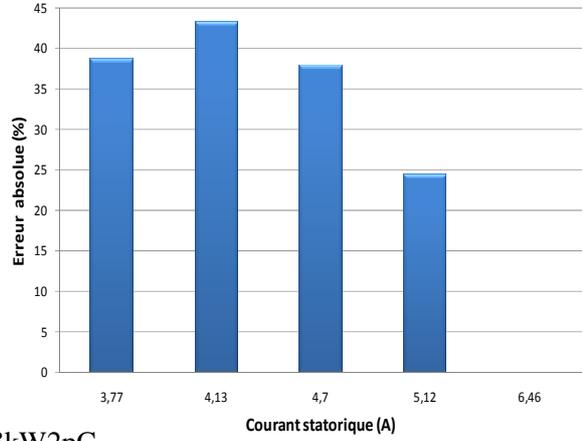
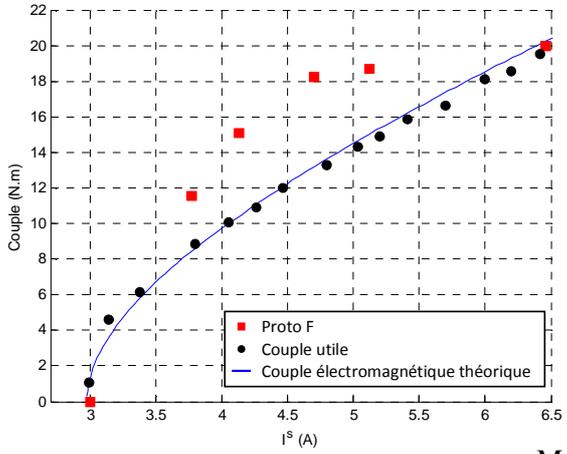
VII. Applicabilité et comparaison des protocoles de détermination du couple électromagnétique

Pour étudier l'applicabilité des protocoles d'estimation non invasive du couple électromagnétique, trois machines asynchrones de différentes puissances sont considérées. Il s'agit des machines asynchrones MAS3kW2pC, MAS11kW2pC et MAS22kW1pC (voir annexe). Les protocoles proposés sont comparés au couple électromagnétique obtenu en considérant le schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone de la Figure II.2.

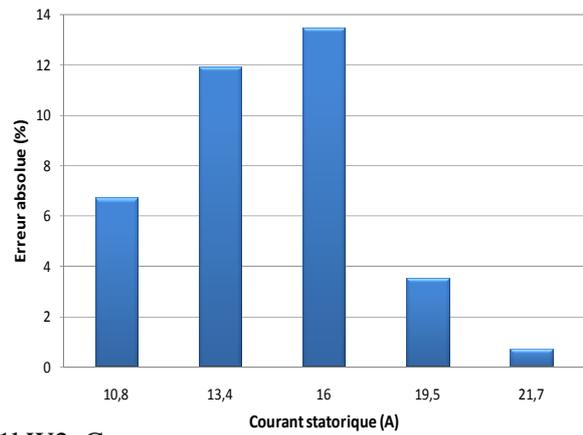
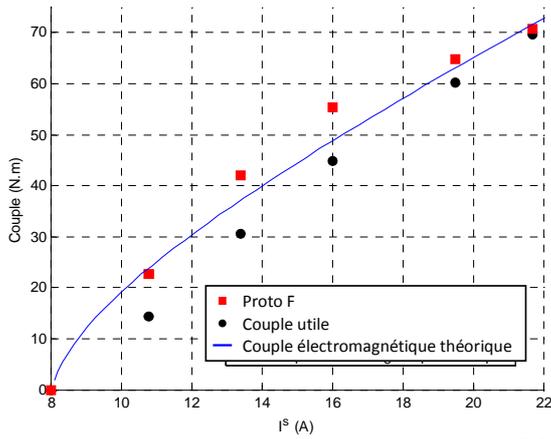
VII.1 Modèle utilisant uniquement la mesure du flux de dispersion : ProtoF

La Figure II.28 présente les résultats du « ProtoF ». Les erreurs sont importantes et elles diffèrent d'une machine à une autre. C'est en effet une méthode empirique qui dépend du flux de dispersion. Comme la partie I l'expose, le flux de dispersion dépend des dimensions géométriques de la machine.

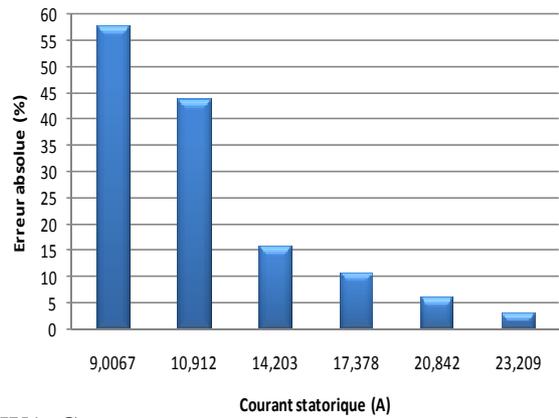
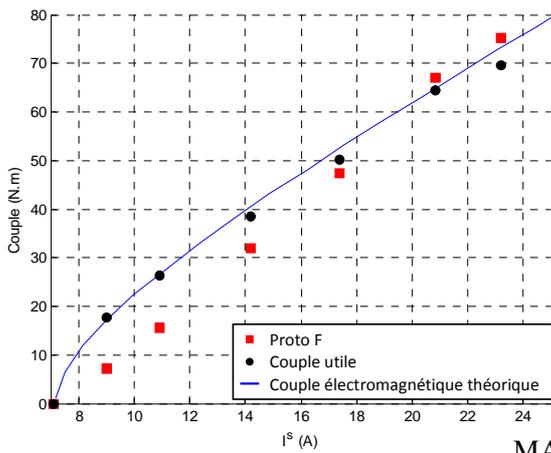
Quand la machine a un petit stator, comme la machine 3 kW, il est important de placer le capteur en face du circuit magnétique statorique afin de bien capter la composante tangentielle du flux de dispersion.



MAS3kW2pC



MAS11kW2pC



MAS22kW1pC

Figure II. 28

VII.2 Modèles utilisant uniquement la mesure du courant statorique

« ProtoI1 », dont les résultats de calcul sont donnés à la Figure II.30, présente des erreurs importantes à vide. Il est plus intéressant de l'utiliser quand la machine est chargée au voisinage du point nominal. Ce protocole a ensuite été amélioré pour ne travailler que sur la partie linéaire du couple électromagnétique.

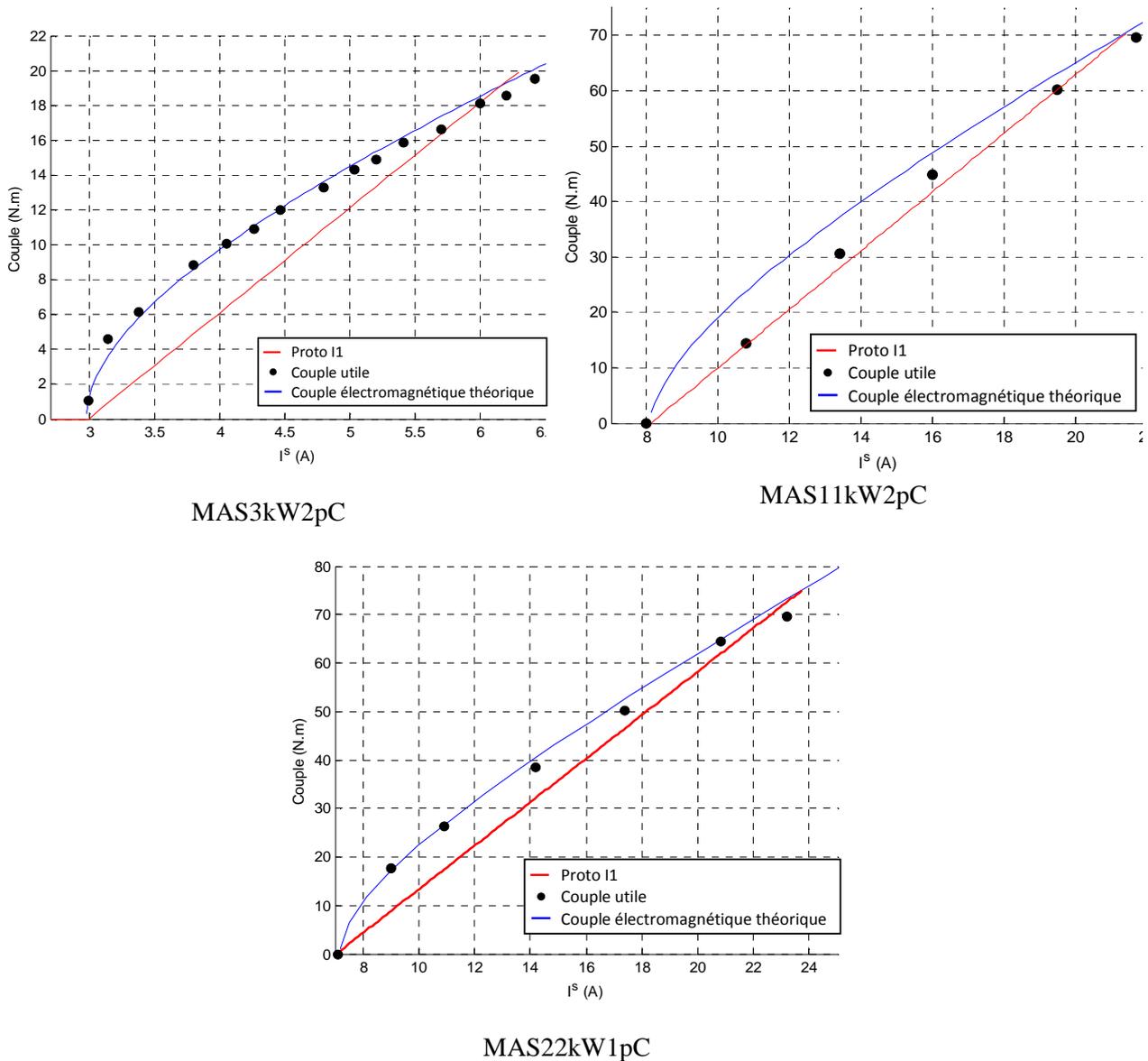


Figure II. 29 Résultats du ProtoI1

Le ProtoI2 présente une diminution très nette des erreurs sur l'estimation du couple électromagnétique. Il est donc intéressant d'exploiter une base de données à partir des catalogues constructeurs pour pouvoir utiliser ce protocole. Elle permettra d'ajuster au mieux la pente de la droite couple-courant.

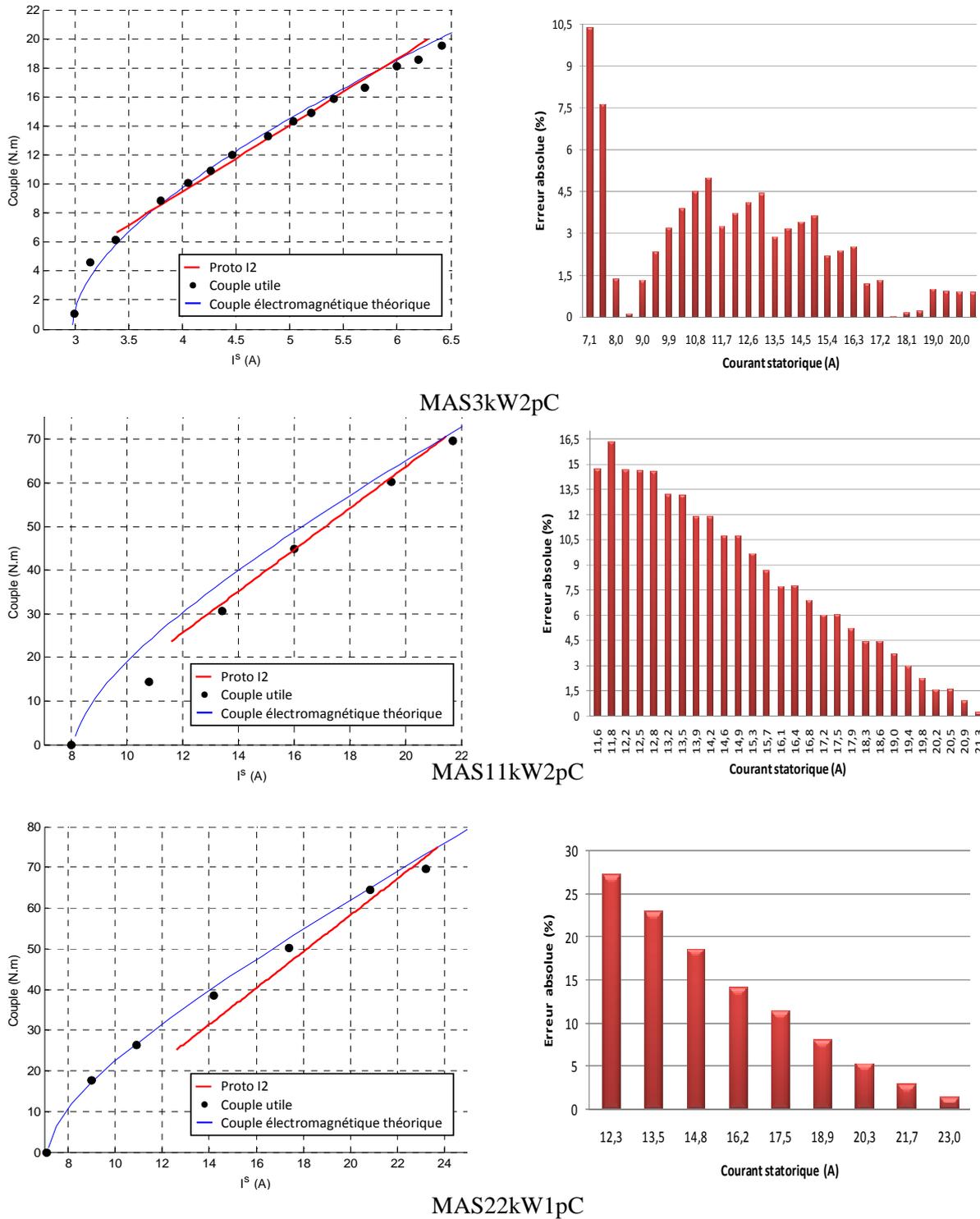


Figure II. 30 Résultats du proto I2

VII.3 Modèle utilisant la mesure du flux de dispersion et du courant statorique : ProtoIF

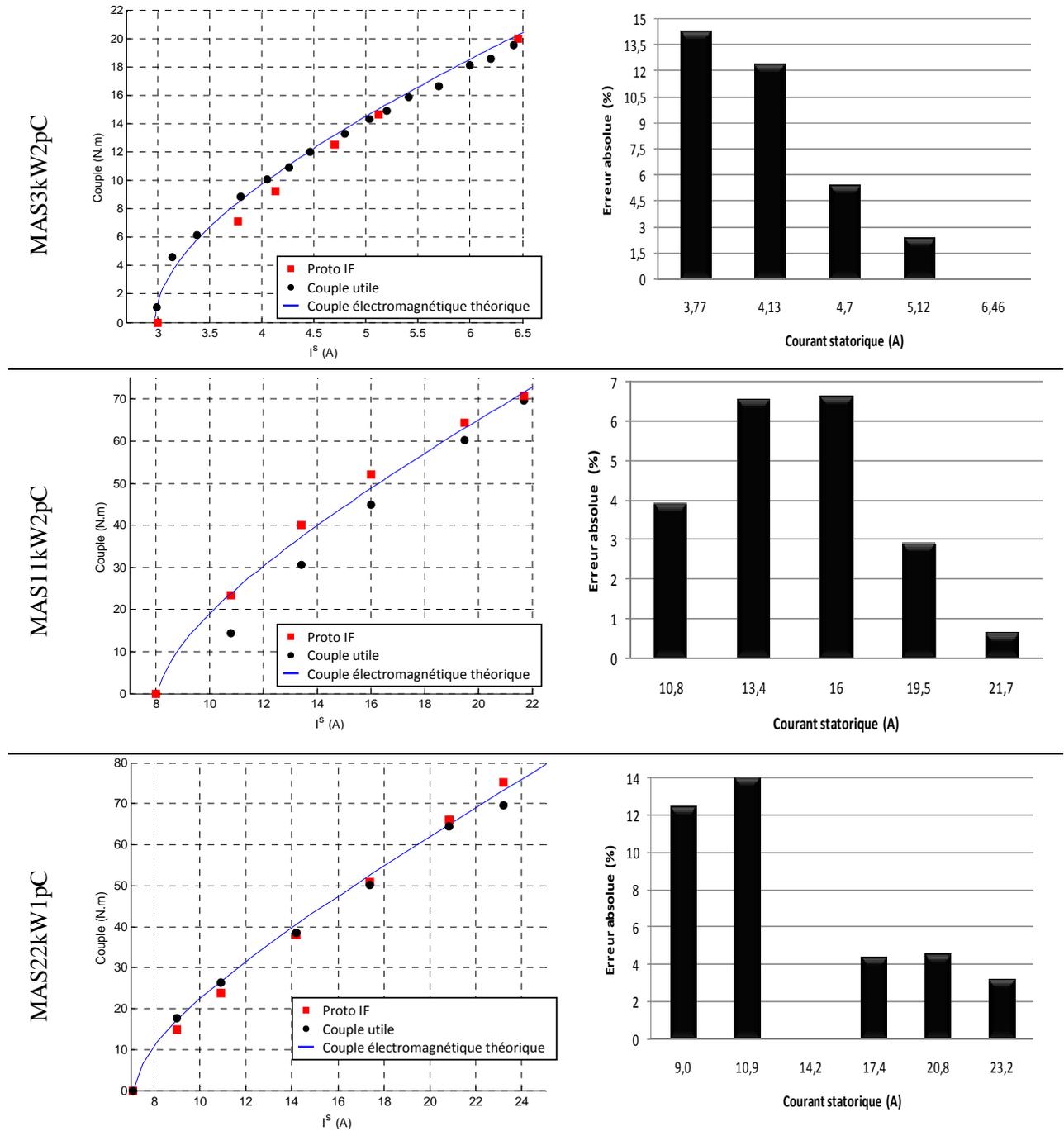


Figure II. 31 Résultats du ProtoIF

Le ProtoIF présente des erreurs inférieures à 15% pour les points de charges proches du point à vide, et des erreurs inférieures à 10% pour les points de charges plus importantes. C'est le modèle qui présente le moins d'erreurs par rapport aux précédents.

VII.4 Comparaison des protocoles

La figure suivante présente la comparaison des trois protocoles pour chaque machine. Le Proto IF et le ProtoI2 sont les plus intéressants, car ils présentent le moins d'erreurs et dépendent peu des dimensions géométriques de la machine.

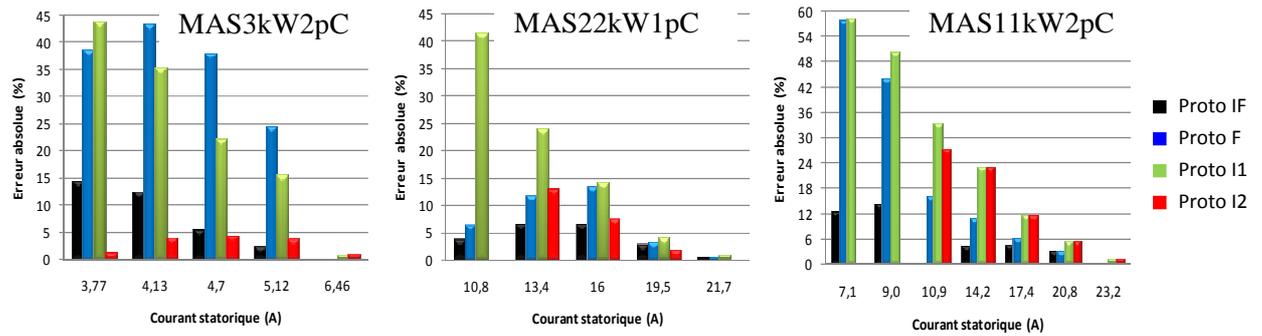


Figure II.32 Comparaison des erreurs des différents protocoles

VII.5 Application des trois protocoles sur une machine de 200 kW

Les trois protocoles présentés précédemment ont été appliqués sur une machine asynchrone de 200 kW au laboratoire d'EDF R&D à CLAMART. Les résultats de mesures et de calcul sont présentés à la Figure II.33. Le couple électromagnétique estimé avec les trois protocoles est comparés au couple électromagnétique obtenu à partir de couple utile en prenant en compte le couple de pertes. Pour les mesures, le point de charge nominal n'a pas pu être atteint. C'est pourquoi, pour appliquer les trois protocoles, le point de charge maximal a été considéré au lieu du point nominal. Les protocoles qui s'appliquent le mieux sur une large gamme de puissance sont les protocoles ProtoIF et ProtoI2.

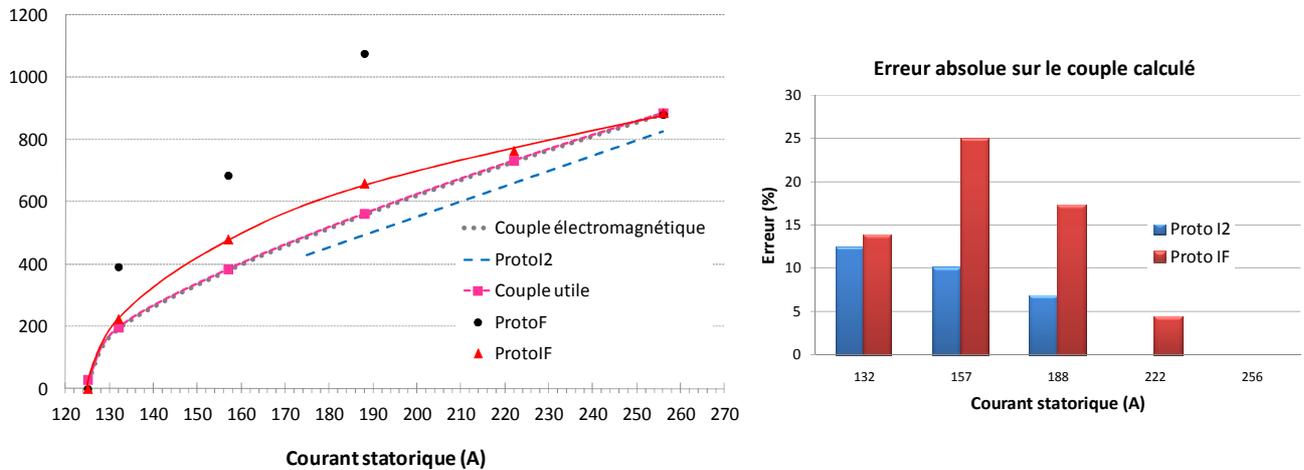


Figure II.33 Résultats pour la MAS200kW2p660C

VII.6 Synthèse sur les protocoles de détermination non invasive du couple électromagnétique

Trois protocoles de détermination non invasive du couple électromagnétique ont été proposés dans cette partie. Le ProtoF utilise la mesure du flux de dispersion, le ProtoI celle du courant statorique, et le ProtoIF les deux mesures simultanément. Après avoir appliqué les trois protocoles sur différentes machines dont les puissances s'échelonnent de 3kW à 200 kW, nous pouvons dire que deux des protocoles présentent des erreurs correspondant aux exigences du cahier des charges. Il s'agit des protocoles ProtoI et ProtoIF (Seul un point concernant la MAS200kW2p660C excède 15% d'erreur mais cette machine n'a pu être testée jusqu'à son point nominal de fonctionnement). Ils s'appliquent sur toutes les machines testées, ce qui n'est pas le cas du ProtoF. Le Tableau II.1 résume les avantages et les inconvénients de ces deux protocoles.

	Avantages	Inconvénients
ProtoI2	<ul style="list-style-type: none"> • Facile à implémenter • Mesure d'une seule grandeur. • Pas besoin de mesure au point à vide et au point nominal. • Le capteur est facile à positionner 	<ul style="list-style-type: none"> • Ne prend pas en compte les premiers points de fonctionnement proches du point à vide
ProtoIF	<ul style="list-style-type: none"> • Facile à implémenter • Peut estimer le couple électromagnétique pour les premiers points de charges proches du fonctionnement à vide 	<ul style="list-style-type: none"> • Mesure de deux grandeurs • Nécessité de mesure à vide et au point nominal. • Chercher le point neutre magnétique

Tableau II.1 : Avantages et inconvénients des protocoles

Le choix de la stratégie à adopter va être guidé par les conditions d'instrumentation offerte par la machine et son environnement. Si les mesures du courant et du flux sont faisables, le ProtoIF conduira aux résultats les plus précis. Si l'une des deux n'est pas réalisable, il sera nécessaire de se rabattre sur les méthodes « ProtoI » et « ProtoF ». Ces derniers, s'ils sont moins fins de par leurs conditions plus simplificatrices, permettent néanmoins d'apprécier les variations du couple électromagnétique.

La Figure II.34 donne un exemple de combinaison des protocoles de définition du couple électromagnétique. Cette synopsis met en évidence la nécessité de réaliser une mesure au point nominal de fonctionnement afin de bénéficier d'une précision de mesure satisfaisante.

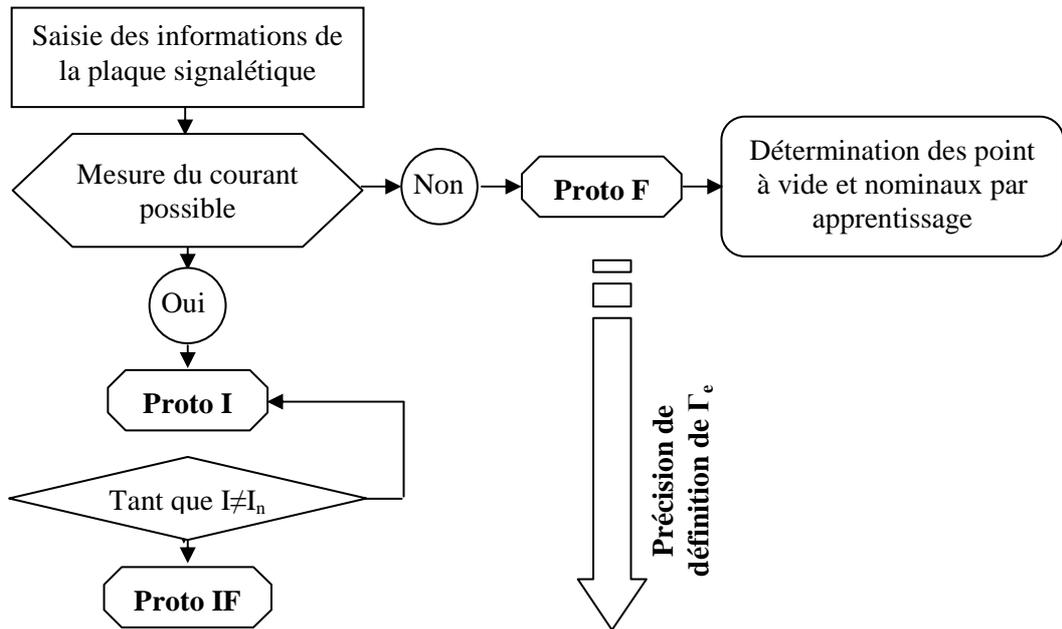


Figure II.34 Exemple de combinaison des protocoles dans la cellule

VIII. Conclusion

L'un des enjeux majeurs de notre travail consiste à déterminer le couple des machines AC de manière non invasive ; se passer de la mesure de la tension rend le challenge ardu. Nous avons pu montrer que les approches classiques, axées sur la connaissance des éléments du schéma équivalents par exemple, ne sont pas exploitables avec les contraintes imposées. Les références bibliographiques prouvent également la difficulté du travail.

Trois protocoles de définition du couple ont été proposés. Ils se basent sur la mesure du courant statorique et/ou du flux de dispersion. L'accent a été mis sur l'applicabilité du modèle et des hypothèses qui lui sont associées. Les résultats sont encourageants avec des erreurs inférieures à 15%. Cela répond aux objectifs fixés par nos partenaires industriels. L'affinage des modèles combiné à un apprentissage au cours de la vie de la cellule devrait permettre de réduire cette erreur.

Partie III : Architectures matérielle et logicielle de la cellule

Nos travaux ne sont pas limités à la seule définition du couple électromagnétique. En effet, le sujet initial intégrait un volet « diagnostic ». Le but n'est pas de déterminer de nouvelles procédures de test de l'état de santé des machines AC, mais plutôt de les recenser afin, éventuellement, d'en intégrer certaines au niveau de la cellule. Les procédures de diagnostic basées sur l'analyse du courant ou du flux de dispersion sont déjà bien développées, notamment au LSEE. Faire un bilan de ces méthodes pour quelques défauts classiques va nous permettre de situer les ressources calculatoires que la cellule va devoir embarquer.

Par ailleurs, la conception de la cellule de détermination des performances énergétiques de machines AC repose sur un cahier des charges imposant, de façon naturelle d'ailleurs, son autonomie et un coût maîtrisé afin d'assurer son industrialisation.

En conséquence, nos travaux se sont étendus à la recherche de solutions participant à l'autonomisation de la cellule d'une part et, d'autre part, à la réduction de son coût. Une des clés de la viabilité de la cellule repose sur les capteurs qui l'équipent. Si le capteur de flux bobiné est économique, la mesure du courant peut être relativement onéreuse. Nous avons donc mis au point une sonde de courant basée sur la mesure du champ magnétique rayonné par un conducteur. La technique, basée sur la captation de champ électromagnétique, inscrit cette méthode dans la continuité de nos travaux. Garantir l'autonomie totale de la cellule pendant un temps donné dépend évidemment des fonctionnalités demandées à la cellule. Si des techniques de charges de batteries existent avec de petits panneaux solaires ou la récupération d'énergie des vibrations de la machine, elles restent néanmoins onéreuses. En exploitant encore un peu davantage le flux de fuites rayonné par les machines asynchrones, nous montrerons la possibilité de récupérer l'énergie de ce flux de dispersion

La dernière partie de ce mémoire se décompose donc en quatre chapitres. Le premier mettra en lumière les techniques de diagnostic existantes afin de définir les capacités d'analyse fréquentielle de la cellule. Le second chapitre présentera la sonde de courant, les conditions d'applications et ses performances. Ensuite, la récupération d'énergie du flux de dispersion fera l'objet du troisième chapitre. Enfin dans une quatrième partie, l'architecture de la cellule assurant son interfaçage à distance sera exposée. Ces travaux sont la contribution de F.MORGANTI¹ à l'opération MEDEE 3.1.

¹ F. MORGANTI est enseignant-chercheur au LSEE

I. Intégration de la fonctionnalité « diagnostic » à la cellule

L'implantation de fonctions de diagnostic des défauts de machines asynchrones pour notre travail, passe par un état de l'art de cette thématique. Nous nous sommes intéressés aux méthodes qui utilisent l'analyse du courant ou du flux de dispersion.

I.1 Deux approches pour le diagnostic

I.1.1 Approche signal

L'approche signal repose sur des données mesurables telles que le courant, le flux de dispersion...etc. Le principe de cette méthode consiste à rechercher des caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou avec défaut. Le signal mesuré doit être caractérisé dans le domaine fréquentiel, en déterminant le contenu spectral, leur variance... etc.

Les défauts dans les machines électriques induisent d'autres phénomènes tels que le bruit, l'échauffement ou les vibrations. Ces défauts se retrouvent dans les spectres des grandeurs électriques, acoustiques ou mécaniques mesurées.

Plusieurs méthodes de diagnostic par traitement de signal sont présentes dans la littérature. Nous pouvons citer à titre d'exemple la technique de l'analyse spectrale **[BACH]**. Le diagnostic des défauts dans les machines électriques, en particulier les barres cassées, les défauts de roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages, se base sur l'analyse spectrale depuis de nombreuses années. Ces défauts cités précédemment se traduisent par l'apparition de fréquences qu'on retrouve dans le spectre des grandeurs mesurées. La recherche de défauts par analyse spectrale dans la machine asynchrone consiste donc à chercher ces fréquences dues à ces défaillances. L'analyse spectrale utilise des données mesurables, elles peuvent être électrique comme le courant statorique, ou mécanique comme les vibrations ou le couple électromagnétique.

Cette méthode est intéressante car elle nécessite seulement un simple capteur, de courant ou de vibration par exemple. Elle permet donc une surveillance rapide en temps réel et peu coûteuse.

I.1.2 Approche modèle

C'est une méthode propre aux automaticiens. L'approche modèle utilise les modèles du processus à surveiller, incluant ou non l'influence des défauts sur l'état et la sortie. Cette dernière est comparée à des données accessibles pour construire un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts statoriques ou rotoriques de la machine défectueuse. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue **[BACH]**:

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique,
- la surveillance par estimation paramétrique.

I.2 Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil

L'analyse spectrale est utilisée depuis des années pour diagnostiquer les machines électriques, en particulier les défauts rotoriques. Le développement de l'informatique a permis l'apparition de méthode permettant de s'affranchir, en partie, de la redondance matérielle, autrement dit de l'utilisation de plusieurs capteurs pour surveiller le même défaut.

Cette méthode trouve ses limites dans le diagnostic des défauts dans les applications à vitesse variable. Elle est plus efficace à vitesse constante ; le fait de varier la vitesse a une incidence sur le traitement fréquentiel des données, ce qui complique la détection des défauts sur les machines par traitement du signal.

Plusieurs causes peuvent être à l'origine des défaillances. Elles peuvent être d'origines électriques, mécaniques ou magnétiques **[DON]** :

Les sources de défauts: Mauvaise ventilation du moteur (surchauffe), défaillance électrique comme les courts-circuits dus à l'usure de l'isolation, sur alimentation des machines qui peut aussi poser des problèmes pour l'isolation, fatigue des éléments mécaniques comme les roulements.

Accroissement des défauts : surcharge des machines, ce qui peut conduire à leur échauffement. Environnement agressif, vibrations mécaniques,... etc.

Les défauts de fabrication : Composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

I.2.1 Défauts rotoriques

Les défauts rotoriques sont souvent dus à un ou plusieurs soucis cités précédemment. Les défaillances qu'on rencontre le plus souvent au rotor sont les suivantes **[BON]**:

- Rupture de barres,
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit,
- Excentricités statique et dynamique.

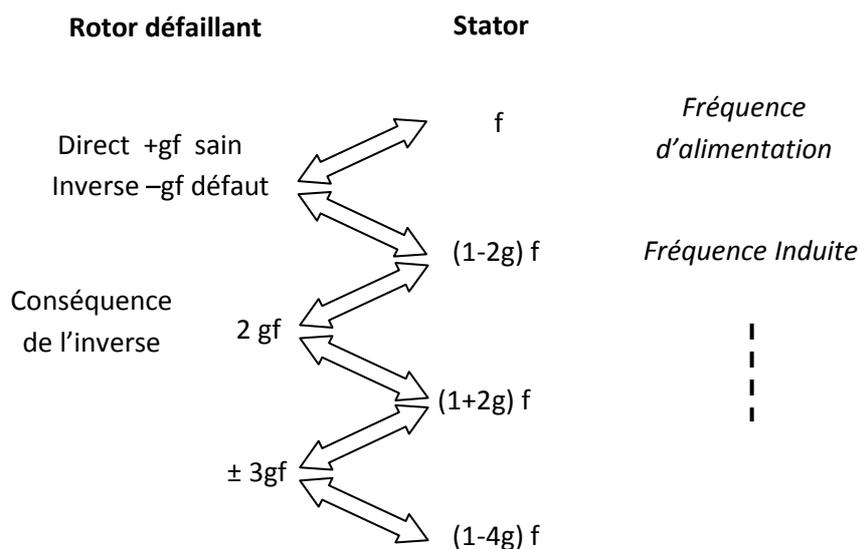
I.2.1.1 Ruptures de barres

Les défauts des barres cassées sont parmi les défaillances rotoriques les plus souvent rencontrées. Ce défaut peut être localisé dans l'encoche ou au niveau de la jointure barre-anneau de court-circuit. La rupture de barre a une incidence directe sur le couple électromagnétique. Les oscillations du couple électromagnétique se ressentent sur la vitesse de rotation, ce qui provoque des vibrations mécaniques ; l'augmentation de ces vibrations accélère l'usure de la machine.

Plus le nombre de barres cassées augmente, plus on observe une diminution du couple électromagnétique. Ainsi l'effet des barres cassées augmente rapidement avec le nombre de barres défectueuses [OND].

Dans le fonctionnement sain de la machine, le champ tournant direct créé par l'alimentation du bobinage triphasé statorique induit un courant à la fréquence de glissement dans les barres rotoriques. Les courants induits créent à leur tour un champ tournant. Tant que la machine est dans son état sain, le champ tournant résultant inverse n'existe pas, car la machine est symétrique. Dans le cas d'un défaut de barre cassée, la symétrie est perdue, on parle alors de dissymétrie du rotor. Dans ce cas, le champ résultant dans le rotor sera composé d'un champ direct et inverse.

La conséquence de la dissymétrie due à une ou plusieurs cassures de barres réside dans la naissance d'un champ tournant opposé au champ tournant statorique direct. Ce champ dû à la dissymétrie va induire à son tour des courants supplémentaires dans le bobinage statorique à la fréquence $(1-2g).f$ comme illustré à la Figure III.1 [RAZ].



Farid III.1 Les différentes fréquences induites en cas de défaut

La relation qui lie les différentes fréquences est donnée par :

$$f = f_r + f_g \quad (\text{III.1})$$

où f est la fréquence d'alimentation, f_r fréquence de rotation et f_g la fréquence de glissement.

Dans le cas d'une ou plusieurs barres cassés, f_g est négative. La fréquence avec barre(s) cassée(s) est donnée avec la relation suivante :

$$f_{bc} = f_r - f_g = f - 2gf = f(1 - 2g) \quad (\text{III.2})$$

Le courant de barre cassée a une incidence directe sur le couple électromagnétique. Les oscillations de ce dernier sont directement liées à l'amplitude du courant de barre cassé de fréquence $f(1 - 2g)$. Ces oscillations, de fréquence $2gf$, sont à l'origine de celles de la vitesse, qui va osciller à la même fréquence. L'amplitude des oscillations de la vitesse est dépendante de l'inertie de l'ensemble mécanique en mouvement ramené sur l'arbre moteur. La variation de vitesse va générer une variation du flux et par conséquent créer une force électromotrice à la fréquence fondamentale et deux autres f.e.m liées aux oscillations de la vitesse. Ces deux f.e.m supplémentaires sont liées à l'amplitude des oscillations de la vitesse, elles sont à l'origine de la création de deux courants additionnels de même valeurs aux fréquences $f(1 - 2g)$ et $f(1 + 2g)$.

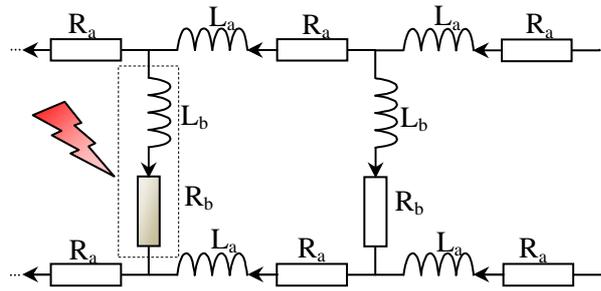
Les autres raies sont créées de la même façon. La recherche des fréquences correspondantes dans le spectre du courant statorique est fondée sur la même démarche. La relation des fréquences la plus répandue est :

$$f_{bc} = (1 \pm 2g).f \quad (\text{III.3})$$

Pour simuler un défaut rotorique, il faut construire un modèle représentatif qui nécessite de poser des hypothèses restrictives. Il faudra donc disposer d'un modèle où :

- La distribution du champ est idéale.
- L'entrefer est d'épaisseur constant.
- Les barres de la cage d'écureuil sont isolées.
- Il n'y a pas de saturation.
- Il n'y a pas de pertes fer.

De ces hypothèses, on peut construire le modèle donnée à la Farid III. 2. R et L sont respectivement la résistance et l'inductance de la barre rotorique (indice « b ») et de la portion d'anneau (indice « a »).



Farid III. 2 Modèle de la cage d'écureuil

Le défaut rotorique peut être interprété alors par une élévation de la résistance de la barre rotorique ou de la portion d'anneau. Ce modèle de simulation est constitué de plusieurs équations, celles liées au stator, au rotor (autant d'équations que de barres rotoriques) et des équations relatives à la partie mécanique [RAZ].

La surveillance du défaut de barres cassées dans les spectre du courant statorique consiste donc à regarder la variation d'amplitude des raies à basses fréquences, ou les raies données par $(1-2g)f$, $(1+2g)f$, $(1-4g)f$...,etc. L'idéal est d'avoir un fonctionnement à vitesse constante, pour pouvoir comparer l'état défectueux à l'état sain. Les raies correspondant aux défauts de barres cassées étant aux basses fréquences, le temps d'acquisition du signal sera forcément long. Cela peut affecter les performances de la cellule de surveillance. Il sera donc intéressant de transmettre le signal à une centrale d'acquisition afin de faire le travail du diagnostic demandé.

I.2.1.2 Défauts d'anneaux de courts-circuits

Le défaut d'anneaux de court-circuit, comme le défaut de barre cassée, est souvent retrouvé dans les statistiques. Le fait qu'il y ait une rupture d'anneaux de courts circuits déséquilibre la répartition des courants rotoriques. Ce défaut va donc induire un effet sur le couple électromagnétique semblable à celui causé par la rupture de barre rotorique [OND].

I.2.1.3 Excentricité statique et dynamique

L'excentricité correspond au décentrement du rotor, On peut distinguer trois sortes d'excentricité, une excentricité statique, dynamique ou les deux à la fois. Cette excentricité peut être due à une erreur humaine (défaut d'usinage par exemple) ou à l'usure des roulements. La Figure III.1 illustre les catégories d'excentricités statiques les plus rencontrées. On entend par :

- *excentricité statique* : l'état où le centre de rotation de l'arbre ne correspond pas au centre géométrique du stator.

- excentricité dynamique : Ce défaut ressemble à celui de l'excentricité statique à la seule différence que l'axe de rotation de l'arbre tourne autour de l'axe géométrique du stator.

Ce défaut génère des oscillations au niveau du couple électromagnétique : des forces électromagnétiques qui agissent sur le stator, en particulier les enroulements statoriques, ce qui peut accélérer l'usure de son isolation. Des frottements entre le stator et le rotor ne sont pas à exclure ; ce phénomène peut aussi avoir un effet négatif sur les enroulements statoriques [OND].

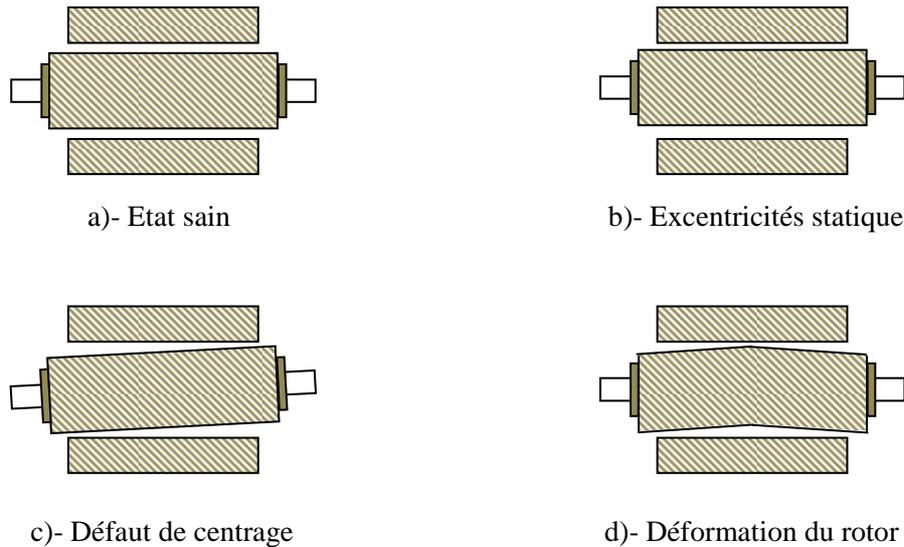


Figure III.1 Excentricités statiques

Les fréquences dues aux défauts d'excentricités sont proches du fondamental dans le spectre du courant statorique. Elles sont données par la relation [RAZ] :

$$f_{exc} = \left(1 \pm n \cdot \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) \cdot f \quad (III.4)$$

où :

- f_{exc} est la fréquence d'excentricité,
- $n = 1, 2, 3, \dots n \in \mathbb{N}$,

Pour une machine à $p=2$ fonctionnant à vide sous une fréquence d'alimentation de 50 Hz dans la marche à vide, les raies qui apparaissent à cause du défaut d'excentricité sont données aux fréquences suivantes : 25 Hz, 75 Hz, 100 Hz, 125 Hz, 150 Hz, 175 Hz, 200 Hz ..., etc. Il faudrait être vigilant quand à l'interprétation du défaut. En effet, certaines fréquences peuvent être dues à d'autres défauts. Dans le cas du défaut d'excentricité, les raies dépendent du glissement. Il est donc important de prendre l'état sain pour chaque point de charge afin de pouvoir détecter la naissance d'une anomalie.

Une deuxième méthode consiste à lier le défaut de barres cassées à celui de l'excentricité afin de trouver une équation sous forme compacte et qui fait apparaître les harmoniques de fréquences relatifs à ces défauts dans le spectre du courant statorique. Ces harmoniques dépendent de « p » :

$$f_{exc} = \left((\lambda N^r \pm n_d) \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm k \right) f \quad (III.5)$$

avec :

- $\lambda = 1, 2, 3, \dots, k \in \mathbb{N}$,
- N^r : Nombre d'encoches au rotor,
- $n_d \in \mathbb{N}$,
- $k = 1, 3, 5, \dots, n_{os} \in \mathbb{N}$. Il représente l'harmonique de temps lié à l'alimentation du moteur asynchrone.

Dans le cas d'excentricité statique, le coefficient n_d vaut 0, alors que pour l'excentricité dynamique, il n'est pas nul. Ce coefficient est plus connu sous le nom « ordre d'excentricité ».

I.2.2 Défauts statoriques

Quand il y a création de défauts au stator, le spectre du courant statorique va être enrichi de fréquences additionnelles, qui sont données par la relation suivante :

$$f_{cc} = \left(\left(\frac{n}{p} \right) (1-g) \pm h \right) f \quad (III.6)$$

Où :

- f_{cc} : fréquence de court-circuit,
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$,
- $h = 1, 3, 5, \dots, h \in \mathbb{N}$,

Cette démarche est valable pour des machines de faible puissance, donc les machines de faible tension. Quand la tension est élevée, la ddp aux bornes d'une spire est très élevée. Le court-circuit entre deux spires n'aura pas le même effet pour un moteur de faible ou de forte puissance. Le moteur de forte puissance qui subit un court-circuit va s'arrêter au bout de quelques secondes alors que le moteur de faible puissance continuera à fonctionner quelques minutes.

Il faut attirer l'attention sur le fait que, dans le spectre du courant, certaines fréquences peuvent avoir plusieurs significations. La fréquence 150 Hz peut être due à l'effet de la saturation d'une part et, d'autre part, résulter d'un défaut statorique [RAZ].

Les défauts statoriques les plus rencontrés sont les suivants **[BON]** :

- défaut d'isolant,
- court-circuit entre spires,
- court-circuit entre phases,
- court-circuit phase/bâti,
- déséquilibre d'alimentation,
- défaut de circuit magnétique.

I.2.2.1 Usure de l'isolant

Les bobines des moteurs de faible puissance sont réalisées par des machines, de manière automatisée. Par conséquent, les spires sont placées d'une manière aléatoire : certaines spires peuvent donc voir la totalité de la tension appliquée à la bobine, une rupture d'isolant peut donc se produire. Ce n'est pas le cas des moteurs de fortes puissances où les brins d'encoches sont faits manuellement.

La sollicitation de la machine à des charges élevées peut augmenter les pertes par effet joule, donc augmenter la température de la machine, en particulier des enroulements statoriques. Les isolants de ces enroulements sont faits pour certains seuils de température, de tension ou de contraintes mécaniques. Si on pousse trop l'isolant dans ses limites, il va finir par s'user rapidement, ce qui va provoquer par la suite des court-circuits dans l'enroulement statorique **[OND]**.

I.2.2.2 Court-circuit entre spires

Le défaut de court-circuit entre spires est assez récurrent (Figure III.2). Il est dû à un problème d'isolation dans l'enroulement considéré. Le court-circuit dans cet enroulement modifie le facteur de puissance, et il a une légère influence sur le courant dans les autres phases. Il génère une augmentation sensible de la température, ce qui va participer à la détérioration de l'isolant de l'enroulement. Il va créer ainsi une réaction en chaîne. **[JOK]**

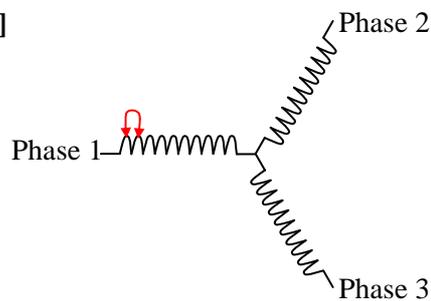


Figure III.2 : Court-circuit dans la phase 1

I.3 Exemples de diagnostics trouvés dans la littérature

I.3.1 Diagnostic en utilisant le flux de dispersion

Dans la littérature, on trouve de nouvelles méthodes de diagnostic de défauts statoriques ou rotoriques comme les barres cassées, en utilisant la variation du flux de dispersion [CEB] [HEN1] [THA2] [HEN2]. D'autres proposent une approche originale, pour détecter, localiser et quantifier les défauts dans les machines électriques. La méthode proposée se base sur la théorie des problèmes inverses. La mesure du flux de dispersion est effectuée avec des capteurs situés autour de la machine. Un modèle numérique de la machine permet d'avoir la distribution du flux d'entrefer. L'analyse de cette distribution permet non seulement d'identifier le défaut, mais également de quantifier son importance [BUI].

Dans les travaux de R.ROMARY [ROM1], la mesure du champ de dispersion s'effectue à l'aide d'un capteur bobiné en position normale, celui-ci est placé sur la coté de la machine au point neutre magnétique de la machine.

Le calcul de l'induction d'entrefer, sans prendre en compte la saturation et les ampères tours consommés par le fer, est réalisé en multipliant la f.m.m. résultante qui apparaît aux bornes de l'entrefer générée par les armatures statorique et rotorique par la perméance d'entrefer par unité de surface :

$$b^e = b^s + b^r = \sum_{C,H} \hat{B}_{C,H} \cos(C\omega t - H\rho\alpha^s - \varphi_{C,H}) \quad (\text{III.7})$$

Pour une machine saine, les rangs C et H sont définis en prenant en compte les effets du stator et du rotor :

$$\begin{aligned} C &= c - (h^s - h^r + c^s N^s + c^r N^r)(1 - g) \\ H &= h^{sr} + c^{rs} N^s + c^{rr} N^r \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

h^s et c^s s'identifient à $6v + 1$, où v varie de $-\infty$ à $+\infty$. h^r prend toutes les valeurs impaires positives. c^s , c^r , c^{rs} et c^{rr} sont des entiers qui évoluent de $-\infty$ à $+\infty$. h^{sr} regroupe toutes les valeurs prises par h^s et par h^r

Le calcul du champ radial à l'extérieur de la machine nécessite de prendre en considération le facteur d'atténuation dû au stator et à la carcasse et éventuellement à l'air entre le capteur et la carcasse. L'auteur précise que l'approche utilisée dans cette étude est purement qualitative, c'est-à-dire qu'elle concerne le lien (apparition ou variation d'amplitude d'une raie) avec un défaut et non son amplitude en tant que telle. Cependant, la théorie sur le calcul de l'amplitude du champ extérieur permet d'identifier les composantes de l'induction d'entrefer pour lesquelles l'atténuation est faible et qui se retrouveront ainsi de façon prédominante à l'extérieur de la machine.

L'auteur présente le cas expérimental d'une machine asynchrone à cage (MAS11kW2pC660V) pour laquelle $p=2$, $N^s=24$ et $N^r=16$. Le spectre du flux de fuite, dans la partie basse fréquence ($f<500\text{Hz}$), est caractérisé de façon prédominante par le fondamental mais également par des harmoniques à 150, 250, 350Hz qui sont soit générés par l'alimentation, soit dus au phénomène de saturation magnétique. Aux moyennes fréquences apparaissent les raies de denture. Celles liées au rotor, comme g est voisin de 0, évoluent aux environs de 750, 850 et 1550Hz, ce qui correspond à $c=1$, $h^s=h^r$, $k^s=0$, $k^r=\pm 1$, et $c^r=\pm 1$ dans la définition de C . Les raies de denture statorique se présentent à des fréquences proches de 1150, 1250Hz obtenues avec $c=1$, $h^s=h^r$, $c^r=0$, $c^s=\pm 1$. Signalons que l'effet dérivateur de l'antenne amplifie les fréquences élevées, ce qui permet une distinction nette de ces raies de denture.

Il apparaît donc que l'analyse du flux de fuite donne des informations sur les fréquences de ses composantes harmoniques en relation directe avec l'induction d'entrefer. La mesure, qui ne nécessite aucun contact, sera exploitée pour la détection de défauts.

L'apparition d'un défaut de court-circuit statorique n'entraînera pas la création de nouvelles composantes dans le champ extérieur mais va contribuer à modifier l'amplitude de certaines composantes. Par contre, les nombres de paires de pôles des ondes d'induction générées par le défaut diffèrent de ceux de la machine saine.

I.3.2 Diagnostic utilisant le courant statorique

Parmi les signaux de mesures utilisés pour le diagnostic, la mesure du courant statorique semble la plus appropriée et la plus fiable pour le diagnostic. L'utilisation du courant statorique est souvent rencontrée dans la littérature. Plusieurs auteurs utilisent cette grandeur pour le diagnostic des défauts rotoriques et statoriques [BUL] [SHA] [BEL1] [BEL2] [THO] [GAE] [GUI] [JOK]. Dans [BUI], les auteurs présentent une méthode adaptative, statistique de la fréquence pour la détection des défauts de barres cassées. Leur approche est basée sur l'apprentissage. L'algorithme utilisé apprend à reconnaître le fonctionnement normal avant le début du test réel. Dans [NEJ], les auteurs présentent une application des réseaux de neurones dans le diagnostic. La méthode proposée est basée sur le vecteur de Park du courant statorique. Avec les réseaux de neurones, un apprentissage du mode sain est effectué afin de pouvoir discerner par la suite le mode en défaut. Une méthode pour diagnostiquer la machine à l'arrêt est proposée dans l'article [DEM]. En effet, dans cet article, les auteurs alimentent la machine avec des signaux particuliers pour retrouver des défauts de barres cassées dans les courants statoriques. Cette méthode peut être utilisée juste après la fabrication du moteur afin de trouver d'éventuels défauts.

Dans la littérature, on trouve aussi beaucoup d'articles qui utilisent les éléments finis pour le diagnostic [RAS]. D'autres auteurs utilisent les informations contenues dans le couple ou la vitesse [NIU]. Les informations contenues dans les vibrations de la machine sont exploitées aussi pour

diagnostiquer la machine en utilisant un accéléromètre [BOU]. La puissance instantanée peut être analysée pour détecter d'éventuels défauts dans la machine [STA].

I.4 Validation expérimentale

Un travail expérimental a été mené sur la MAS11kW2pC660V en utilisant l'approche signal. Les deux grandeurs mesurées sont le courant statorique et le flux de dispersion. La machine asynchrone est modifiée : ses connections sont sorties et un défaut peut être réalisé sur une partie de son bobinage. Un défaut de court-circuit a donc été fait sur 12% de la bobine à travers à rhéostat afin de maîtriser le courant de court circuit. Le défaut a été fait pour un fonctionnement à vide égal à 4 A. Le courant de court-circuit est de 12 A. Les trois composantes du flux de dispersion ont été mesurées : les composantes tangentielle et normale au point neutre magnétique et la composante Z au niveau des têtes de bobines.

Les raies que nous allons surveiller sont celles de la denture rotorique et de la denture statorique comme cité dans le paragraphe (I.3.1) ; ces raies correspondent aux fréquences 750, 850 et 1550 Hz pour le rotor, et 1150, 1250 Hz pour le stator.

I.4.1 Mesure du courant statorique

Les résultats de mesures sont donnés à la Figure III.3. On observe une faible variation de l'amplitude des raies de denture statorique et de denture rotorique, c'est dû au fait que le courant de court-circuit est faible. Cependant, la variation de l'amplitude de la raie de la denture statorique n'est pas aussi marquée que celle en relation avec la denture rotorique.

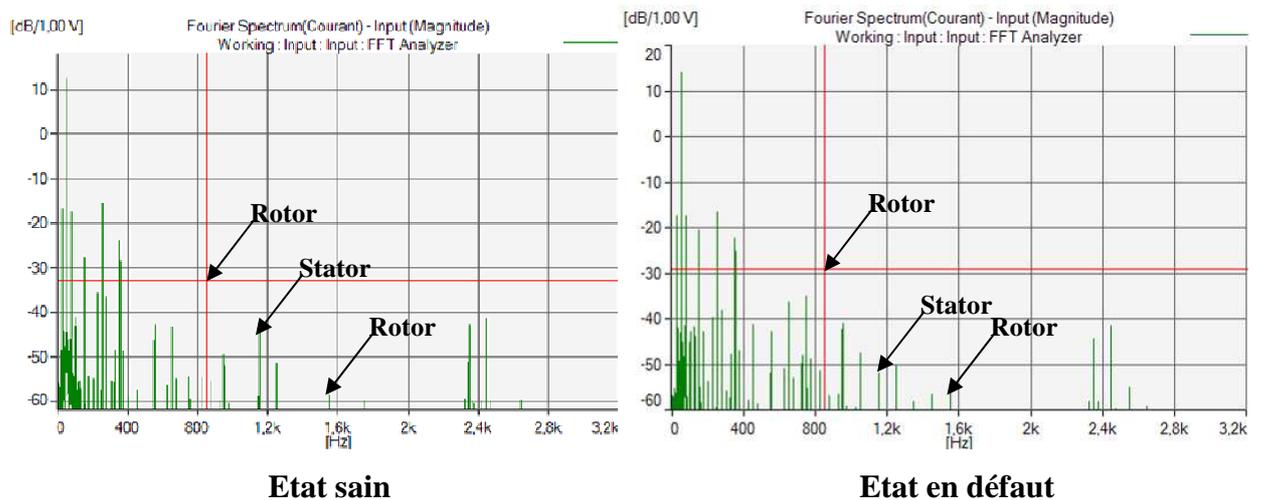


Figure III.3 Spectres du courant statorique sans/avec défaut de court-circuit entre spires

I.4.2 Mesure du flux de dispersion

Les résultats de mesures pour les trois positions du capteur sont donnés aux Figure III.4 à III.6. Quand le défaut de court circuit est provoqué, il y a variation de l'amplitude de la raie de la denture rotorique à 850 Hz. On observe aussi la naissance de raies à 1550 Hz qui correspondent aussi à la fréquence de denture rotorique. La variation de l'amplitude de la raie de la denture statorique correspondant à 1150 Hz et 1250 Hz n'est pas aussi marquée que les précédentes. Ce constat est fait pour les deux composantes tangentielle et normale du flux de dispersion.

La composante Z du flux de dispersion présente un intérêt particulier : les raies de dentures statorique et rotorique n'existent quasiment pas à l'état sain, alors qu'elles sont nettement visibles lors de la création du défaut de court circuit.

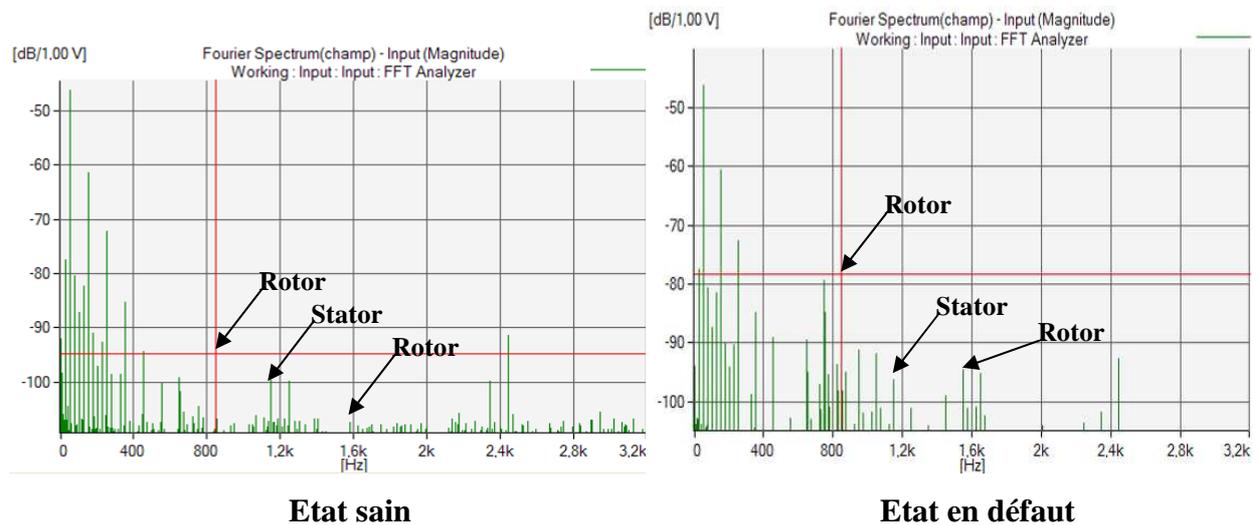


Figure III.4 : Composante E_{TAN} du flux de dispersion sans/avec défaut de court-circuit entre spires

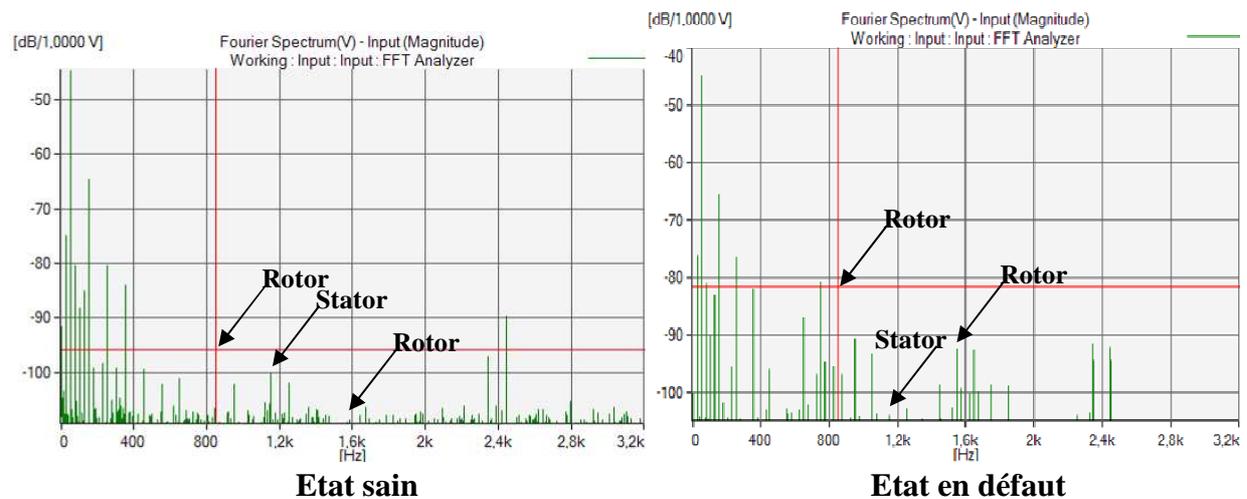
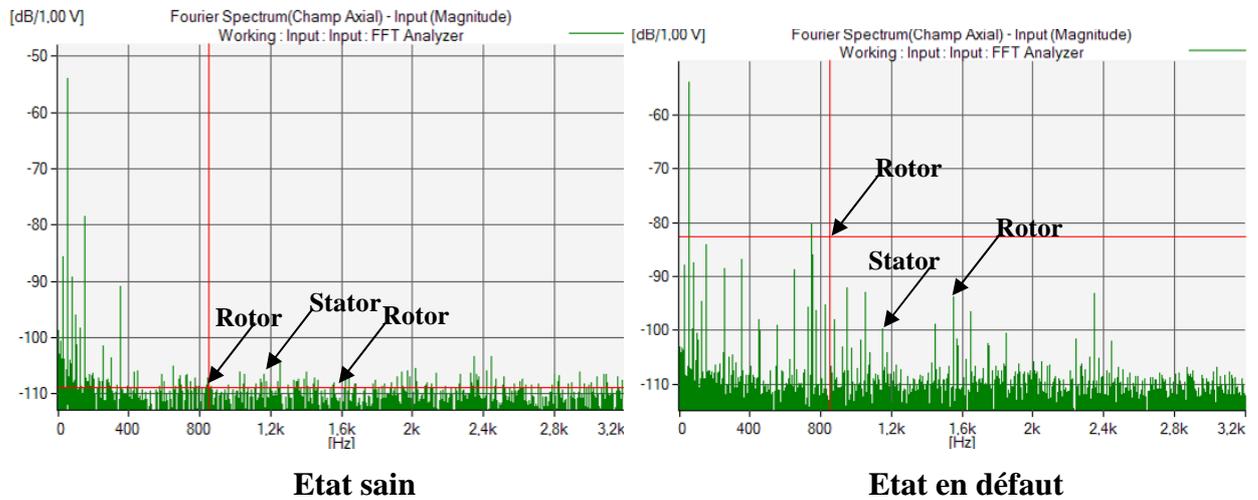


Figure III.5 : Composante E_{NOR} du flux de dispersion sans/avec défaut de court-circuit entre spires

Figure III.6 : Composante E_z du flux de dispersion

I.5 Bilan

Un état de l'art a été fait sur les différents défauts des machines asynchrones, ainsi que les techniques utilisées pour effectuer le diagnostic. L'intérêt a été porté particulièrement sur les méthodes utilisant l'approche spectrale en mesurant le courant statorique et le flux de dispersion. Dans la littérature, beaucoup d'auteurs se sont intéressés au diagnostic pour les différents défauts que peut présenter la machine et qu'on retrouve le plus souvent. Le diagnostic utilisant le flux de dispersion est une thématique relativement récente. Grâce à cet état de l'art, on peut dégager les fréquences des raies à surveiller : les défauts que présentent la machine peuvent se situer aux basses fréquences comme aux hautes fréquences. Il est donc intéressant que la cellule transmette les données à une centrale. Ainsi, le diagnostic déporté ne grèvera pas l'autonomie de la cellule par une charge calculatoire trop lourde.

Dans cette partie, on a vu aussi que la composante Z du flux de dispersion présente un intérêt particulier pour le diagnostic car l'influence du défaut est très visible sur le spectre de cette composante. Il serait intéressant de voir l'influence des autres défauts que présente la machine sur cette composante.

II. Mesure du courant par analyse du champ rayonné par un câble

Comme le cahier des charges le mentionne, la détermination du couple pourra utiliser une mesure directe du courant, sans toutefois ouvrir le circuit d'alimentation de la machine. L'implantation d'un capteur de courant du commerce est faisable mais plusieurs freins apparaissent rapidement pour son implantation dans la cellule : son coût, les grandeurs de sortie qu'il fournit ou encore les matériels à lui associer pour assurer son fonctionnement ou l'exploitation le plus souvent des données.

Un capteur de courant a été développé spécifiquement pour la cellule. Ce capteur est basé sur la mesure du champ magnétique rayonné par le câble d'alimentation du moteur. Deux cas se présentent : celui d'une alimentation à fil séparés et celui d'un fil unique intégrant les 3 phases, le neutre et la terre. Le premier est évidemment le plus facile à traiter. Le second, plus délicat car la mesure de champ intègre les phénomènes des 3 fils de phases, ne sera pas traité dans ce travail. Ce n'est pas gênant car, dans bien des applications qui nous intéressent, les systèmes d'alimentation de l'industrie utilisent le plus souvent des fils séparés.

II.1 Cas de 3 fils séparés

II.1.1 Principe

La détermination théorique du champ rayonné par le câble repose sur le théorème d'Ampère. On émet 3 hypothèses :

- Le fil d'alimentation autour duquel on effectue la mesure n'est pas perturbé par les 2 autres phases. On quantifiera ultérieurement l'impact de la proximité des fils, l'objectif étant, à ce stade de l'étude, de donner le principe de fonctionnement du capteur.
- On suppose également que le champ magnétique rayonné dans l'isolant de l'âme du fil est le même que dans l'air.
- La répartition de la densité de courant dans le cuivre est uniforme.

Le champ magnétique H émis par un conducteur de rayon R_f , en fonction du courant I et de la distance r du centre de l'âme à laquelle H est mesuré, est donné par la relation suivante :

$$H = \frac{i}{2\pi(r - R_f)} \quad (\text{III.9})$$

Considérons deux points de mesure du champ. Ces points, portés par une même droite coupant le fil en son milieu comme l'indique la Figure III.7 sont distants de d . L'évolution du champ dans l'air présente une décroissance en $1/r$ et l'expression du champ en ces 2 points conduit à l'expression suivante :

$$i = \frac{2\pi(R_{f1} - R_{f2})}{\left(\frac{1}{H_1} - \frac{1}{H_2}\right)} = \frac{2\pi d}{\left(\frac{1}{H_1} - \frac{1}{H_2}\right)} \quad (\text{III.10})$$

Connaissant la correspondance champ-courant avec un essai étalon, il est possible de connaître l'évolution du courant traversant le câble. Notons que la mesure différentielle est avantageuse car elle permet de s'affranchir de la connaissance du diamètre du câble.

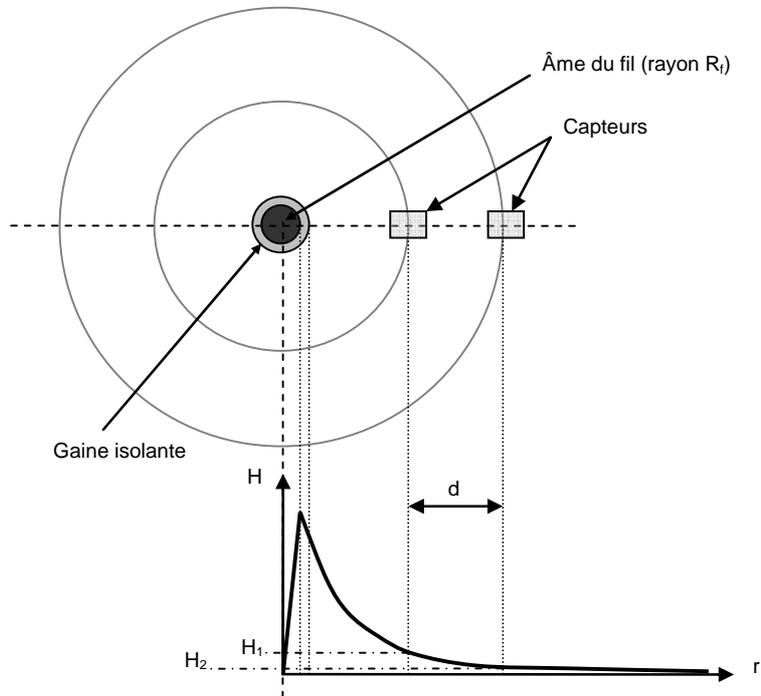


Figure III.7: Position des capteurs et évolution du champ H selon r

II.1.2 Validation expérimentale

Le capteur de champ développé au laboratoire utilise un composant Honeywell HMC 2022. C'est un capteur 3 axes dont un seul est utilisé pour la mesure qui nous intéresse (Un capteur dérivé, à un axe, existe au catalogue). Ce capteur a une sensibilité de 1mV/V/Gauss . Un amplificateur de gain 90 lui est associé. Lorsque le capteur est alimenté sous 5V , à 1mV correspond donc 0.176 A/m .

II.1.2.1 Câble magnétiquement isolé des 2 autres

Une expérimentation a été menée sur une machine asynchrone fonctionnant à vide. Le câble sur lequel est effectuée la mesure est éloigné si bien qu'il ne subit pas l'influence des fils alimentant les 2 autres phases.

Un enregistrement de 2 mesures de l'image du champ et du courant relevé avec une sonde de tension du commerce (Tektronic) est présenté à la Figure III.8. Il montre une bonne correspondance de l'évolution du courant avec l'image du champ relevé par le capteur (Le signal de sortie donné par le capteur a été multiplié par 20 de manière à améliorer la lisibilité). Les valeurs des mesures sont regroupées dans le Tableau III.1. Les deux points de mesure sont séparés de 10mm.

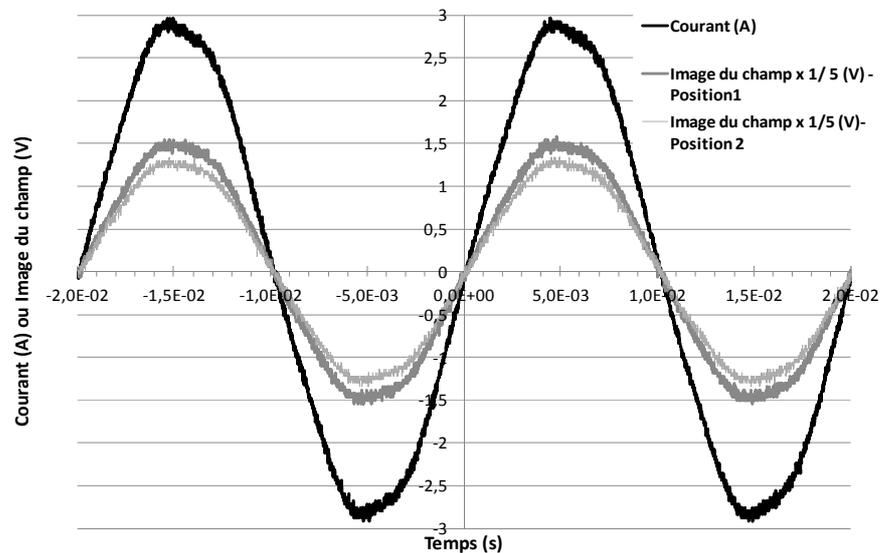


Figure III.8: Evolution du courant et des signaux relevés par le capteur de champ

Position du capteur	Valeur efficace (mV)	Valeur maximale
Position 1	210mV	350mV
Position 2	180mV	310mV
Sonde du commerce	2.01A	3.04A

Tableau III.1

En appliquant la relation III.10, il vient $I=2.78A$ pour le courant efficace et $5.99A$ pour la valeur maximale.

II.1.2.2 Influence des autres conducteurs – Ecartement minimal des câbles – Positionnement optimal du capteur

L'influence des autres conducteurs a été mesurée. Le dispositif expérimental est illustré à la Figure III.9. Les fils sont disposés dans le même plan ; le capteur mesure le courant dans le conducteur 3, le conducteur 2 est rapproché puis le conducteur 1.

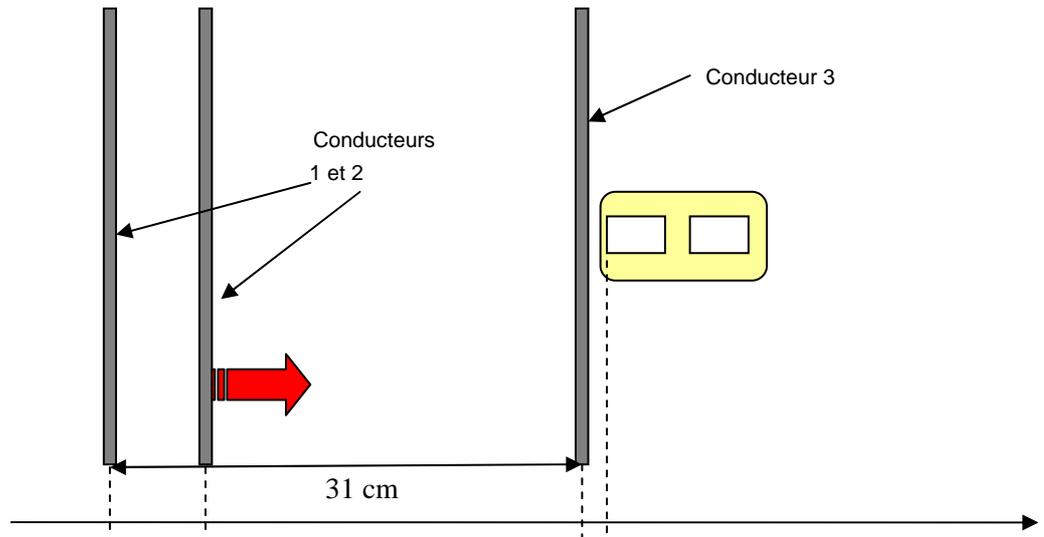


Figure III.9 : Dispositif pour l'analyse de l'influence des câbles sur la mesure du courant

Les résultats de mesures sont donnés à la Figure III.10, Le courant est mesuré avec une sonde commerciale et avec le capteur proposé. On observe que, au fur et à mesure qu'on rapproche le câble 2, l'erreur sur le courant mesuré avec le capteur augmente ; cela est d'autant plus vrai avec le rapprochement du câble 1.

Pour les mesures avec les câbles séparés, il faut veiller à éloigner le câble considéré des autres câbles, ou trouver un moyen de l'isoler magnétiquement.

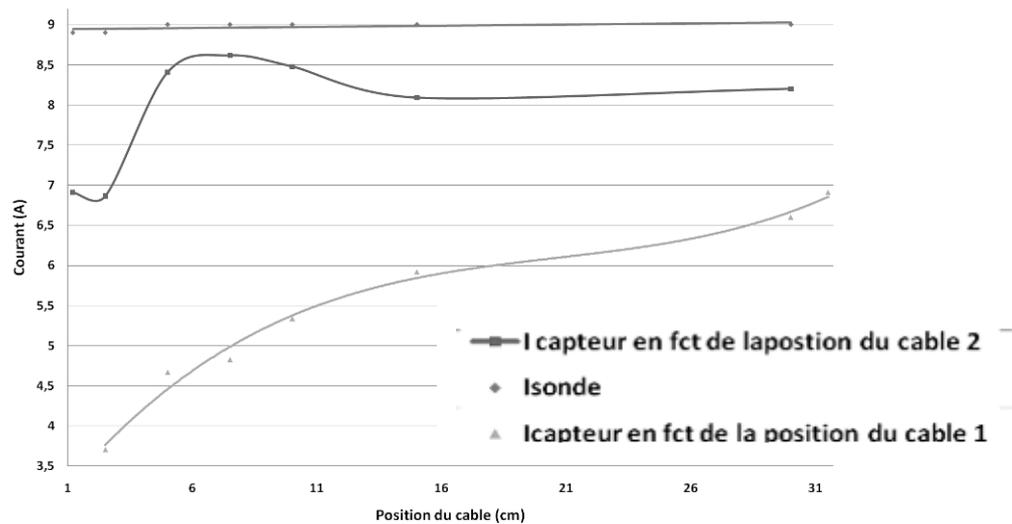


Figure III.10

II.2 Bilan

L'instrumentation de notre cellule de définition des performances énergétiques des machines AC est un point important de sa faisabilité. Lui greffer une sonde de courant dont le principe repose sur l'analyse du champ rayonné par un câble pourrait se révéler être un atout économique puisque l'ensemble se dispenserait d'une sonde commerciale. De plus, la technique est en bonne adéquation avec le travail mené sur la captation et l'analyse des champs de fuites.

III. Autonomisation de la cellule

Outre le coût de la cellule, une des clés de sa diffusion réside dans son autonomie. La longévité de fonctionnement de la cellule va passer par l'emploi de composants à technologie « nano-ampère », par l'implantation d'algorithmes légers (nous pouvons souligner que nos méthodes d'estimation du couple électromagnétique s'inscrivent dans cette optique) et par l'utilisation de piles et/ou d'accumulateurs performants. La charge de ces derniers peut s'effectuer à l'aide de micro-générateurs existants.

- Les micro-générateurs « thermoélectriques » permettent de transformer la chaleur, celle rayonnée par la carcasse en ce qui nous concerne, en énergie électrique. C'est l'effet Seebeck.
- Des dispositifs permettent de récupérer l'énergie de vibrations. Certains utilisent l'effet piézo-électrique comme la société américaine AdaptivEnergy. MicroStrain propose un système de capteur sans fil avec récupération d'énergie [MIC] avec un dispositif piézo-électrique qui entre en résonance à 60 Hz. Le générateur permet de récupérer jusqu'à plusieurs mW. D'autres

proposent de petits générateurs électromagnétiques : la difficulté est d'accorder la résonance de l'oscillateur qui le compose avec la vibration source. Par exemple, la société Perpetuum commercialise un tel générateur (PMG17-100). Les puissances récupérées dépassent rarement la centaine de μW .

- Les cellules photovoltaïques ne nous semblent pas adaptées pour plusieurs raisons. D'abord certaines applications peuvent fonctionner dans le noir ou dans des atmosphères salissant rapidement les panneaux. Ensuite, leur sensibilité à la chaleur est un handicap.
- Plus récemment, des recherches sont menées sur la Witricity mais les développements n'en sont qu'aux balbutiements.

III.1 « Magnétoscopie » de machines asynchrones

Dans la continuité des essais menés dans le premier chapitre de ce travail, nous avons réalisé la cartographie de deux machines asynchrones 22 kW, 2 et 4 pôles. (MAS22kW2p660C et MAS22kW1p660C). La mesure a été complètement automatisée avec un bras robotisé équipé d'un capteur triaxial : trois bobines plates, de forme carrée ayant une section de 12.25cm^2 et constituées chacune de cent spires et dont leurs dispositions permettent de mesurer séparément les trois composantes du champ de dispersion (Figure III.11). Les signaux sont amplifiés mille fois avant d'être exploités. Ces essais vont permettre de déterminer comment placer un capteur bobiné pour récupérer le maximum de flux de dispersion.

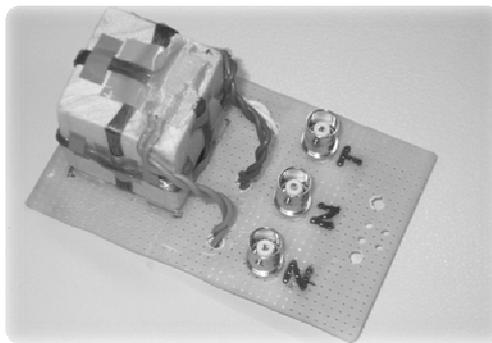


Figure III.11 : Capteur utilisé pour la mesure triaxiale simultanée

Le robot utilisé, de marque DENZO, possède 6 axes. Il permet de déplacer le capteur suivant des coordonnées cylindriques : la bobine qui capte la composante normale reste toujours tangente à un rayon qui passe par le centre du moteur. Les mesures ont été réalisées sur un quart de la machine par déplacement de 5° et tous les centimètres dans l'axe Z sur 37 cm. Il y a donc 703 points de mesure.

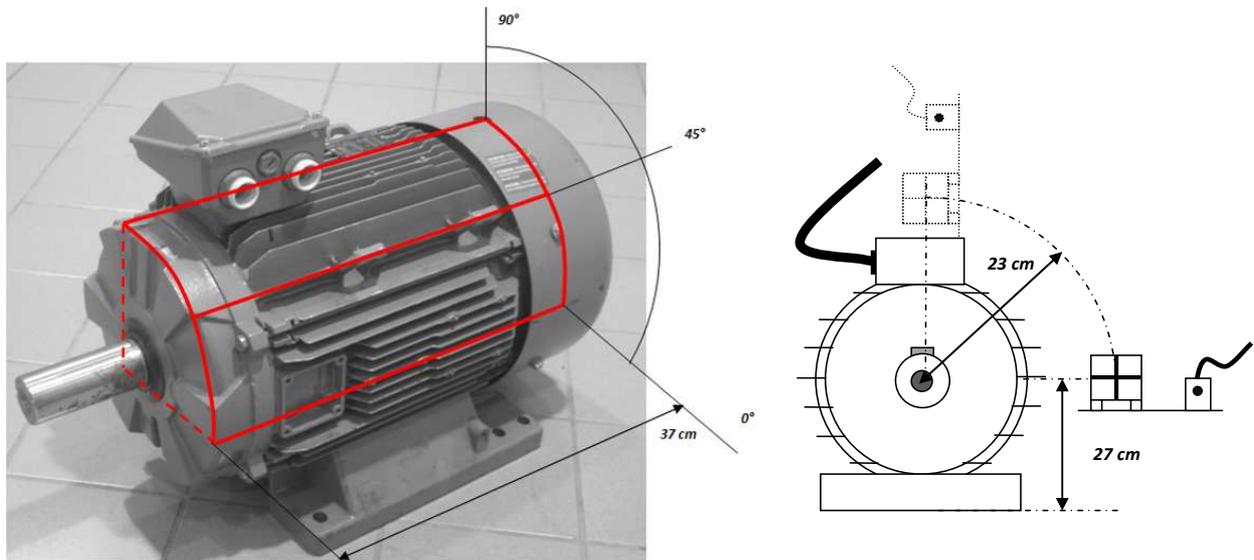


Figure III.12 : Visualisation de la partie de machine scannée

III.1.1 Cas de la machine 4 pôles

Les Figure III.13 et III.14 présentent la distribution des valeurs efficaces des composantes TAN et NOR du flux de dispersion à la surface balayée par le capteur. La représentation par carte de couleur permet d'apprécier la répartition les points chauds tout autour de la carcasse (Figure III.13). L'évolution le long de la machine à 3 niveaux différents, repérés par 0°, 45° et 90° sur la Figure III.12, donne plus précisément les niveaux. Par ailleurs, on perçoit que les tendances sont moins marquées que pour les résultats présentés au premier chapitre. C'est normal car les bords des ailettes ne s'inscrivent pas dans un cercle parfait ; les relevés automatisés sont donc effectués à 2 cm de la carcasse de manière à balayer le quart de machine. Pour les essais du premier chapitre, les capteurs étaient au plus proche de la carcasse. Les éléments additionnels à la machine comme la boîte à bornes ou les surfaces recevant la plaque signalétique ont une influence sur la distribution du champ.

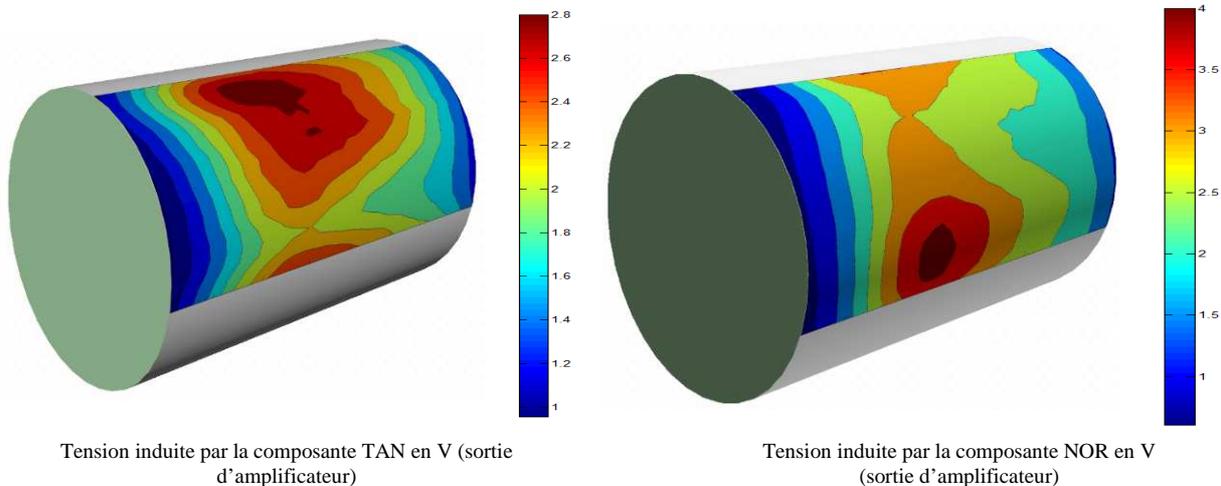


Figure III.13 : Distribution des composantes TAN et NOR (p=2)

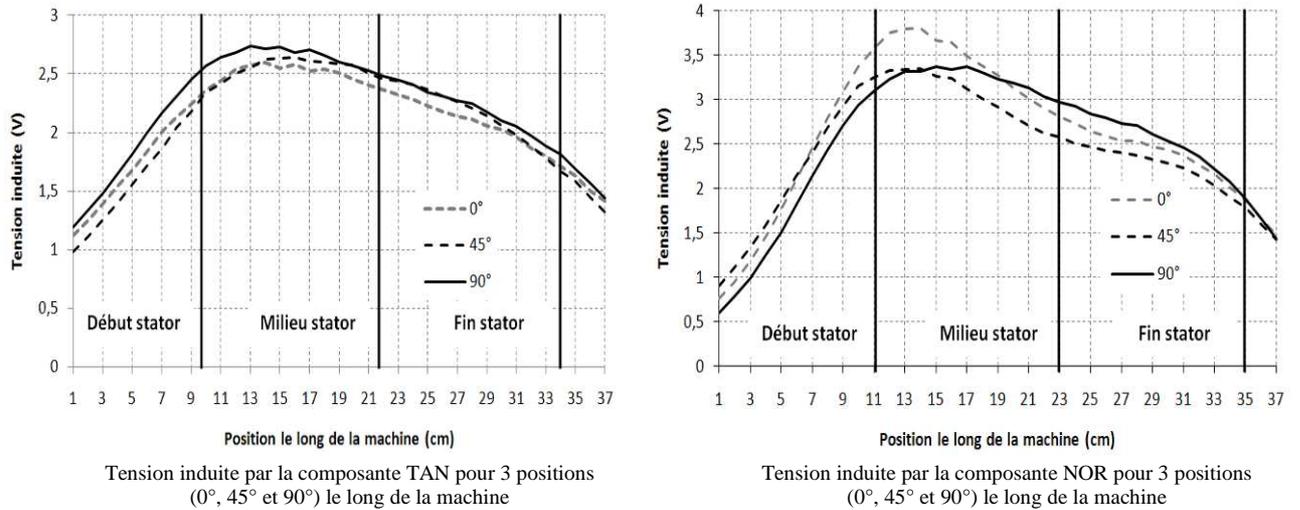


Figure III.14 : Evolution des composantes TAN et NOR le long de la machine (p=2)

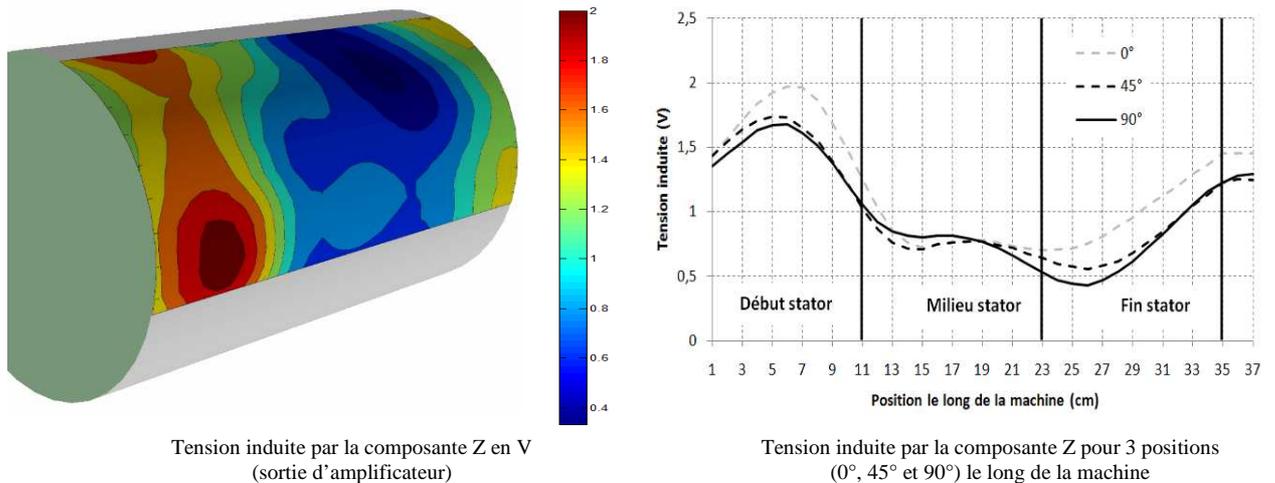


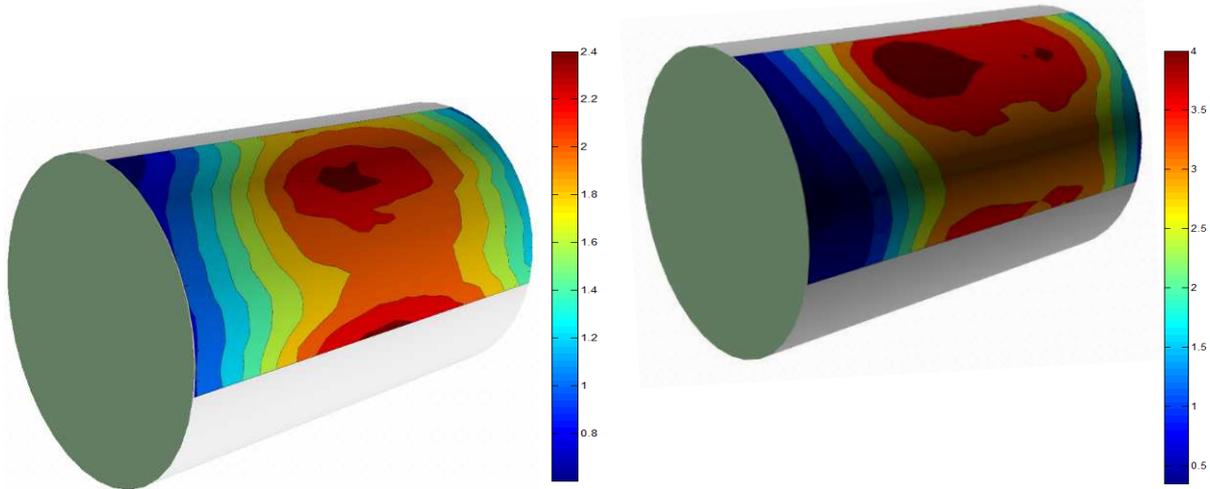
Figure III.15 : Evolution de la composante Z (p=2)

La composante Z du flux de dispersion présente les pics déjà repérés lors de l'analyse présentée au chapitre 1. Les niveaux les plus importants sont obtenus lorsque le capteur est en position NOR. Ce résultat n'est pas surprenant dans la mesure où cette composante prend en compte le flux lié aux têtes de bobines et celui du aux parties actives du bobinage.

III.1.2 Cas de la machine 2 pôles

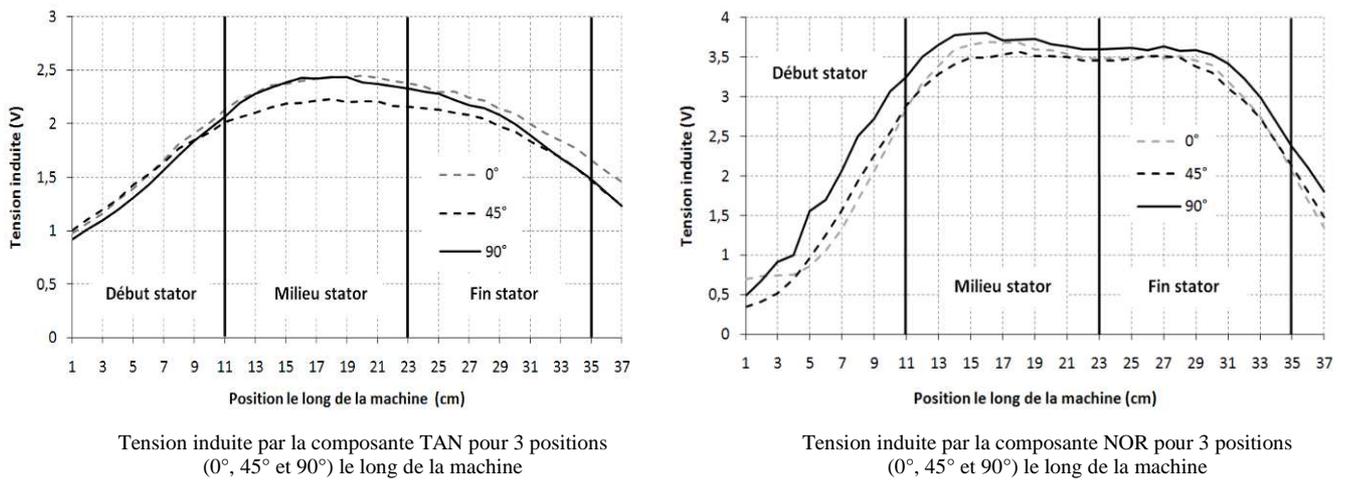
Comme pour la machine 4 pôles, les Figures III.16, III.17 et III.18 présentent la distribution des valeurs efficaces des composantes TAN et NOR du flux de dispersion à la surface balayée par le capteur

et le long de 3 lignes. Les évolutions sont remarquables, davantage encore que pour la machine tétrapolaire. Les zones chaudes au niveau des têtes de bobines sont notables sur la composante Z. Ce qui nous intéresse essentiellement est l'amplitude de la tension captée : elle est la plus importante en position NOR, comme pour la machine à 2 paires de pôles et plutôt au niveau des têtes de bobines. C'est au niveau des têtes de bobines qu'il faut placer la sonde de récupération d'énergie du flux de dispersion.



Tension induite par la composante TAN en V (sortie d'amplificateur) Tension induite par la composante NOR en V (sortie d'amplificateur)

Figure III.16 : Distribution des composantes TAN et NOR (p=1)



Tension induite par la composante TAN pour 3 positions (0°, 45° et 90°) le long de la machine

Tension induite par la composante NOR pour 3 positions (0°, 45° et 90°) le long de la machine

Figure III.17 : Evolution des composantes TAN et NOR le long de la machine (p=1)

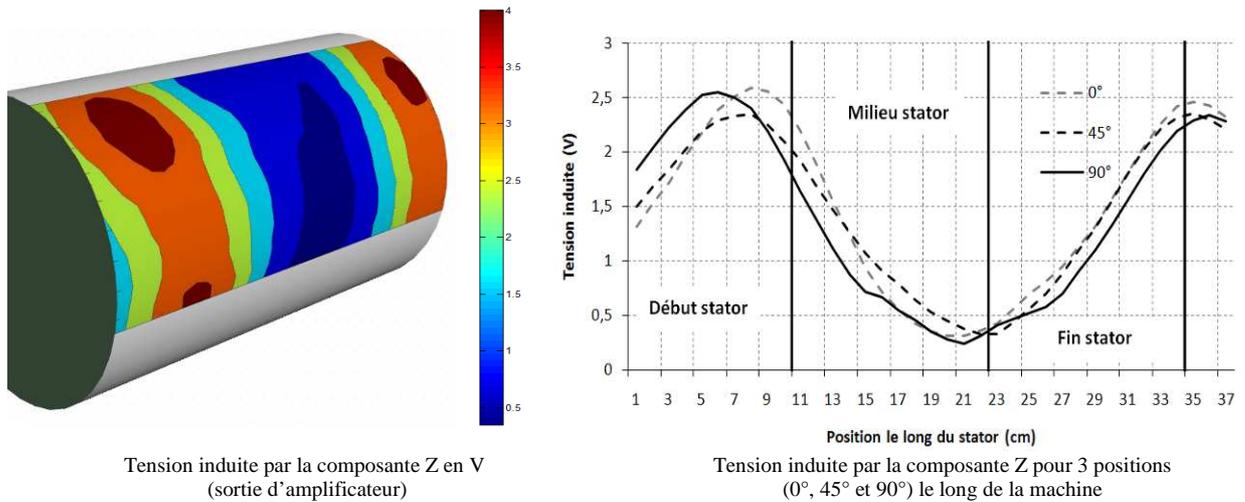


Figure III.18 : Evolution de la composante Z ($p=1$)

III.2 Dimensionnement de la sonde

Sachant que la sonde est placée en position NOR, il est possible de reprendre la théorie établie dans la partie I. Il a été établi que la fem qui apparaît aux bornes de la sonde est donnée par l'expression (I.4). Nous avons déjà évoqué l'impact des dimensions de la sonde sur l'amplitude de la fem, notamment pour éviter que le flux soit minimal. Il s'agit cette fois d'adapter le capteur afin que le flux ramassé soit le plus important possible. Dans le cas d'une machine 2 pôles, il s'agira de prendre un capteur dont l'ouverture angulaire est de 180° , 90° pour une 4 pôles, 60° pour une 6 pôles, etc. De plus, plus la largeur est importante, plus la fem sera importante. On peut donc imaginer une ceinture magnétique intégrant la sonde bobinée et fixée par aimantation ou collage à la carcasse.



Figure III.21 Photographie de la sonde

III.3 Quantification de la récupération d'énergie

Deux bobines d'ouverture optimale et de largeur 4 cm ont été placées en face d'une tête de bobine de la MAS22 kW1p660C. L'une possède 100 spires, l'autre 200. Nous avons fait débiter successivement ces capteurs dans une résistance variable. La Figure III.19 présente la puissance brûlée dans la résistance en fonction de la valeur de cette dernière. Notons que la puissance a été calculée à partir de la tension amplifiée. Nous constatons que la puissance dépend évidemment du nombre de spires et de la valeur de la résistance. Un maximum est atteint pour chaque sonde : 0.4 mW et 1.1 mW à des valeurs de résistances de 10 et 20 Ω . Il est normal que ces valeurs diffèrent car les caractéristiques du générateur équivalent de la sonde, sa résistance interne notamment, sont intrinsèquement différentes.

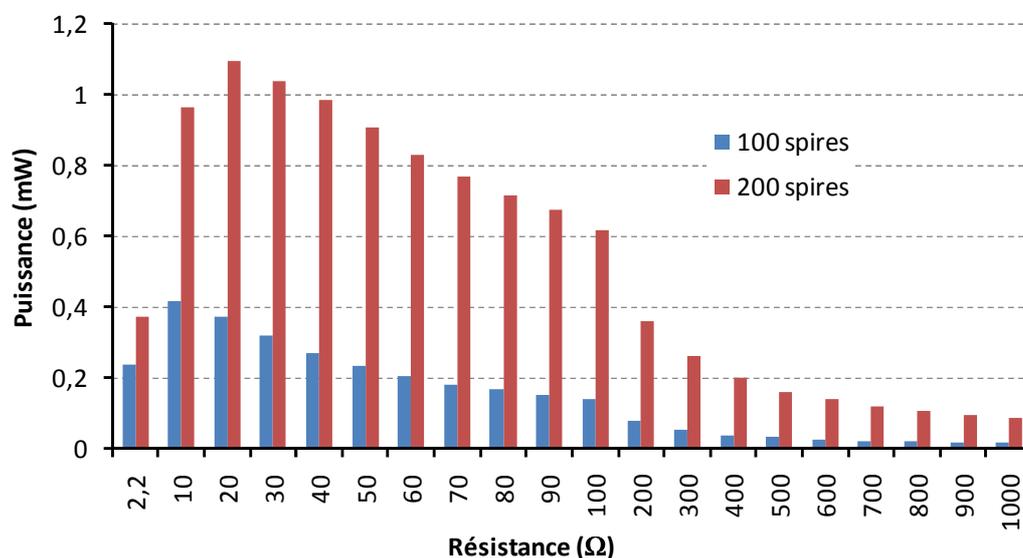


Figure III.19 : Energie consommée dans une résistance variable

Les niveaux de puissance atteints sont intéressants. L'autonomie de la cellule avec ce seul procédé est, pour, l'instant illusoire si des fonctions évoluées et, surtout, des transmissions fréquentes de données sont demandées à la cellule. Néanmoins, cette manipulation montre que la récupération d'énergie du flux de dispersion peut constituer un appoint d'énergie, directement embarqué et peu onéreux. Tout en ayant un faible coût, la bobine de captation du flux de fuite permet d'atteindre des niveaux de puissance du même ordre de grandeurs que ceux des micro-générateurs existants.

Nous avons limité nos travaux à ce stade. Le redressement du signal délivré par la sonde et le débit dans un accumulateur fait l'objet d'un travail à part entière. Nous avons néanmoins pu montrer la faisabilité de cette procédure grâce à nos investigations sur le flux de dispersion.

IV. Architecture de la cellule pour une transmission des informations sans fil

Nous avons axé nos développements sur la détermination des performances énergétiques de manière à la rendre la méthode non invasive. Nous l'avons également pensée de manière à ce qu'elle soit la plus légère possible du point de vue calculatoire. La cellule doit, pour être complète, pouvoir transférer les données qu'elle a collectées. Même si l'environnement industriel est assez bruyé du point de vue électromagnétique, La transmission sans fil est une évidence. Le premier point à effectuer est donc d'identifier les protocoles de transmission sans fil existant en fonction des besoins de la cellule. Notons que les informations à transmettre sont de taille limitée et les distances de transmission assez faibles.

IV.1 Choix du protocole sans fil

Avec le développement de l'électronique embarquée, de nombreux protocoles sans fil ont vu le jour. La Figure III.20 synthétise les différents protocoles développés actuellement par le consortium IEEE. Une analyse plus fine est présentée dans le Tableau III.2. Nous n'avons répertorié que les protocoles qui sont susceptibles de nous intéresser à savoir les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Network) [JAM].

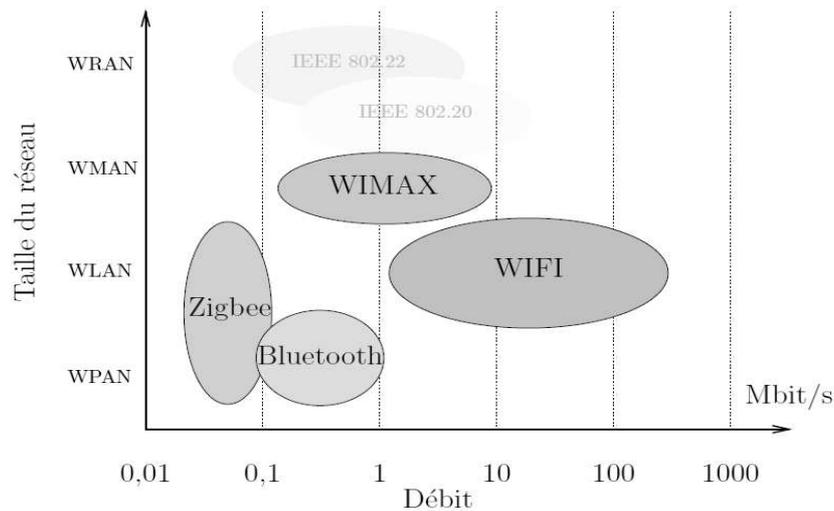


Figure III.20 : Panorama des protocoles sans fil

	Zigbee	Wifi	Bluetooth
Application	Gestion et contrôle	Email, WEB, Vidéo	Remplacement de câble
Norme IEEE	IEEE 802.15.4	IEEE 802.11	IEEE 802.15.1
Taux de transfert	250 kbits/s	11 et 54 Mbits/s	1 Mbits/s
Portée (m)	100m	100-300m	10-100m
Typologie réseau	Maille	Point d'accès	Ad-hoc
Fréquence de fonctionnement	2,4 GHz	2,4 et 2,5 GHz	2,4 GHz
Consommation	basse	haute	Moyenne
Latence du réseau	30 ms	-	20 ms
Applications	Gestion et contrôle industriel, réseaux de capteur	Connexion réseau local, accès internet	Connexion sans fil entre équipement

Tableau III.2 : Synthèse des caractéristiques des réseaux WPAN

Comme on peut le constater, le protocole qui peut répondre à notre cahier des charges est la norme 802.15.4 appelée norme « Zigbee ». Son intérêt principal est sa consommation réduite qui facilitera son intégration dans notre cellule.

Les principales caractéristiques du protocole ZigBee sont les suivantes :

- Les débits sont compris entre 20 et 250 kbits/s.
- La portée est d'environ 100 mètres aujourd'hui.
- Il y a 3 Bandes de fréquences libres :
 - ✓ 2.4 GHz mondial (250 kbps),
 - ✓ 868 MHz Europe (20 kbps)
 - ✓ 915 MHz US (40 kbps)
- Il est résistant aux interférences. C'est un point important dans la mesure où il va fonctionner collé à la carcasse de moteurs électriques.
- Différentes topologies de réseau sont rencontrées : étoile, arbre et maillée.
- Les temps de connexion sont très faibles

- Les cycles d'émissions /réceptions sont très rapides ce qui permet une faible consommation d'énergie

Toutes ces caractéristiques sont très intéressantes pour la cellule de notre travail.

IV.2 Description du réseau mis en place

Dans un premier temps, nous avons choisi une structure simple. Comme on peut le voir sur la Figure III.21, le réseau est constitué des éléments suivants :

- Cellule de mesure : elle recueille et transmet les informations du champ magnétique rayonné par le moteur.
- Coordinateur : c'est le point d'accès qui permet de recueillir les informations de la cellule de mesure. Celui-ci est connecté à un PC via une connexion USB.
- PC : un serveur HTTP et l'interpréteur du langage PHP sont installés sur cet ordinateur. Cette configuration permet de diffuser les mesures réalisées par la cellule via le réseau informatique existant. Précisons tout de même que notre but n'est pas de réaliser de la supervision mais de distribuer des informations via le réseau afin d'augmenter la portée de notre système de surveillance.
- Base de données : Le serveur de base de données archive les différents points de mesure qui arrivent sur le coordinateur. Cette configuration permet de réaliser des statistiques sur l'ensemble des mesures.

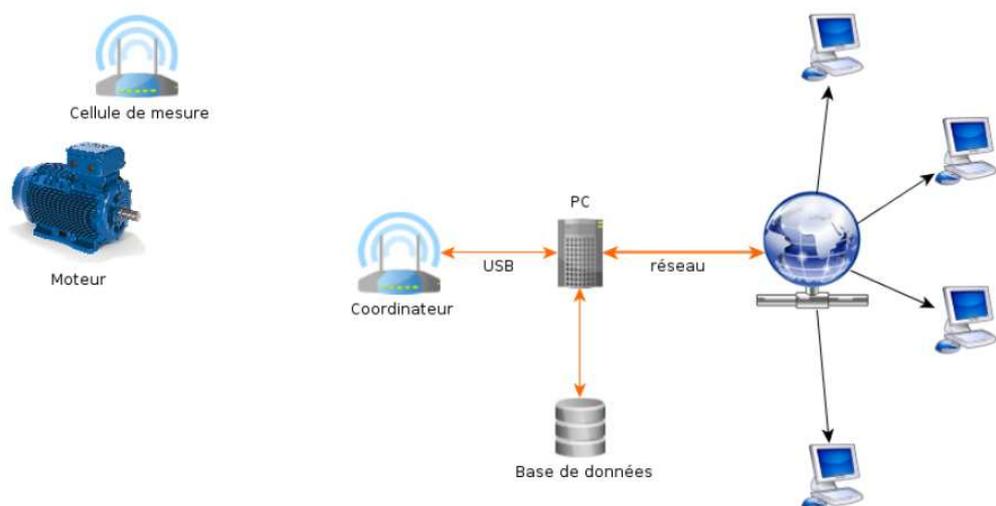


Figure III.21 : Architecture du réseau

IV.2.1 Cellule de mesure

Le développement de la cellule de mesure est primordial, puisque c'est elle qui doit assurer la mesure du champ rayonné par la machine ainsi que la transmission de l'information. A cela s'ajoute une grande autonomie de fonctionnement afin d'éviter de nombreuses interventions de maintenance. Un module développé par la société MeshNetics (Atmel), présenté à la Figure III.22, (aussi appelé Zigbit) intègre un modem radio au standard ZigBee / IEEE 802.15.4, un processeur Atmega 1281v ainsi qu'un transceiver AT86RF230 d'Atmel. Cet ensemble permet d'être programmé via un PC en langage C et à l'aide d'un environnement de programmation de type AVRStudio. Ce module est intégré sur une platine appelée Meshbean présentée à la Figure III.25 et configurée selon 3 modes :

- end-device : c'est le mode que nous utiliserons pour mettre au point notre cellule de mesure ;
- router : c'est le mode qui permet d'étendre la portée du système radio. La platine ne servant qu'à router les données d'un « end-device » vers un « coordinator » ;
- coordinator : c'est le mode que nous utilisons pour recevoir les données afin de les transmettre, via le port USB, au PC.

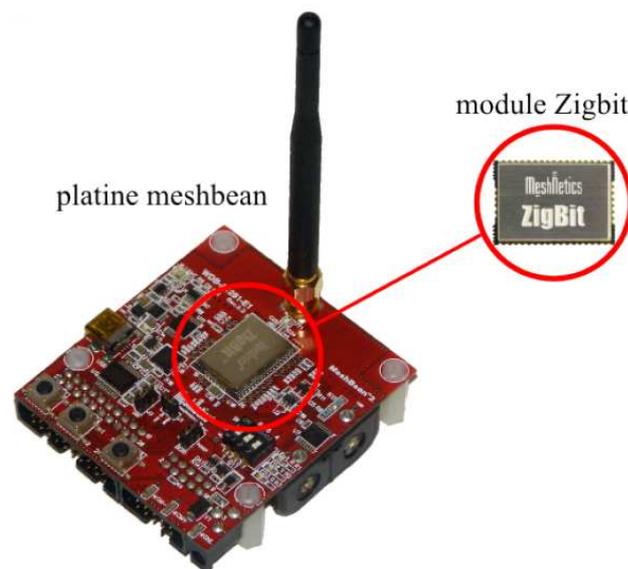


Figure III.22 : Module Zigbit et platine de développement

Cette platine est intéressante car elle possède des entrées/sorties qui permettent d'intégrer facilement les capteurs de champ et de courant. Ces derniers sont connectés sur deux des trois entrées analogiques qui sont disponibles sur l'un des connecteurs de la platine. Chaque entrée possède un convertisseur analogique/numérique de 10 bits.

La tension aux bornes de la bobine est amplifiée par amplificateur d'instrumentation ayant une grande impédance d'entrée afin de limiter la valeur du courant entrant dans l'étage d'entrée de l'amplificateur. Des contraintes supplémentaires apparaissent pour ce composant : il doit fonctionner avec une tension d'alimentation simple de 3V et il doit occuper un minimum d'espace dans la cellule. Nous avons donc choisi un boîtier CMS de type SOIC (Standard Small Outline Package) pour limiter l'encombrement (AD 623 de chez Analog Device).

IV.2.2 Le coordinateur et le PC

Le coordinateur est réalisé avec la platine MeshBean en mode « coordinator ». Cette opération est faite en configurant les interrupteurs accessibles depuis la platine qui est reliée au port USB du PC. Cette configuration permet d'alimenter le coordinateur. Afin de préserver l'autonomie des cellules de mesures, aucun calcul mathématique (moyenne, transformée de Fourier, . . .) n'est réalisé sur le microcontrôleur. C'est donc sur le PC que s'effectueront toutes ces opérations.

Nous avons installé un serveur WEB. Pour conserver une trace des mesures effectuées par la cellule autonome et pour faciliter les différents calculs mathématiques, une base de données est installée sur le PC (MySQL). La Figure III.23 présente le matériel utilisé pour recevoir les données issues de la cellule de mesure, stocker et traiter les informations. Cette architecture est facile à déployer et, de surcroît, avec un ordinateur à faibles performances.

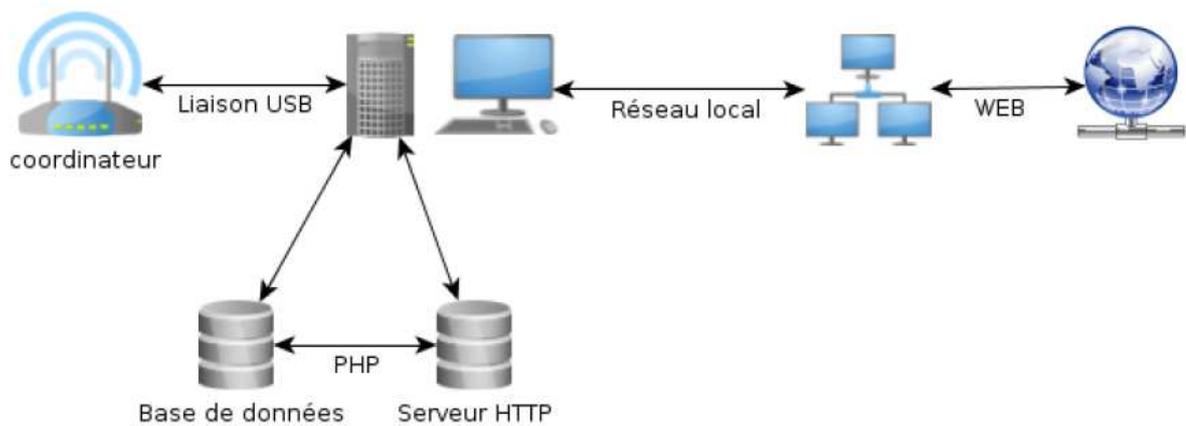


Figure III.23 : Configuration matérielle du système de réception de données

V. Conclusion

Cette troisième partie a été dédiée à l'aspect diagnostic, à l'autonomisation de la cellule ainsi qu'à la transmission des données mesurées. L'état de l'art nous a permis de connaître les différents défauts

ainsi que les techniques de diagnostic utilisant le courant statorique et le flux de dispersion. Les fréquences correspondant au défaut ont été dégagées, et grâce à cet état de l'art, nous pouvons dire qu'il est plus intéressant de transmettre les données que de les traiter dans la cellule afin de préserver son autonomie.

L'aspect autonomisation de la cellule concerne la récupération de l'énergie à partir du flux de dispersion. Une étude sur un capteur de courant a été aussi abordée dans ce travail, afin de rendre la cellule plus économique.

Enfin, la dernière partie a été dédiée à l'architecture de la cellule, ainsi que le mode de transmission des données. La contribution de F. MORGANTI a été importante car cet aspect n'entre pas directement dans notre domaine de compétences.

Conclusion générale

Le sujet de thèse se situe dans le cadre de la maîtrise énergétique des entraînements électriques. Cette étude a été consacrée à la conception d'une cellule de surveillance de la consommation d'énergie et de l'état de santé des machines à courants alternatifs. L'originalité de cette étude a consisté à estimer le couple électromagnétique d'une manière non invasive, sans mesurer la tension d'alimentation, sans démonter la machine ou accéder à son arbre. La solution suivie pour y parvenir est la mesure du champ magnétique rayonné par la machine et/ou du courant statorique. Un travail important a donc été mené dans une première partie pour caractériser le flux de dispersion numériquement, analytiquement et expérimentalement. A la suite de cette étude, trois modèles d'estimation non invasive du couple électromagnétique ont été développés sur différentes machines de différentes puissances.

La première partie a été dévolue à la caractérisation du flux de dispersion. Nous avons mis en évidence ses deux sources : les têtes de bobines et le flux émanant de l'entrefer. L'impact du matériau constituant la carcasse ou les flasques a été étudié ainsi que l'influence des ailettes sur la distribution du flux de dispersion autour de la machine. Nos conclusions stipulent que le flux axial généré par les têtes de bobines engendre deux composantes – une composante longitudinale et une composante normale – et le flux de dispersion engendré par les parties actives des conducteurs se décompose en une composante tangentielle et une composante normale. La composante normale globale résulte donc de la combinaison des deux sources du flux de dispersion, la rendant donc difficilement exploitable. La composante tangentielle s'est révélée être plus intéressante car elle constitue une image du flux d'entrefer. Cette image est néanmoins déformée par la saturation du circuit magnétique et les courants de Foucault qui circulent dans la carcasse. La saturation n'est en fait pas très gênante dans la mesure où elle intervient lorsque la machine est peu chargée. Les courants de Foucault ont une influence mais leur impact sur nos résultats est assez limité. Via cette caractérisation du flux de dispersion, nous avons levé un verrou en définissant la position idéale du capteur : tangentielle et approximativement au milieu du paquet de tôles statorique.

Dans la deuxième partie de notre travail, nous avons tenté de répondre à la difficulté majeure de notre travail qui consistait à déterminer le couple des machines AC de manière non invasive. Se passer de la mesure de la tension rendait le challenge ardu. Trois protocoles d'estimation non invasive du couple électromagnétique ont été proposés. L'accent a été mis sur l'applicabilité des modèles et des hypothèses qui leur sont associées. Les résultats présentent des erreurs inférieures à 15%, ce qui répond aux objectifs fixés par nos partenaires industriels. Le protocole utilisant la mesure du courant statorique, et celui utilisant la mesure du courant et la mesure du flux de dispersion, ont été testés sur des machines asynchrones de différentes puissances : de 3kW à 200 kW. Une autre partie qui consiste à exploiter les composantes tangentielle du flux de dispersion (image du flux d'entrefer) et suivant Z (image du courant statorique) n'a pas pu être exploitée pour la définition du couple eu égard aux impératifs temporels qui entourent un travail de thèse. Nous pensons néanmoins qu'il y a matière à exploiter ces deux

composantes de manière à s'affranchir totalement de la mesure du courant tout en définissant le couple précisément. En outre, nous pensons que cette procédure donne également une bonne définition du couple électromagnétique durant les transitoires.

La troisième partie a couvert différents aspects de la cellule : depuis son architecture matérielle et logicielle jusqu'au capteur l'équipant, en passant par une solution participant à l'accroissement de sa durée de fonctionnement. Un premier volet consacré aux méthodes de diagnostic utilisant la mesure du courant ou du flux de dispersion a permis de balayer un panel de techniques existantes. Bien des procédures se basent sur des analyses spectrales. Ensuite, nous avons proposé un capteur de courant pouvant être associé à notre cellule. La technique, dans la continuité du travail réalisé puisqu'elle se base sur la mesure du champ rayonné par un câble, permettra de réduire le coût de la cellule. Un des points clé, soulevé dès l'initiation du sujet de thèse, concerne l'autonomie de la cellule. Nous avons souligné la nécessité d'utiliser des composants à très faible consommation mais nous avons surtout mis en évidence les possibilités de récupération d'énergie en exploitant la captation du flux de dispersion de la machine. Enfin, nous avons proposé une structure matérielle de cellule et son intégration dans un réseau assurant l'interfaçage homme-cellule.

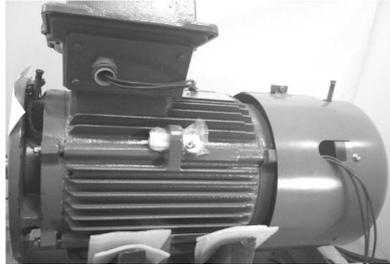
Notre étude a permis de lever des verrous importants et les perspectives de poursuite de ce travail sont nombreuses.

D'abord, l'implantation des algorithmes dans la cellule de détermination du couple doit faire l'objet d'un développement fin, intégrant les différentes conditions d'applicabilité : utiliser un protocole basique puis un autre lorsque, par exemple, une mesure au point nominal de fonctionnement a été réalisée au cours du temps. Ensuite, les aspects diagnostics méritent d'être poussés. Nous avons mis en évidence que les procédures existantes se basent sur des analyses spectrales. Sans doute faudrait-il dégager des procédures simplifiées évitant de transmettre beaucoup d'informations, transfert qui grève l'autonomie. En ce sens, un compromis entre la précision et la fréquence du diagnostic sera à étudier.

Du point de vue de l'autonomie de la cellule, des tests poussés sur un prototype totalement finalisé permettront de conclure sur la durée de fonctionnement d'une cellule. Nos investigations sur la récupération de l'énergie du flux de dispersion semblent prometteuses. La mise au point du dispositif de charge d'accumulateurs avec cette procédure dépasse le cadre de cette thèse mais il constitue un axe important.

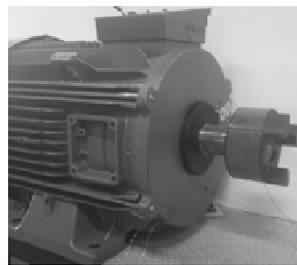
Enfin, la gestion de la multiplication des cellules pour instrumenter un parc complet de machines se posera. L'architecture que nous avons proposée ouvre la voie à un chaînage des informations par les cellules elles-mêmes.

Annexe



MAS11kW2pB

23A- $\cos\phi=0.87$ -1445 tr/mn.



MAS7.5kW2pC

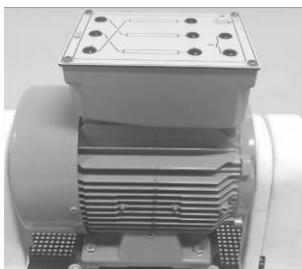
15.4A- $\cos\phi=0.86$ -1445 tr/mn.



MAS11kW2pC

21.5A- $\cos\phi=0.89$ -1445 tr/mn.

$r^s=0.426\Omega$, $R_\mu=160.2\Omega$, $X_\mu=26.8\Omega$,
 $N\omega=1.76\Omega$, $r'^r=0.485\Omega$.



MAS3kW2pC

6.3A- $\cos\phi=0.84$ -1430 tr/mn.

Cette machine est couplée avec une machine à courant continu, un couple-metre est inséré sur l'arbre de la machine.

$r^s=2.44\Omega$, $R_\mu=1220.6\Omega$, $X_\mu=71\Omega$,
 $N\omega=3.5\Omega$, $r'^r=3.5\Omega$.



MAS22kW1pC

41.2A- $\cos\phi=0.89$ -1430 tr/mn.(Montage triangle).

$r^s=0.281\Omega$, $R_\mu=615.10\Omega$, $X_\mu=52.42\Omega$,
 $N\omega=2.22\Omega$, $r'^r=1.235\Omega$.



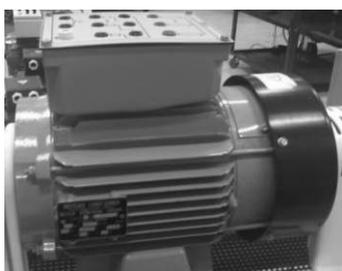
MAS11kW2p660C

13.4A- 1450 tr/mn.



MAS2.2kW2p

avec vide d'air entre la carcasse et le
paquet de tôles statorique



MAS3kW2pB

14,7/8,5 A

Rotor: $U=128$ V/14 A



MAS200kW2p660C

377A-1486 tr/mn (EDF)

Bibliographie

- [ADE] **Programme européen Motor challenge**
Brochure descriptive du projet / Site : www.motorchallenge.fr
- [ANDR] **D. A. Andrade, A. W. F. V. Silveira, P. B. Severino, T. S. Tavares**
«DSP Based Torque Estimation in Three-phase Cage Induction Motors»
Electrical machines and drives conference, 2007. pp. 1726-1731.
- [BACH] **S.Bachir**
« Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique »
Thèse de doctorat de l'école doctorale de Sciences Pour l'Ingénieur, Université de POITIERS 17/12/2002.
- [BAST] **C. Bastiaensen, W. Deprez, W. Symens, J. Driesen**
«Parameter Sensitivity and Measurement Error Propagation in Torque Estimation Algorithms for Induction Machines».
IMTC 2006-Instrumentation and Measurement. Technology Conference, Sorrento, Italy
24-27 April 2006.
- [BEL1] **A. Bellini, C. Concari, F. Filippetti, G. Franceschini, E. Lorenzani, C. Tassoni**
«Induction Motors Diagnosis using Deceleration Test, A Possible Improvement».
Industry Application Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Vol. 3, pp. 1874-188.
- [BEL2] **A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini**
«On-Field Experience With Online Diagnosis of Large Induction Motors Cage Failures Using MCSA».
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 38, N°4, July/August 2002, pp. 1045-1053.
- [BIR] **Y. Birsen, Gerald B. Kliman**
« An adaptative Statistical Time-Frequency Methode for Detection of Broken Bars and Bearing Faults in Motors Using Stator Current ».
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 35, N°2, March/April 1999, pp. 442-452
- [BLOD] **M. Blödt**
«Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives. Application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation».
Thèse de doctorat en Génie Electrique, Toulouse, 14/09/2006.
- [BON] **A. H. Bonnett, G. C. Soukup**
«Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors».
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28 N°4, July/August 1992, pp 921-937.

- [BOU] **A. Bouzida, S. Hamdani, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, A. Rezzoug**
«An Experimental Study on Stator and Rotor Defects of Squirrel cage Induction Machines».
Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, Rome Italy, September 2010, pp. 1-6
- [BRU1] **J.F. Brudny, D. Roger**
« Induction machine speed sensor based on stator current measurement ».
Power Electronics and Variable speed Drives, 23-25 September 1996, conference Publication N° 429
- [BRU2] **J.F. Brudny**
Cours d'Electrotechnique, Master 2 SPI, année universitaire 2007-2008
- [BRU3] **J-F. Brudny, J-Ph. Lecointe, F. Morganti, F. Zidat, R. Romary**
«Use of the external magnetic field to determine some induction machine parameters»
IEEE Trans. on Magnetics, Vol 46, n°6, 2010, pp. 2205–2208.
- [BUI] **V. P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, J.-L.Coulomb**
« Noninvasive Fault Monitoring of Electrical Machines by Solving the Steady-State Magnetic Inverse Problem ».
IEEE Transactions on magnetics, Vol. 44, N°6, June 2008, pp. 1050-1053
- [BUL] **A.Bulent, H. Joel Trussell, M. Chow, M. Song**
«On the Use of a Lower Sampling Rate for Broken Rotor Bar Detection With DTFT and AR-Based Spectrum Methods».
IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 55, N°. 3, March 2008, pp.1421-1434
- [CEB] **A.Ceban, R. Pusca, R. Romary**
« Eccentricity and broken Rotor Bars Faults- Effects on the external Axial Field ».
Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, Rome Italy, September 2010, pp. 1-6
- [CUNI] **A. Cunière, G. Feld**
Cours sur le moteur Asynchrone
Lien : <http://www.iufmrese.cict.fr/catalogue/2002/cuniere/mas/Mas.shtml>
- [DEM] **C. Demian, A. Mpanda-Mabwe, H. Henao, G. Capolino**
«Detection of Induction Machines Rotor Faults at Standstill Using Signals Injection».
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 40, N° 6, November/December 2004, pp. 1550-1559
- [DIDI] **G. Didier**
« Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances »
Thèse de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29/10/2001.
- [DON] **P. O'Donnell**
«Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part1».

- IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA 21, N° 4, July/August 1985 pp 853 – 864.
- [GAE] **G. Didier, H. Razik**
« Sur La Détection D’Un Défaut Au Rotor Des Moteurs Asynchrones ».
La Revue 3EI, N° 27, décembre 2001, pp.53-63
- [GUI] **G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, G. O. García**
«Separating Broken Rotor Bars and Load Oscillations on IM Fault Diagnosis Through the Instantaneous Active and Reactive Currents».
IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 56, N°.11, November 2009, pp. 4571-4580.
- [HEDA1] **Sh. Hedayati K’ia, H. Henao, G-A. Capolino**
«Non-Stationary Condition Tensional Vibration Monitoring Using Induction Machine Electromagnetic Torque Estimation»
Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines. Paper ID 1449
- [HEDA2] **S. Hedayati K’ia, H. Henao, G.A. Capolino**
«Tensional Vibration Monitoring Using Induction Machine Electromagnetic Torque Estimation»
Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, pp. 3120-3125
- [HEN1] **H. Henao, C. Demian, G. Capolino**
« A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machines Using an External Flux Sensor».
IEEE transactions on industry applications, Vol 39, N° 5 September/October 2003, pp. 1272-1279
- [HEN2] **H. Henao, G. A. Capolino, C. MArtis**
«On the stray Flux Analysis for the Detection of the Three-Phase Induction Machine Faults».
Industry Application Conference, 2003, 38th IAS Annual Meeting. Vol. 2, pp. 1368-1373.
- [HENA] **H. Henao**
« Détection des défauts de couplage dans les rotors à cage d’écureuil à l’arrêt »
J3eA, Journal de l’enseignement des sciences et technologies de l’information et des systèmes, 2005, Vol.4, hors série 4,6.
- [HOVI] **B. Hovingh, W.W.L Keerthipala Wei-Yong Yan**
«Sonsorless speed Estimation of an Induction Motor in a Field Orientated Control System».
School of Electrical and Computer Engineering Curtin University of Technology, Australia

- [HUBE] **A. Hubert**
«Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de machines électriques-convertisseurs statiques de puissance. Application à la machine asynchrone».
Thèse de doctorat de l'UTC, 13/12/2000.
- [JAC] Devices Multi-Sensors (D.M.S.) for Electric Motors. eemods09conference, 14-17 Sept, France: Nantes, 2009, paper 018.
- [JAM] James Gilb. IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee. Sous la dir. d'IEEE. 2011. url : <http://www.ieee802.org/>
- [JOK] **G. M. Joksimovic, J. Penman**
«The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors».
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, N°5, October 2000, pp. 1078-1084
- [LEC] **J-Ph. Lecoïnte**
Réalisation d'un bavard
Contrat avec la société DELSTAR, Nov. 2005, 19 pages
- [LEC2] **J-Ph. Lecoïnte, B. Cassoret, J-F. Brudny**
« Distinction of tothing and saturation effects on magnetic noise of induction motors»
Progress In Electromagnetics Research PIER 112 (2011) pp. 125–137
- [LEC3] **J.Ph. LECOINTE, F. MORGANTI, F. ZIDAT, J.F. BRUDNY, R. ROMARY, T. JACQ , F. STREIFF .**
«Effects of external yoke and end-bells on AC motor external field».
CEM 2011, Conference on Computation in Electromagnetics, Avril 2011, WROCLAW, Poland, CD-Rom.P2-19.
- [MESS] **M. Messaoudi, H. K'raïem, M. Ben Hamed, L. Sbita, M.N. AbdelK'arim**
«A Robust Sensoless Direct Torque Control of Induction Motor Based on MRAS and Extended K'alman Filter».
Leonard Journal of Sciences ISSN 1583-0233. Issue 12, January-June 2008, pp. 35-56.
- [MEZA] **S. Mezani**
« Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction en tenant compte des harmoniques d'espace »
Thèse présentée à l'INPL, soutenue à Nancy le 08/07/2004
- [MIC] <http://www.microstrain.com/wireless-sensors.aspx>

- [NEJ] **H. Nejjari, M. Benbouzid**
« Monitoring and diagnosis of induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach».
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 36, N° 3, May/June 2000
- [NIU] **F. Niu, J. Huang**
«Rotor Broken Bars Fault Diagnosis for Induction Machines Based on the Wavelet Ridge Energy Spectrum».
Proceeding of the Eight International Conference on Electrical Machines and Systems. Vol. 3, 2005, pp. 2274-2277
- [OND] **O. Ondel**
«Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-Machines asynchrones».
Thèse de doctorat 2006, Ecole doctorale de Lyon.
- [RAS] **Rastko Fišer, Stanislav Ferkolj**
« Application of a Finite Element Method to predict Damaged Induction Motor Performance».
IEEE Transactions on magnetics, Vol. 37, N°5, September 2001, pp. 3635-3639
- [RAZ] **H. Razik**
« Le contenu Spectral Du Courant Absorbé Par La Machine Asynchrone En Cas De Défaillance, Un Etat De l' Art».
La revue 3EI n°29 – Juin 2002, pp 48-52
- [ROM1] **R. Romary**
« Etude et exploitation des phénomènes générés par les harmoniques d'induction dans les machines électrique »

Rapport de synthèse en vue d'obtenir l'Habilitation à diriger des recherches, Béthune, 28/11/2007
- [SAH] **M. Sahraoui, S. E. Zouzou, A. Ghoggal, S. Guedidi**
«A New Methode to Detect Inter-Turn Short-Circuit in Induction Motors».
Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, Rome Italy, September 2010, pp. 1-6
- [SAHR] **M. Sahraoui, S.E. Zouzou, A. Manacer, A. Aboubou, A. Derghal**
« Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage »
Courier du Savoir – N°05, Juin 2004, pp.57-61.
- [SALO] **S. Salon, S. Bhatia, D. Burow**
«Some Aspects of Torque Calculations in Electrical Machines».
Magnetics, IEEE Transactions on. Volume 33, Issue 2, Mar 1997, pp. 2018 – 2021

- [SEGU] **G. Séguier, F. Notelet**
Electrotechnique Industrielle
- [SHA] **H. Shahin, H. Henaou, G. Capolino**
« Diagnosis of Broken Bar Fault in Induction Machines Using Discrete Wavelet Transform without Slip Estimation».
Industry Application Conference, 2007, 42nd IAS Annual meeting conference, pp. 1917-1922.
- [SHA] **H. Shahin, H. Henaou, G. Capolino**
«A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection».
IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 54, N°. 4, AUGUST 2007, pp.2305-2314.
- [STAN] **F. L. Stanislaw, A. H. M. Sadrul Ula, Andrzej M. Trzynadlowski**
«Instantaneous Power as a Medium for the Signature Analysis of Induction Motors».
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 32 N°4, July/August 1996 pp. 904-909
- [THA1] **D. Thailly**
« Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif. Application au diagnostic »
Thèse de doctorat en Génie Electrique, Béthune, 4/07/2007.
- [THA2] **D. Thailly, R. Romary, J.-F. Brudny**
«Quantitative analysis of the external radial magnetic field for detection of stator inter-turn short in induction machines».
Proceeding of the International Power Electronics and Motion Control Conference. Dresde, Allemagne, CD-ROM Article N°124, Septembre 2005.
- [THO] **W. T. Thomson, M. Fenger**
«Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults ».
IEEE Industry application magazine, July/August 2001, pp.26-34.
- [YACI] **B Yazici, GB. K'liman, WJ. Premerlani. RA. K'oegl, and A Abdel-MaleK'**
«An Adaptive, On-line, Statistical Method for Detection of Broken Bars In Motors Using Stator Current and Torque Estimation».
IEEE Industrial Applications Society. Annual Meeting. New Orleans, October 5-9, 1997, pp221-227
- [YANT] **H. Yantour , J.Saadi, A .K'houmsi**
« Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) »
6^e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006, Rabat, Maroc, « Modélisation, Optimisation et Simulation des Systèmes : Défis et Opportunités

- [ZID]** **F. ZIDAT, J. Ph. LECOINTE, F. MORGANTI, J. F. BRUDNY, T. JACQ, F. STREIFF.**
« Non invasive sensors for the energy monitoring of AC electrical rotating machines». Revue Sensors, ISSN 1424-8220, Sensors 2010(10), doi:10.3390/s100807874. Consultable en ligne. 10(8), pp. 7874-7895.