

THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de
Docteur de l'Université d'Artois

Discipline : Génie Électrique

par

Mohamed Omar YOUNSI

Analyse, diagnostic et optimisation énergétiques d'un parc de machines électriques sur site industriel

Soutenue publiquement le 13 octobre 2017 devant le jury composé de :

Rapporteurs :

R. IBTIOUEN	Professeur, LRE – Ecole Nationale Polytechnique d'Alger
X. MININGER	Professeur, GeePs – Université Paris-Sud

Examineurs :

L-L. ROUVE	Ingénieur de Recherche HDR, G2ELab – Grenoble INP (Présidente du jury)
A. REZZOUG	Professeur émérite, GREEN – Université de Lorraine
J-Ph. LECOINTE	Professeur, LSEE – Université d'Artois, Directeur de thèse
F. MORGANTI	MCF, LSEE – Université d'Artois, Co-encadrant de thèse
O. NINET	MCF, LSEE – Université d'Artois, Co-encadrant de thèse
M. BUIRE	Ingénieur Energie, Aluminium Dunkerque (Invité)

Remerciements

Ce sont là les derniers mots que j'écris dans ce manuscrit et ce sont probablement les plus difficiles à trouver. La tradition les place en premier car ils sont importants et j'espère qu'ils sauront retranscrire toute ma gratitude envers celles et ceux qui m'ont entourés et aidés durant ces trois années.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE), sous la direction de Monsieur Jean-Philippe LECOINTE, Professeur des Universités et Directeur du LSEE ; c'est un immense honneur pour moi d'avoir travaillé à ses côtés. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a accordée en me confiant ce sujet, pour ces précieux conseils et pour sa rigueur et son soutien inconditionnel durant ces trois années. Je me dois de souligner sa grande disponibilité et son écoute, ainsi que ses qualités humaines indéniables. Bien qu'il soit difficile d'exprimer ici toute ma gratitude, qu'il trouve en cette thèse le témoignage de ma profonde reconnaissance.

Mes remerciements vont également à Monsieur Jean-François BRUDNY, Directeur du LSEE au début de la thèse, pour m'avoir accueilli et intégré dans son équipe de recherche.

Je tiens à remercier très chaleureusement Monsieur Olivier NINET et Monsieur Fabrice MORGANTI, Maîtres de Conférences à l'Université d'Artois et co-encadrants de ce travail de thèse. Merci pour votre suivi régulier, pour vos conseils si précieux, pour votre disponibilité et pour votre constant soutien tout au long de ces années. Je vous remercie également pour vos qualités humaines et pour l'ambiance amicale que vous avez su créer entre nous. Ce fut un vrai plaisir et un grand honneur de travailler avec vous.

Que Monsieur Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et Monsieur Xavier MININGER, Professeur à l'Université Paris-Sud, trouvent l'expression de ma profonde reconnaissance pour avoir accepté et pour m'avoir fait l'honneur d'examiner mes travaux de recherche en qualité de rapporteurs. Merci pour la pertinence des remarques et des questions formulées au cours de nos échanges

Je présente mes sincères remerciements à Madame Laure-Line ROUVE, Ingénieure de Recherche HDR à Grenoble INP, qui m'a fait l'honneur d'examiner mes travaux et de présider le jury de soutenance.

Je tiens à adresser ma profonde gratitude à Monsieur Abderrezak REZZOUG, Professeur émérite à l'Université de Lorraine, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie du jury et pour la qualité des remarques et des propositions concernant le manuscrit.

Je tiens également à remercier Monsieur Matthieu BUIRE, Ingénieur Energie et Garant Haute Tension chez Aluminium Dunkerque, pour son suivi régulier et pour la vision industrielle qu'il a apportée à ce travail. Je le remercie pour sa confiance et pour la grande liberté qu'il m'a octroyée sur le site industriel durant la phase de validation du prototype de la cellule. Merci également d'avoir porté et soutenu le projet de remplacement des moteurs des CTG devant la direction du site.

Mes sincères remerciements s'adressent également à Monsieur Pascal DAVID, Fiabiliste chez Aluminium Dunkerque, pour son aide et sa disponibilité lors de mes interventions sur le site, pour ses conseils sur l'industrialisation du prototype de la cellule ainsi que pour ses qualités humaines.

J'ai apprécié les contacts que j'ai pu avoir avec les équipes dans les différents secteurs du site Aluminium Dunkerque lors de mes visites, dont les membres ont toujours été à l'écoute et sympathiques. Merci à toutes celles et ceux qui ont contribué à l'avancement de ce travail.

Ces travaux n'auraient pas été possibles sans financement ni moyens. À ce titre, je veux remercier l'entreprise Aluminium Dunkerque, du groupe Rio Tinto, qui a financé ce travail. Je remercie également la CCI Côte d'Opale pour l'accompagnement financier de cette thèse, notamment pour la partie matériel. Par ailleurs, ce travail s'inscrit dans le cadre de l'axe « Éco-Efficacité Environnementale » du pôle de recherche Maitrise Energétique Des Entraînements Electriques (MEDEE) et, à ce titre, je souhaite remercier Monsieur Paul DUCASSE, Directeur Général du pôle MEDEE, pour la qualité des échanges que nous avons eus lors des comités de suivi de thèse.

Je voudrais aussi remercier mes amis doctorants du LSEE avec qui j'ai passé plus de trois années dans une ambiance fort sympathique et dans la bonne humeur. Je remercie également l'ensemble du personnel de la FSA de Béthune pour sa gentillesse et pour la gaîté de l'ambiance qui y règne.

Une pensée particulière à mes amis proches. Je ne citerai pas de nom car j'ai peur d'en oublier mais je tenais à vous dire merci pour tous ces beaux moments de décompression qu'on a partagé mais aussi pour avoir été là pendant les périodes plus sombres.

Je souhaite à présent terminer ces remerciements avec celles et ceux qui sont au plus profond de mon cœur. Un très grand merci à mes parents et à ma sœur, sans qui je ne serais jamais arrivé là. Je vous remercie de tout cœur pour votre amour et pour votre soutien sans faille. Ce travail vous est dédié. Je souhaite également remercier ma grand-mère et ma famille de Chelles pour leurs encouragements et soutien. Ce travail leur est également dédié.

J'ai certainement oublié de mentionner dans cette liste des personnes qui à un moment ou à un autre m'ont apporté leur aide dans mon travail de thèse ; que tous ces anonymes soient remerciés.

Table des matières

Remerciements	3
Table des matières	5
Introduction générale	9

Chapitre I : Contexte général de l'étude et état de l'art

I.1. Introduction	14
I.2. Contextes énergétique et économique	14
I.3. Normes et directives relatives à l'efficacité énergétique des moteurs électriques	17
I.3.1. Classification des niveaux de rendements des moteurs électriques selon la Norme CEI 60034-30-1	17
I.3.2. Directives de la Commission Européenne sur l'écoconception des moteurs électriques	19
I.4. Analyse du parc machines électriques du site industriel – Aluminium Dunkerque	20
I.5. Définition des contraintes industrielles et du cahier des charges	21
I.6. Etat de l'art sur les techniques de diagnostics énergétiques	22
I.6.1. Méthodes normalisées pour la détermination du rendement des moteurs électriques	23
I.6.2. Cas de la machine asynchrone	24
I.6.2.1. Méthodes normalisées pour la détermination du rendement des machines asynchrones	24
I.6.2.2. Méthodes de détermination du rendement d'un moteur asynchrone in-situ	29
I.6.2.3. Comparaison des différentes méthodes de détermination du rendement des machines asynchrones	35
I.7. Conclusion	38

Chapitre II : Méthodes d'estimation non invasive de l'état de charge d'un moteur asynchrone

II.1. Introduction	40
II.2. Estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant	41
II.3. Estimation du niveau de charge d'un moteur asynchrone à partir du champ de dispersion	45
II.3.1. Caractérisation du champ magnétique de dispersion rayonné par une machine asynchrone	46

II.3.2. Mesure du champ magnétique de dispersion	52
II.3.3. Exploitation de la composante tangentielle du champ de dispersion.....	54
II.3.3.1. Procédure d'estimation du couple à partir de la mesure du courant et du champ de dispersion « ProtoIF »	54
II.3.3.2. Calibration de la technique d'estimation du couple à partir du courant et de la composante tangentielle du flux de dispersion.....	58
II.3.4. Exploitation de la composante axiale du champ de dispersion.....	64
II.3.4.1. Estimation du courant absorbé par une machine asynchrone à partir de la mesure du champ de dispersion	64
II.3.4.2. Estimation du couple par la seule mesure du champ de dispersion.....	83
II.4. Conclusion.....	87

Chapitre III : Estimation du niveau de charge d'un moteur asynchrone alimenté par une tension variable en conditions industrielles

III.1. Introduction	92
III.2. Impact des variations de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par une machine asynchrone	92
III.2.1. Protocole expérimental	93
III.2.2. Résultats expérimentaux.....	93
III.2.3. Analyse des résultats	95
III.2.3.1. Modèle analytique	95
III.2.3.2. Approche numérique	98
III.2.4. Conséquences sur l'estimation du courant absorbé.....	102
III.2.5. Conséquences des variations de la tension d'alimentation sur les méthodes d'estimation non-invasive du couple électromagnétique	104
III.2.5.1. Conséquences sur « <i>ProtoIF</i> »	104
III.2.5.2. Conséquences sur « <i>ProtoFF</i> »	106
III.3. Impact d'un déséquilibre de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par une machine asynchrone	108
III.3.1. Dispositif expérimental.....	108
III.3.2. Analyse des résultats	109
III.3.2.1. Cas de la composante tangentielle.....	109
III.3.2.2. Cas de la composante axiale.....	110
III.3.3. Conséquences sur l'estimation du courant absorbé	110

III.3.4. Conséquences sur l'estimation du couple électromagnétique par « <i>ProtoIF</i> » et par « <i>ProtoFF</i> »	111
III.3.4.1. Conséquences sur « <i>ProtoIF</i> »	112
III.3.4.2. Conséquences sur « <i>ProtoFF</i> »	113
III.4. Caractérisation du flux de dispersion dans le cas des machines asynchrones alimentées à fréquence variable	115
III.4.1. Dispositif expérimental.....	115
III.4.2. Résultats expérimentaux.....	116
III.4.3. Estimation du courant à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion dans le cas d'une alimentation à fréquence variable	119
III.4.4. Conséquences sur « <i>ProtoIF</i> » et sur « <i>protoFF</i> »	121
III.5. Conclusion.....	123

Chapitre IV : Diagnostic et optimisation énergétiques de moteurs asynchrones en milieu industriel

IV.1. Introduction.....	126
IV.2. Cycles de fonctionnement d'un moteur asynchrone	126
IV.2.1. Cycles de fonctionnement types	127
IV.2.2. Valeurs moyennes de la puissance pour un cycle de fonctionnement défini	127
IV.3. Système d'identification du cycle de fonctionnement d'un moteur asynchrone en milieu industriel.....	128
IV.3.1. Système de transmission sans fil des données.....	129
IV.3.1.1. Choix du protocole et du matériel radio.....	129
IV.3.1.2. Intégration d'un microcontrôleur :.....	132
IV.3.1.3. Conception de l'étage d'entrée	133
IV.3.1.4. Conception de la passerelle.....	133
IV.3.1.5. Déploiement des serveurs Base De Données (BDD) et WEB	133
IV.3.1.6. Assemblage du système	135
IV.3.1.7. Architecture logicielle du système	136
IV.3.1.8. Pourquoi cette architecture ?.....	138
IV.3.2. Implantation de l'algorithme de détermination du niveau de charge d'un moteur asynchrone.....	138
IV.3.2.1. Calibration de « <i>ProtoIF</i> » en milieu industriel	138
IV.3.2.2. Algorithme général pour l'estimation du couple électromagnétique	141
IV.4. Etude de l'adéquation d'un moteur asynchrone alimenté par le réseau à sa charge	142

IV.4.1. Détermination de la puissance nominale du moteur adapté à un cycle de fonctionnement défini.....	142
IV.4.2. Prise en compte de l'efficacité énergétique dans la sélection du moteur	145
IV.5. Application sur site industriel	147
IV.5.1. Influence de l'inclinaison du capteur de flux de dispersion sur « <i>ProtoIF</i> »	147
IV.5.2. Installation d'une première cellule sur le site industriel.....	151
IV.5.2.1. Contexte industriel	151
IV.5.2.2. Environnement électromagnétique.....	152
IV.5.2.3. Diagnostic énergétique – moteurs MAS315kW4pC-IE1 des CTG	153
IV.5.2.4. Optimisation énergétique – moteurs MAS315kW4pC-IE1 des CTG.....	155
IV.5.3. Vers l'optimisation énergétique de la cellule de diagnostic énergétique	158
IV.5.4. Installation d'une seconde cellule sur le site industriel	159
IV.6. Réflexion sur la gestion du parc moteur du site industriel.....	161
IV.6.1. Etat de l'art.....	162
IV.6.2. Analyse expérimentale	164
IV.7. Conclusion	166
Conclusion générale	167
Annexes	171
Bibliographie	184

Introduction générale

Le sujet de cette thèse résulte d'une idée lancée en 2005 : « comment savoir, de manière non-invasive, si un moteur AC est bien dimensionné pour la charge qu'il entraîne ? ». À l'époque, EDF est volontaire dans cette démarche, assez originale, pour proposer à ses clients des solutions destinées à réduire les gaspillages énergétiques. C'est l'ADEME qui a cofinancé avec EDF un premier travail de thèse qui a conduit à proposer une méthode de détermination du couple électromagnétique des machines asynchrones connectées au réseau, méthode basée sur les seules mesures du courant et du champ magnétique rayonné par ces machines. Ce challenge relevé, la méthode poussée à un niveau TRL 4, nécessitait des développements supplémentaires pour la rendre plus fiable d'une part et, d'autre part, plus facilement implantable sur site industriel.

C'est dans ce contexte que le pôle MEDEE (Maîtrise Énergétique Des Entraînements Électriques) a présenté le procédé à des industriels très énergivores des Hauts-de-France. L'entreprise Aluminium Dunkerque du groupe Rio Tinto Alcan, le plus grand site de production d'aluminium primaire en Europe, s'est alors engagée à supporter un travail de thèse aux objectifs multiples et ambitieux : mettre au point une cellule de diagnostic énergétique totalement non-invasive, définir ses limites, assurer un diagnostic consultable à distance, chiffrer les économies réalisables lors de l'utilisation d'une motorisation adaptée, statuer sur l'intérêt d'une réfection par rapport à un renouvellement à neuf... En résumé : « créer un outil de diagnostic énergétique d'un parc de machines électriques simple, précis, fonctionnel et exploitable en milieu industriel.

Ce travail a donc été financé par la société Aluminium Dunkerque via une bourse CIFRE de l'ANRT. Les travaux ont été menés au sein du Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE, EA 4025) de l'Université d'Artois. Il rentre dans le cadre des projets phares du pôle MEDEE et il a également fait l'objet d'un support financier de la CCI Côte d'Opale pour l'achat des matériels utilisés dans le cadre de cette thèse.

Afin de répondre aux objectifs énoncés précédemment, le manuscrit est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre de ce mémoire présente une analyse des contextes industriel, juridique, environnemental et économique dans lesquels se situe notre travail. Un état de l'art sur les méthodes existantes pour la caractérisation énergétique des machines tournantes est proposé. Cette synthèse vise à comparer les différentes techniques ; d'une part les méthodes normalisées nécessitant des essais spécifiques et, d'autre part, les méthodes plus exploratoires, plus particulièrement celles dites « non-invasives ».

Le second chapitre est dédié à la présentation des quatre méthodes non-invasives proposées pour la détermination du niveau de charge d'une machine asynchrone directement connectée au réseau. Deux de ces méthodes, basées sur la mesure du flux magnétique de dispersion rayonné par la machine et/ou du courant absorbé, ont été extraites des travaux de F. Zidat et ont fait l'objet, dans le cadre de cette thèse, de recherches complémentaires visant à améliorer leur précision et à simplifier la procédure de calibration. Après avoir constaté que, dans bien des applications industrielles, la mesure du courant de manière non-invasive n'est pas toujours possible, deux méthodes complètement non-invasives, basées sur l'exploitation de la seule mesure du flux magnétique de dispersion rayonné par les machines asynchrone, sont proposées.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de l'applicabilité des méthodes proposées pour l'estimation du niveau de charge des machines asynchrones dans le cas d'une alimentation de la machine par un système de tensions variables dans le temps. Dans un premier temps, il s'agira de chiffrer l'impact des variations de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par la machine et, donc, sur

les méthodes d'estimation du courant et du couple électromagnétique qui sont basées sur la mesure de cette grandeur. Dans un second temps, l'influence des légers déséquilibres de tension sur le flux de dispersion et sur les différentes méthodes proposées est étudiée. Dans un troisième temps, une étude exploratoire est menée sur la caractérisation du flux de dispersion rayonné par les machines asynchrones alimentées par variateurs électroniques de fréquence et la précision des différentes méthodes est chiffrée dans le cas d'une alimentation à fréquence variable.

Le quatrième chapitre est axé sur la cellule de diagnostic énergétique qui a été développée dans le cadre de cette thèse. D'abord, nous commencerons par une présentation des différentes étapes suivies lors du développement et de la réalisation de cette cellule. Ensuite, les algorithmes d'aide à la décision concernant l'adéquation d'un moteur asynchrone avec la charge qu'il entraîne sont détaillés. Ces algorithmes concernent la détermination de la puissance nominale du moteur nécessaire à l'entraînement de la charge à partir du cycle de fonctionnement défini par la cellule. Par la suite, ces algorithmes, associés avec la cellule de diagnostic énergétique, sont appliqués à des échantillons du parc moteur du partenaire industriel à des fins d'optimisation énergétique de certaines motorisations du site. Enfin, une réflexion sur la gestion d'un parc moteur sur site industriel est menée avec pour objectif de chiffrer l'impact d'un rebobinage sur les performances énergétiques d'une machine asynchrone.

Préliminaire relatif aux notations :

Dans ce mémoire, la valeur instantanée d'une variable est notée x . Cette quantité est affectée d'un indice supérieur « s » ou « r » selon qu'il s'agit d'une grandeur relative, respectivement, au stator ou au rotor. Toute grandeur sinusoïdale x sera exprimée en fonction du temps sous la forme $x(t) = \hat{x} \cos(\omega t + \varphi)$ avec $\hat{x} = X \sqrt{2}$, X et φ étant respectivement sa valeur efficace et son déphasage par rapport à la référence choisie.

Précisons que, sauf indication contraire, les grandeurs considérées correspondent aux fondamentaux et seront affectées, si nécessaire, d'un indice inférieur (l). Pour les harmoniques, l'indice inférieur sera (k). Les indices inférieurs n et 0 indiquent qu'il s'agit de grandeurs relatives, respectivement, au régime nominal et à la marche à vide de la machine. L'absence d'indice signifie que la variable est considérée de manière générale.

Enfin, les machines asynchrones évoquées seront désignées de la manière suivante :

MAS_{puissance_en_kW}**kW**_{nbr_de_pôles}**p**_{type_de_rotor(B_ou_C)}**-IE**_{classe_énergétique}

Par exemple, MAS11kW4pC-IE2 désigne une machine asynchrone de 11 kW, à quatre pôles, à cage d'écureuil et de classe énergétique IE2.

Chapitre I : Contexte général de l'étude et état de l'art

I.1. Introduction

La situation de ce travail mérite que l'on s'intéresse aux contextes industriel, environnemental et économique. En effet, concevoir des dispositifs d'analyse de machines asynchrones, et plus largement d'un parc de machines industrielles, s'explique par le contexte énergétique mondial, des incitations juridiques pour réduire l'empreinte environnementale des équipements électriques et, surtout, par l'évolution du coût de l'énergie.

Ce premier chapitre présente donc un double objectif :

- Analyser le contexte énergétique dans lequel se situent les machines électriques tournantes d'une part et, d'autre part, en déduire les impacts économiques ;
- Effectuer un état de l'art sur les méthodes existantes pour caractériser les machines tournantes sur site. Nous nous intéresserons aux méthodes inscrites dans les normes et, également, aux méthodes plus-exploratoires qui se veulent non-invasives.

I.2. Contextes énergétique et économique

De nos jours, les entraînements électriques consomment une énergie électrique colossale, avec près de 46% de la consommation mondiale d'électricité [1]. Cette énergie représente une facture annuelle de 565 billion \$ et il est prévu qu'elle atteigne 900 billion \$ en 2030 [2]. Le Tableau I.1 illustre la répartition, à l'échelle mondiale, de l'énergie consommée par les entraînements électriques selon les secteurs d'activités.

Tableau I.1 : Consommation des entraînements électriques par secteur d'activité [2], [3]

Sector	Electricity consumption	% of all EMDS electricity	% of sector electricity
Industrial	4 488 TWh/year	64%	69%
Commercial	1 412 TWh/year	20%	38%
Residential	948 TWh/year	13%	22%
Transport and agriculture	260 TWh/year	3 %	39%

En France, les moteurs électriques sont responsables de 67% (77TWh) de la consommation électrique dans le secteur industriel [4]. 18% de ces 67% sont utilisés pour la ventilation, 16% servent au pompage, 10% à la production du froid, 10% sont dédiés à la compression d'air et les 46% restant sont utilisés par des systèmes d'entraînements, comme le montre la Figure I.1.

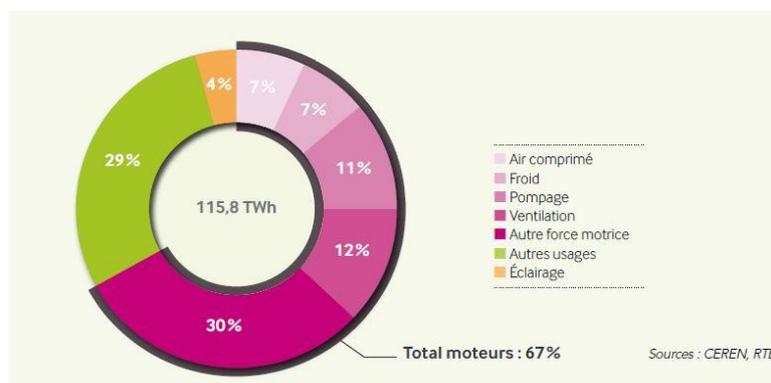


Figure I.1 : Répartition par usages de la consommation électrique industrielle en 2014 [4]

Le stock mondial des moteurs électriques est estimé à 2.2 billions d'unités. Les moteurs électriques peuvent être classifiés, selon leurs puissances, en trois catégories :

- « Les petits moteurs » sont de puissance inférieure à 0.75kW et ils représentent 90% du parc (environ 2 billions d'unités installées). Ils sont répandus en grand nombre dans les secteurs résidentiel et tertiaire, généralement intégrés dans de petites applications. Ces moteurs sont responsables de 9% de la consommation énergétique globale des motorisations électriques.
- 67% de l'énergie absorbée par les motorisations électriques à l'échelle mondiale est consommée par les moteurs dont la puissance varie de 0.75kW à 375kW, aussi appelés « moteurs de moyennes puissances », et qui constituent 9% des moteurs électriques installés à l'échelle mondiale (environ 230 millions d'unités). Ces moteurs sont les plus utilisés dans le secteur industriel et sont généralement des machines asynchrones.
- Les « moteurs à fortes puissance », dont la puissance est supérieure à 375kW, sont généralement des machines alimentées à haute tension. Elles ne représentent que 0.03% (0.6 million d'unités) de la population mondiale des entraînements électriques, mais elles sont responsables de 24% de la consommation énergétique globale [5][2].

Une estimation du nombre de moteurs électriques installés dans l'Union Européenne (EU-27) pour l'année 2010 est donnée au Tableau I.2. Les ventes de moteurs asynchrones dans le secteur industriel pour l'année 2010 en EU-27 selon la puissance est donnée au Tableau I3.

Tableau I.2 : Estimation, en milliers d'unités, du stock de moteurs électriques installés en Union Européenne EU-27 pour l'année 2010 [5]

	Power range		
	≤ 750 W	> 0,75 ≤ 375 kW	> 375 kW
	n. units	n. units	n. units
DC Motors and Generators	847444	40304	16
AC Single-Phase	443101	58209	n/a
AC Multi-Phase	77355	92852	n/a
Universal	153575	n/a	317
Total	1521476	191365	333

Tableau I.3 : Vente, en milliers d'unités, et prix de revient des moteurs asynchrones dans le secteur industriel en EU-27 pour l'année 2010 [5].

	Power range					
	≤ 750 W		> 0,75 ≤ 375 kW		> 375 kW	
	n. units	Million€	n. units	Million€	n. units	Million€
AC Single-Phase*	800	48				
AC Multi-Phase	7 300	580	8 100	2 700	13-13,5	320-340
Total						

* Only in typical industry applications.

Il est important de distinguer l'énergie absorbée par un moteur et ses pertes. En effet, la majeure partie de l'énergie absorbée par un moteur électrique est transformée en énergie mécanique sur l'arbre du moteur. Utile, elle sert à entraîner la charge en rotation. La différence entre l'énergie absorbée et

l'énergie utile transmise sur l'arbre du moteur représente les pertes internes du moteur. L'énergie absorbée ainsi que les pertes des entraînements électriques au niveau de l'Union Européenne par an sont données au Tableau I.4, par niveaux de puissance des moteurs électriques.

Tableau I.4 : Energie absorbée et pertes internes annuelles des moteurs électriques installés dans l'U.E., regroupées par gamme de puissances des moteurs [6]

Description	Power Range	Energy Use [TWhpa]	Energy Losses [TWhpa]
Small induction motor - 1 phase	0.12 - 0.75 kW	110	35
Small induction motor - 3 phase	0.12 - 0.75 kW	71	23
Medium induction motor (S)	0.75 - 7.5 kW	71	14
Medium induction motor (M)	7.5 - 75kW	173	18
Medium induction motor (L)	75 - 375kW	372	21
Large induction motor - LV	375 - 1,000kW	369	18
Large induction motor - MV	375 - 1,000kW	135	5
VSD - Very Small	0.15 - 0.75 kW	400	7.5
VSD - Small	0.15 - 7.5kW		6.2
VSD - Medium	7.5 - 75kW		3.2
VSD - Large	75 - 375kW		2.2
VSD - Very Large	375 - 750kW		12
Total		1300	146

Avec 1300 TWh/an d'énergie absorbée dont 146 TWh/an de pertes en U.E., l'importance d'améliorer l'efficacité énergétique des moteurs électriques est évidente. Dans ce contexte, l'U.E. a imposé des directives sur la commercialisation des moteurs électriques afin d'améliorer l'efficacité énergétique des systèmes d'entraînements électriques. Ces normes et directives sont développées dans le paragraphe suivant.

Par ailleurs, il est important de souligner que l'énergie que consomme un moteur asynchrone représente approximativement 97 % du coût de revient sur l'ensemble de sa durée de vie, les 5 % restant correspondent au prix d'achat ainsi qu'aux frais de maintenance. La Figure I.2 illustre la répartition, pour une durée de vie estimée à 15 ans, des coûts de revient pour un moteur asynchrone 11 kW fonctionnant 4000 heures par an à sa puissance nominale.

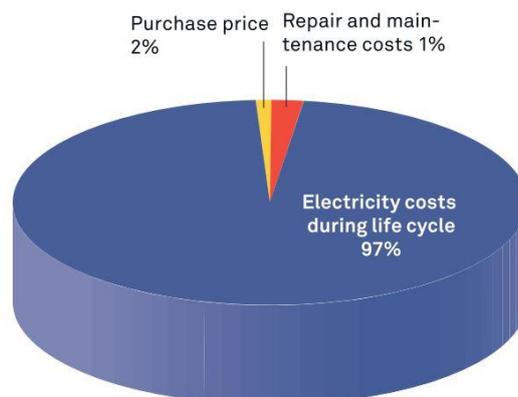


Figure I.2 : Coût global d'un moteur asynchrone 11 kW fonctionnant 4000 heures par an pour un cycle de vie de 15 ans [7]

I.3. Normes et directives relatives à l'efficacité énergétique des moteurs électriques

L'électricité représente généralement une part importante des coûts totaux d'énergie d'une entreprise. Plus particulièrement, les entraînements électriques représentaient en France près de 70% de la consommation énergétique industrielle en 2015. La situation économique actuelle implique de renforcer la compétitivité en réduisant les coûts liés à la production. L'amélioration de l'efficacité énergétique des moteurs électriques permet aux entreprises de réduire les coûts de fonctionnement ainsi que les émissions de gaz à effet de serre malgré des besoins d'électricité en constante augmentation. Dans cet objectif, les avancées technologiques dans le dimensionnement et la conception des systèmes d'entraînement électriques permettent d'ouvrir le champ à l'efficacité énergétique et, par conséquent, à des économies d'énergie.

L'Union Européenne (UE) s'est donné l'objectif de réaliser, d'ici à 2020 et par rapport à 1990, 20% d'économies d'énergie sur la consommation énergétique [8] accompagnés d'une diminution de 20 % des émissions des gaz à effet de serre [9]. Il s'agit également d'ouvrir la voie des améliorations ultérieures, notamment la réduction des émissions des gaz à effet de serre de 80 % d'ici 2050 [10].

Afin d'encourager les actions d'économies d'énergies potentielles, différents supports ont été mis en place aux niveaux européen et national. En premier lieu, des abattements, crédits d'impôts et autres incitations fiscales ont été instaurés par les gouvernements dans le but de soutenir les mesures d'économies d'énergies et de réduction de la pollution. Dans ce contexte, le mécanisme des Certificats d'Economies d'Energie (CEE) est un dispositif réglementaire obligeant les fournisseurs d'énergie à entreprendre différentes actions auprès des consommateurs dans le but de réaliser des économies d'énergies. Pour les entreprises souhaitant réaliser des projets de maîtrise de l'énergie, tels que le remplacement d'un moteur par un moteur plus efficace ou l'installation de variateurs électroniques de vitesse, ce mécanisme peut s'avérer être un levier financier supplémentaire [11]. En deuxième lieu, divers règlements ont été adoptés afin d'imposer la production, la mise en vente et l'utilisation de moteurs à rendements élevés. Une classification des niveaux de rendements (de IE1 à IE4) des moteurs est défini par la norme CEI 60034-30-1 [12], tandis que pour les moteurs fonctionnant à 60 Hz, les tables NEMA MG-1 12-11 et 12-12 [13] définissent des niveaux de rendement « High » et « Premium » équivalents, respectivement, aux Classes IE2 et IE3 de la norme CEI. Ces deux normes tendent à aligner leurs exigences afin de disposer de valeurs cohérentes pour standardiser la classification des moteurs électriques à l'échelle mondiale.

I.3.1. Classification des niveaux de rendements des moteurs électriques selon la Norme CEI 60034-30-1 [12]

Dans le but d'harmoniser les différents systèmes de classification existants à travers le monde, la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) a introduit la norme CEI 60034-30-1 qui instaure quatre classes de rendement internationales IE (*International Efficiency*), à savoir :

- IE1 = Classe Standard
- IE2 = Classe Haut rendement : équivalente aux classes Eff1 et EPAct pour 60 Hz
- IE3 = Classe « Premium » : équivalente à la classe NEMA Premium pour 60 Hz
- IE4 = Classe « Super Premium » : équivalente à la classe NEMA Super Premium pour 60 Hz

Par ailleurs, il est envisagé qu'une nouvelle classe de rendement IE5, qui a pour objectif une réduction de 20 % des pertes relativement à la classe IE4, soit incorporée dans la prochaine édition de la norme. Cependant, les technologies actuelles de conception et de construction des moteurs électriques ne permettent pas encore d'atteindre ces niveaux de rendements et, par conséquent, aucun moteur de classe IE5 n'est commercialisé à ce jour.

A titre d'exemple, les courbes définissant les différentes classes de rendement IE pour les moteurs 4 pôles alimentés à 50 Hz sont données à la Figure I.3.

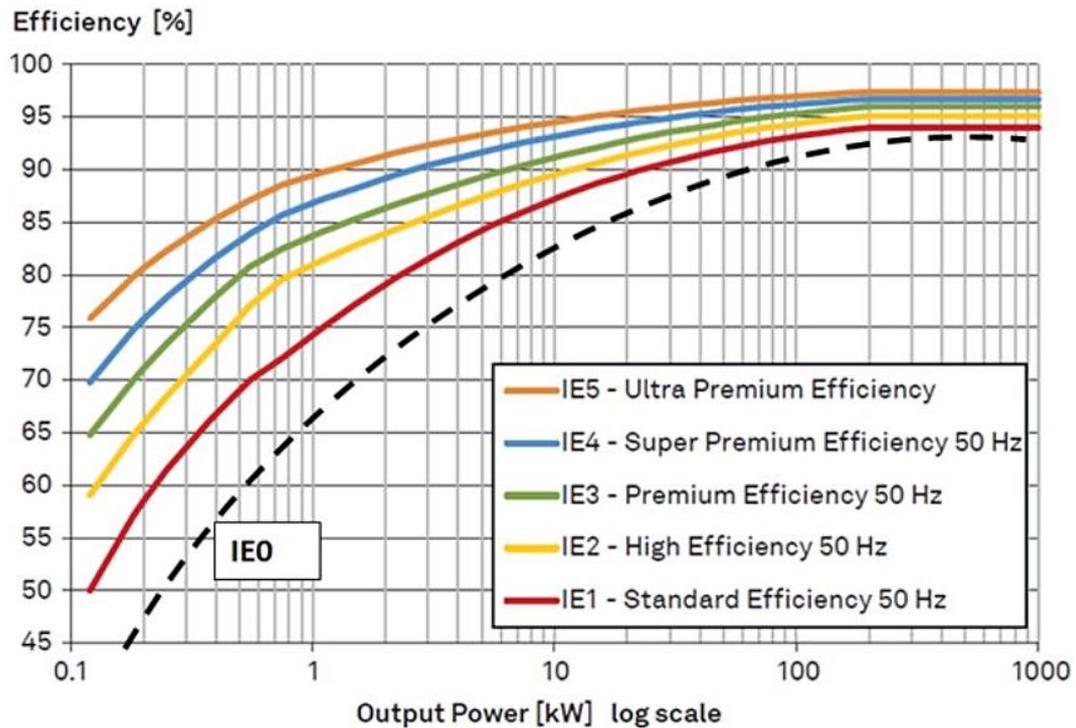


Figure I.3 : Classes de rendement IE pour les moteurs 4 pôles/50 Hz dont la puissance varie de 0.12 kW à 1000 kW [14]

Le champ d'application de la nouvelle norme est plus large que la classification européenne précédente. En effet, contrairement aux précédentes éditions qui se bornaient uniquement aux moteurs à induction triphasés à cage, l'édition 2014 de la CEI 60034-30-1 couvre pratiquement toutes les technologies de moteurs électriques, dans la mesure où ils sont prévus pour être alimentés par le réseau. Ces moteurs sont classés pour fonctionner avec une tension d'alimentation sinusoïdale et ils présentent les caractéristiques suivantes :

- puissance nominale allant de 0.12 kW à 1000 kW,
- tension d'alimentation nominale allant de 50 V à 1000 V,
- 2, 4, 6 ou 8 pôles,
- fonctionnement en continu à puissance nominale avec un échauffement ne dépassant pas la classe de température d'isolation spécifiée,
- fonctionnement à toutes températures allant de -20 °C à +60°C,
- fonctionnement à des altitudes allant jusqu'à 4000 m au-dessus du niveau de la mer.

I.3.2. Directives de la Commission Européenne sur l'écoconception des moteurs électriques

La Directive Européenne 2009/125/CE [15] du 21 Octobre 2009 abroge la précédente directive 2005/32/CE [16] et a été transposée en droit français le 28 Juin 2011. Elle porte sur l'amélioration de l'efficacité énergétique des produits consommateurs d'énergies et la protection de l'environnement. La directive 2009/125/CE est une réglementation européenne qui, dans le cadre du marquage CE, s'applique aux produits ayant un impact sur la consommation d'énergie sur tout leur cycle de vie, depuis la phase de fabrication, la phase d'utilisation et jusqu'à leur fin de vie. Cette directive incite les fabricants à proposer des produits conçus pour réduire leur impact global sur l'environnement, et notamment les ressources consommées pendant leur cycle de vie (fabrication, utilisation et traitement en fin de vie). En effet, elle stipule les exigences que les produits liés à l'énergie, couverts par des mesures d'exécution, doivent remplir pour être mis sur le marché. Dans le cadre des mesures d'exécution prises pour l'application de l'article 15 de la directive 2009/125/CE, le Règlement CE n° 640/2009 [17] établit les exigences en matière d'écoconception applicables à la mise sur le marché et à la mise en service des moteurs électriques. Il est estimé que cette mesure permettra d'économiser 135 TWh par an en 2020. L'article 3 du Règlement CE n° 640/2009 fixe le planning d'application des exigences d'écoconception en trois phases, comme indiqué sur le Tableau I.5 :

- Phase 1 (à partir du 16 Juin 2011) : les moteurs doivent avoir un niveau de rendement supérieur ou égal à la Classe IE2 ;
- Phase 2 (à partir du 1^{er} Janvier 2015) : les moteurs d'une puissance nominale comprise entre 7.5 kW et 375 kW doivent soit avoir un rendement supérieur ou égal à la Classe IE3, soit atteindre la Classe IE2 s'ils sont équipés d'un variateur électronique de vitesse ;
- Phase 3 (à partir du 1^{er} Janvier 2017) : les moteurs d'une puissance nominale comprise entre 0.75 kW et 375 kW doivent soit avoir un rendement supérieur ou égal à la Classe IE3, soit atteindre la Classe IE2 s'ils sont équipés d'un variateur électronique de vitesse.

Le terme « moteur » est défini dans ce règlement comme étant tout moteur électrique à induction triphasé à cage d'écureuil, mono-vitesse, alimenté à une fréquence nominale de 50 Hz ou de 50/60 Hz qui :

- possède 2, 4 ou 6 pôles ;
- présente une tension nominale maximale de 1000 V ;
- présente une puissance nominale variant entre 0.75 kW et 375 kW ;
- est caractérisé sur la base d'un service de fonctionnement continu.

Tableau I.5 : Planning d'implémentation du Règlement UE n°640/2009 de la Directive 2009/125/CE [18]

Calendrier selon le règlement EU 640/2009	2011	2013	2015	2017	2019	2021
IE2 pour tous les moteurs (selon la norme)	16 juin 2011					
IE3 pour tous les moteurs > 7,5 kW – 375 kW			1 janvier 2015			
IE3 pour tous les moteurs 0,75 kW – 375 kW ou variateur + moteur IE2				1 janvier 2017		

Dans l'UE, la commercialisation des moteurs IE1 n'est plus autorisée (exceptions : voir la législation).

La classe de rendement IE2 est obligatoire, au minimum, pour les moteurs à induction 0,75 kW–375 kW

La classe de rendement IE3 est obligatoire, au minimum, pour les moteurs > 7,5 kW–375 kW ou l'association variateur + moteur IE2

La classe de rendement IE3 est obligatoire, au minimum, pour les moteurs > 0,75 kW–375 kW ou l'association variateur + moteur IE2

Par ailleurs, à partir du 16 Juin 2011, tous les moteurs commercialisés doivent être marqués avec les informations suivantes :

- le rendement nominal à 100 %, à 75 % et à 50 % de la pleine charge, à tension nominale ;
- le niveau de rendement (code IE) ;
- l'année de production.

En plus des trois points cités ci-dessus, des informations supplémentaires doivent être publiées sur le site internet en libre accès ou sur les catalogues du fabricant/fournisseur du moteur, à savoir : la raison sociale ou la marque déposée du fabricant, le numéro de modèle du produit, le nombre de pôles du moteur, la/les puissance(s) nominale(s) (en kW), la fréquence d'alimentation nominale du moteur (en Hz), la/les tension(s) d'alimentation nominale(s) (en V), la/les vitesse(s) de rotation nominale(s) (en $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$), les informations pertinentes pour le démontage, le recyclage ou l'élimination du produit en fin de vie, les informations relatives aux conditions de fonctionnement pour lesquelles le moteur est spécifiquement conçu (altitude au-dessus du niveau de la mer, plage de températures de l'air ambiant, température maximale de fonctionnement, atmosphères explosibles, ...).

Ces informations, volontairement citées dans le manuscrit, nous seront utiles dans la suite de l'étude.

I.4. Analyse du parc machines électriques du site industriel – Aluminium Dunkerque

Les travaux menés dans cette thèse font suite à une demande de Rio Tinto Alcan, une importante société minière internationale et l'un des plus grands fournisseurs, à l'échelle mondiale, de bauxite, d'alumine et d'aluminium. Le site industriel Aluminium Dunkerque (AD), de ce groupe, est la plus grande entreprise française de production d'aluminium primaire (258.000 tonnes par an, soit plus de 65 % de la production française d'aluminium en 2013 [19]). Les performances d'Aluminium Dunkerque sont basées sur la maîtrise des différentes étapes du procédé de fabrication de l'aluminium primaire et, notamment, la technologie d'électrolyse AP qui est une référence dans l'industrie pour son efficacité sur le plan de l'énergie et des coûts.

L'année 2017 est une date clé pour l'usine. En effet, le contrat d'énergie avec EDF (Electricité De France), en vigueur depuis 1991, est arrivé à expiration à la fin de l'année 2016. Dans un contexte d'augmentation des prix de l'énergie en Europe, notamment électrique, la compétitivité de l'usine dépend fortement du tarif et de la durée du nouveau contrat d'énergie dans la mesure où l'énergie électrique nécessaire au procédé d'électrolyse représente entre 25 % et 30 % des coûts de production [20]. Le site industriel d'Aluminium Dunkerque absorbe une puissance électrique d'environ 450 MW, soit la moitié d'une tranche de la Centrale Nucléaire de Gravelines qui l'alimente. L'accroissement de l'efficacité énergétique est donc une priorité évidente pour l'usine, autant pour le procédé de fabrication d'aluminium primaire par électrolyse qui représente 96 % (plus de 430 MW) de l'énergie consommée par l'usine (Figure I.4), que pour les utilités (éclairage, chauffage, motorisation, ...) qui représentent les 4% (19.1 MW) restant de la puissance instantanée consommée par l'usine.

Plus particulièrement, cette thèse se focalise sur l'optimisation de l'efficacité énergétique du « parc moteurs électriques » de l'usine, qui est constitué de plus de 700 unités installées, principalement des moteurs asynchrones triphasés alimentés par le réseau et dont la puissance s'échelonne entre 0.75kW et 900kW. Ils représentent une puissance installée globale de 14.5 MW.

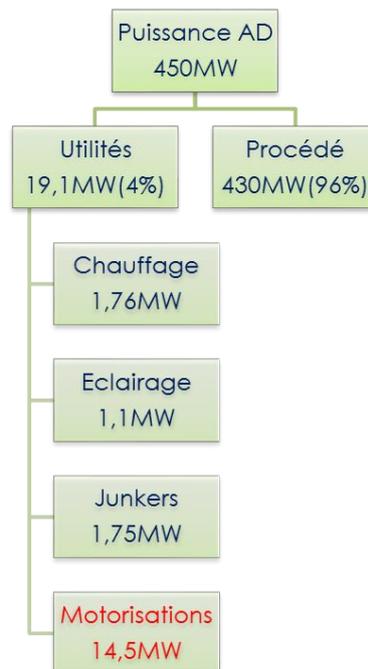


Figure I.4 : Distribution de la puissance électrique instantanée – site industriel Aluminium Dunkerque

I.5. Définition des contraintes industrielles et du cahier des charges

Compte tenu de ce fort contexte énergétique, cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'optimisation énergétique du parc de moteurs électriques de l'usine Aluminium Dunkerque dans le but de réduire la consommation énergétique des systèmes d'entrainements électriques et, par conséquent, les coûts de production. Pour ce faire, il est d'abord nécessaire de développer un outil qui permet l'analyse de la consommation énergétique des motorisations électriques. Etant donné que la majeure partie des systèmes motorisés du site Aluminium Dunkerque est constituée de moteurs asynchrones à cage d'écureuil, à 4 pôles et directement alimentés par le réseau, cet outil doit répondre au cahier des charges suivant :

- Analyse de moteurs asynchrones à cage d'écureuil 4 pôles :
 - Alimentation directe par le réseau ;
 - Moteurs basse tension (<1000V) ;
 - Moteurs dont la puissance varie de 1 à 375 kW (couvert par la norme CEI 60034-30 [12]) ;
 - Détermination du niveau de charge à 15% près ;
- Facilité d'installation de l'outil :
 - Mesures non intrusives : pas de mesures sur l'arbre du moteur et pas de décapotage de la boîte à bornes ;
 - La chaîne de production entraînée par le moteur instrumenté ne doit pas être arrêtée ;
 - Outil installable par du personnel non-spécialiste et ne nécessitant pas de consignation de l'installation.

Ce cahier des charges présente des verrous, principalement la mesure des performances par un procédé non-invasif.

L'analyse des cycles de fonctionnement relevés par cet outil présente deux enjeux majeurs :

- Premièrement, il s'agit d'effectuer le diagnostic énergétique du moteur instrumenté. Les objectifs de ce diagnostic sont multiples. D'une part, il s'agit de statuer sur l'adéquation du moteur instrumenté avec la charge qu'il entraîne. À ce sujet, la précision fixée (15%) peut surprendre. Néanmoins, pour statuer sur l'adéquation d'un moteur à la charge qu'il entraîne, ce seuil est suffisant. Nous chercherons évidemment à minimiser les erreurs et à évaluer les facteurs qui impactent les résultats des méthodes mises en œuvre. D'autre part, dans le cas de l'utilisation d'une motorisation inadaptée, les surcoûts énergétiques liés à cette mauvaise utilisation devront être chiffrés et une méthodologie permettant de définir, parmi les machines disponibles sur le marché, le moteur le plus adaptée au process analysé.
- Deuxièmement, il s'agit de statuer sur les différences que présentent les moteurs ayant subi un rebobinage par rapport aux moteurs neufs. En effet, certaines entreprises fixent un seuil financier, généralement 40 % du prix du neuf, en dessous duquel la réparation est privilégiée. L'objectif est d'analyser l'efficacité des réparations réalisées dans le but d'affiner ce seuil de 40 % et ce, en tenant compte de l'aspect énergétique.

Afin de répondre à ce cahier des charges, nous allons, dans un premier temps, passer en revue les différentes méthodes normalisées utilisées pour la détermination du rendement des machines électriques, et plus particulièrement des machines asynchrones. Dans un second temps, nous nous intéresserons aux différentes techniques d'estimation du rendement des machines asynchrones in-situ, qui présentent l'avantage d'être moins invasives que les méthodes normalisées.

I.6. Etat de l'art sur les techniques de diagnostics énergétiques

Nous nous pencherons d'abord sur les méthodes normalisées dédiées à l'évaluation des performances énergétiques des machines. Par la suite, nous détaillerons le cas des machines asynchrones. Nous mettrons en évidence le caractère très intrusif des procédés actuels. Enfin, une veille technologique est réalisée afin de dégager si, éventuellement, des méthodes non invasives existent.

I.6.1. Méthodes normalisées pour la détermination du rendement des moteurs électriques

Le rendement au fonctionnement assigné d'un moteur, apposé sur sa plaque signalétique, peut être évalué de différentes manières selon la méthode utilisée. Les trois principaux standards fréquemment utilisés sont :

- le standard NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) MG-1 [13], pour les moteurs alimentés à 60 Hz, utilise la norme IEEE 112 [21] pour la détermination du rendement ;
- le standard JEC (*Japanese Electrotechnical Committee*) qui utilise la norme JEC 37 ;
- le standard international CEI 60034-2-1.

Ces normes sont largement adoptées et constituent la base minimale de détermination du rendement énergétique (*MEPS : Minimum Energy Performance Standards*) maintenant en vigueur dans la plupart des économies avancées et dans de nombreux pays en développement. L'alignement des réglementations nationales sur les normes internationales largement reconnues améliore la concurrence internationale et permet ainsi l'augmentation de l'efficacité des produits.

À titre d'exemple, les principales procédures normalisées de la CEI pour la détermination des pertes et du rendement des systèmes d'entraînements électriques sont données au Tableau I.6.

Tableau I.6 : Principales normes CEI pour la détermination des pertes et du rendement des systèmes d'entraînement électriques valables de nos jours [22]

IEC-Standards		
Standard	Topic	Stage
IEC 60034-1:2010	Motor scope and tolerance	Published, revision pending 2017
IEC 60034-2-1:2014	Motor testing	Published
IEC TS 60034-2-3: 2013	Converter-fed motor testing	Published as Technical specification, revision pending
IEC 60034-30-1:2014	Efficiency classes for motors online (IE-code)	Published
IEC TS 60034-30-2	Efficiency classes for motors driven by converters	Draft Technical Specification (DTS)
IEC 61800-9-1	Efficiency classes and testing for converters and motors with converters and their driven applications	Final draft international standard (FDIS)
IEC 61800-9-2	Efficiency classes and testing for motors, converters and motor plus converters	Final draft international standard (FDIS)

En France, c'est la Norme NF EN 60034-2-1 [23] qui définit les méthodes de détermination du rendement ainsi que les pertes spécifiques à partir d'essais et s'applique aux machines à courant continu, aux machines à courant alternatifs synchrones et asynchrones, ainsi qu'à d'autres types de machines (les commutatrices, les moteurs à collecteurs à courant alternatif et les moteurs à induction monophasés), de toutes dimensions, et qui entrent dans le champ d'application de la CEI 60034-1 [24]. L'édition 2014 de cette norme reproduit intégralement la norme internationale CEI 60034-2-1 de 2014, et remplace la norme NF EN 60034-2-1 de Juin 2008 qui reste en vigueur jusqu'en Août 2017.

Le rendement η est défini, selon la norme, comme étant le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée, exprimé dans les mêmes unités, et généralement exprimé en pourcentage. Nous

considérons un fonctionnement en mode moteur dans ce qui suit. Ainsi, la puissance d'entrée P_{elec} est de nature électrique et la puissance de sortie $P_{méca}$ est de nature mécanique. Par conséquent, le rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_{méca}}{P_{elec}} 100 \quad (I.1)$$

I.6.2. Cas de la machine asynchrone

Etant donné que notre cahier des charges nous fixe d'analyser la consommation énergétique des machines asynchrones, nous nous focaliserons sur les différentes méthodes de détermination du rendement de ces machines. Nous allons commencer par présenter les méthodes normalisées utilisées pour la détermination du rendement indiqué sur les plaques signalétiques. Par la suite, nous présenterons les techniques les plus répandues dans la littérature concernant la détermination du rendement des machines asynchrones in-situ.

I.6.2.1. Méthodes normalisées pour la détermination du rendement des machines asynchrones

Pour les machines asynchrones, la Norme Française NF EN 60034-2-1 définit trois méthodes selon le type et les caractéristiques assignées de la machine à tester. Ces trois méthodes sont résumées au Tableau I.7.

- Méthode 2-1-1A : Mesure directe des puissances d'entrée et de sortie. La puissance de sortie est directement calculée à partir de la mesure du couple utile sur l'arbre (en convention moteur).
- Méthode 2-1-1B : Somme des pertes séparées avec détermination des pertes supplémentaires en charge par la méthode des pertes résiduelles. Elle s'applique à toutes les machines asynchrones triphasées avec une puissance nominale inférieure ou égale à 2 MW.
- Méthode 2-1-1C : Somme des pertes séparées avec détermination des pertes supplémentaires en charge par la méthode de la valeur assignée. Elle est à appliquer pour toutes les machines asynchrones triphasées de puissance nominale supérieure à 2MW.

Ces trois méthodes d'essais préférentielles vont être détaillées dans ce qui suit afin de comparer les différentes grandeurs mesurées, le degré d'intrusivité ainsi que l'applicabilité de telles procédures en milieu industriel.

Tableau I.7 : Méthodes d'essais préférentielles pour les machines à induction selon la Norme NF EN 60034-2-1:2014 [23]

Réf	Méthode	Description	Article	Application	Dispositifs requis
2-1-1A	Mesure directe: Puissances entrée- sortie	Mesure du couple	6.1.2	Toutes les machines monophasées.	Dynamomètre pour la pleine charge
2-1-1B	Sommation des pertes: Pertes résiduelles	P_{LL} déterminées à partir des pertes résiduelles	6.1.3	Machines triphasées avec puissance de sortie assignée jusqu'à 2 MW.	Dynamomètre pour $1,25 \times$ la pleine charge
2-1-1C	Sommation des pertes: Valeur assignée	P_{LL} à partir d'une valeur assignée	6.1.4	Machines triphasées avec puissance de sortie assignée supérieure à 2 MW.	

I.6.2.1.1. Méthode 2-1-1A : Mesures directes des puissances d'entrée et de sortie

Dans cette méthode d'essai, les puissances sont mesurées directement à l'entrée et à la sortie du moteur. La puissance électrique P_{elec} est mesurée au niveau du stator de la machine et la puissance mécanique $P_{méca}$ est déterminée par la mesure du couple Γ_u sur l'arbre et de la vitesse de rotation Ω . La procédure d'essai consiste à accoupler mécaniquement le moteur en essai à une machine en charge avec un dynamomètre. Une fois l'équilibre thermique du moteur atteint, P_{elec} , Γ_u et Ω sont mesurées simultanément. L'équilibre thermique du moteur en essai est défini dans la norme comme correspondant à un taux de variation de la température des enroulements de 1 K ou moins par demi-heure. Le rendement du moteur est alors déterminé par l'équation (I.2). Il est important de noter l'incompatibilité de cette méthode avec le cahier des charges de notre étude.

$$\eta = \frac{\Gamma_u \Omega}{P_{elec}} 100 \quad (I.2)$$

I.6.2.1.2. Méthode 2-1-1B : Sommation des pertes avec détermination des pertes supplémentaires en charge selon la méthode des pertes résiduelles

Dans cette méthode d'essai, $P_{méca}$ est calculée par soustraction des pertes séparées totales $p_{sép}$ de la puissance électrique P_{elec} . Le rendement se calcule alors avec l'équation (I.3).

$$\eta = \frac{P_{elec} - p_{sép}}{P_{elec}} 100 \quad (I.3)$$

Les pertes dans la machine asynchrone, illustrées à la Figure I.5, peuvent être décomposées en quatre parties :

- les pertes fer p_{fer} correspondent aux pertes par courants de Foucault et hystérésis dans les parties actives du fer et les pertes supplémentaires à vide dans les autres parties métalliques de la machine ;
- les pertes dans le cuivre du stator p_{Js} et du rotor p_{Jr} sont les pertes par effet Joule dans les enroulements du stator et du rotor ;

- les pertes par ventilation et par friction p_{vf} résultent de la somme des pertes dues aux frottements aérodynamiques dans toutes les parties de la machine et de la puissance absorbée par le/les ventilateur(s) monté(s) sur l'arbre ainsi que dans toutes les machines auxiliaires faisant partie intégrante de la machine ;
- les pertes supplémentaires en charge p_{LL} sont produites dans les parties actives du fer et dans les autres parties métalliques, autres que les conducteurs, par le courant de charge ainsi que les pertes par courants de Foucault dues aux pulsations de flux dépendant du courant de charge dans les conducteurs des enroulements.

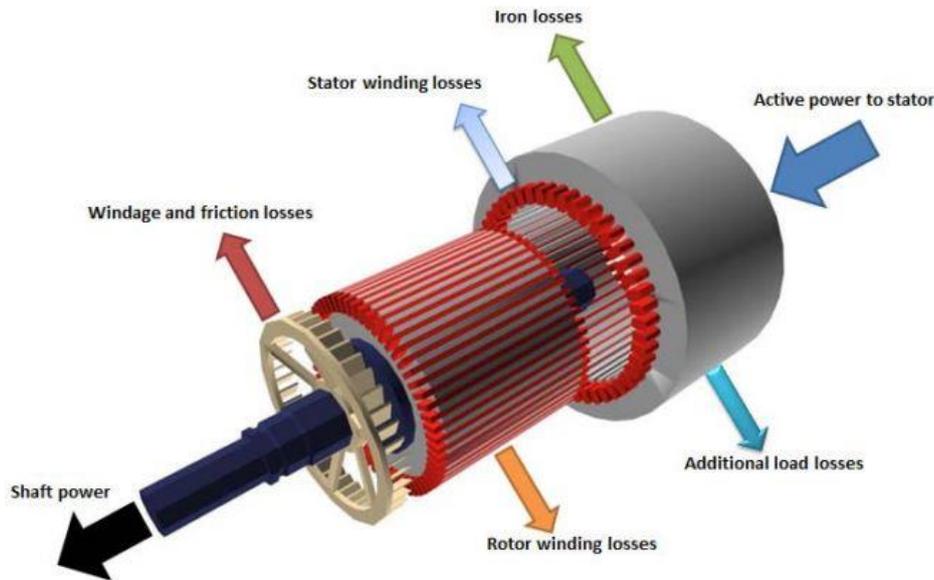


Figure I.5 : Différentes pertes dans une machine asynchrone [25]

La procédure d'essai défini pour cette méthode, donnée avec plus de détails en annexe A.1, peut être décomposée en trois parties. En premier lieu, un essai à la charge nominale permet de calculer p_{Js} et p_{Jr} ainsi que la puissance électrique absorbée $P_{elec,n}$, corrigées pour une température du fluide de refroidissement de référence de 25 °C. En second lieu, la courbe de charge est obtenue à partir d'une série de mesures pour des niveaux de charge correspondants à 125%, 115%, 100%, 75%, 50% et 25% de la charge assignée du moteur. Dans un troisième temps, les essais à vide sont réalisés sur une machine non accouplée à huit valeurs de tension, de sorte que les valeurs d'environ 110%, 100%, 95% et 90% de la tension assignée soient utilisées pour la détermination de p_{fer} et que, les valeurs d'environ 60%, 50%, 40% et 30% de la tension assignée soient utilisées pour la détermination de p_{vf} .

Par la suite, les pertes résiduelles p_{Lr} sont calculées pour chaque niveau de charge en soustrayant de la puissance électrique d'entrée P_{elec} : la puissance mécanique utile de sortie $P_{méca}$, les pertes Joule p_{Js} et p_{Jr} non corrigées, p_{fer} et p_{vf} comme donnée à l'équation I.4, où $P_{méca} = \Gamma_u \cdot \Omega$.

$$p_{Lr} = P_{elec} - P_{méca} - p_{Js} - p_{Jr} - p_{fer} - p_{vf} \quad (I.4)$$

Ensuite, il convient de tracer les pertes résiduelles en fonction du carré du couple utile Γ_u aux différents points de charge et de lisser, en utilisant une analyse de régression linéaire, la courbe obtenue

conformément à l'équation (I.5), où A et B sont des constantes déterminées à partir des six points mesurés lors de l'essai de la courbe de charge (Essai b.) à l'aide du système d'équations (I.6) pour un nombre i de points de charge considérés.

$$p_{Lr} = A.\Gamma_u^2 + B \quad (I.5)$$

$$\begin{cases} A = \frac{i \cdot \sum (p_{Lr} \cdot \Gamma_u^2) - \sum p_{Lr} \cdot \sum \Gamma_u^2}{i \cdot \sum (\Gamma_u^2)^2 - (\sum \Gamma_u^2)^2}; \\ B = \frac{\sum p_{Lr}}{i} - A \cdot \frac{\sum \Gamma_u^2}{i} \end{cases} \quad (I.6)$$

Lorsque la constante A est déterminée, les valeurs de p_{LL} doivent être calculées pour chaque point de mesure de l'essai de la courbe de charge avec l'équation (I.7), comme illustré sur la Figure I.6.

$$p_{LL} = A.\Gamma_u^2 \quad (I.7)$$

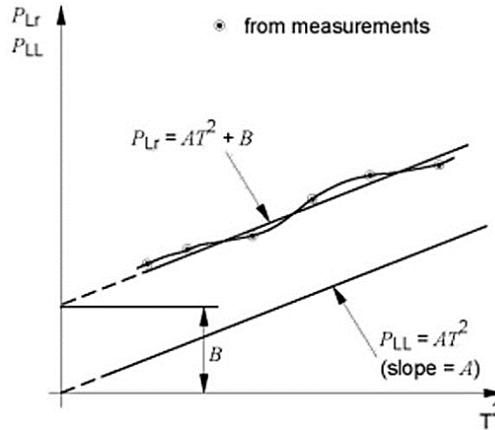


Figure I.6 : Lissage des valeurs des pertes résiduelles p_{Lr} et détermination des pertes supplémentaires en charge p_{LL} [23]

Une fois les valeurs des différentes pertes déterminées, le rendement du moteur en essai est calculé en utilisant l'équation (I.3) avec la valeur de la puissance électrique d'entrée corrigée en température $P_{elec,\theta}$ à partir de l'essai à la charge assignée, où $p_{sép}$ est donnée à l'équation (I.8).

$$P_{sép} = P_{js,\theta} + P_{jr,\theta} + P_{fer} + P_{vf} + P_{LL} \quad (I.8)$$

Encore une fois, cette procédure, certes très précise, est inapplicable dans le cadre de notre étude.

I.6.2.1.3. Méthode 2-1-1C : Sommation des pertes avec détermination des pertes supplémentaires en charge à partir d'une tolérance assignée

Cette méthode d'essai, détaillée à l'annexe A.2, permet la détermination du rendement par la sommation des pertes séparées totale $p_{sép}$ (équation (I.3)), de manière similaire à celle utilisée dans la méthode 2-1-1B. Etant donné que, pour les machines aux caractéristiques assignées supérieures à 2 MW,

il est en général impossible de réaliser les essais à pleine charge requis par la méthode 2-1-1B, cette méthode est basée sur un essai en charge à tension réduite pour la détermination des pertes Joule p_{Js} et p_{Jr} ainsi que de la puissance électrique absorbée corrigée en température $P_{elec,\theta}$. L'essai à vide et la détermination des pertes constantes (p_{fer} et p_{vf}) sont similaires à ceux présentés dans la Méthode 2-1-1B. Cependant, La valeur des pertes supplémentaires en charge p_{LL} à la charge assignée de la machine en essai est estimée comme étant un pourcentage de la puissance électrique d'entrée P_{elec} et est calculée à l'aide de la courbe de la Figure I.7.

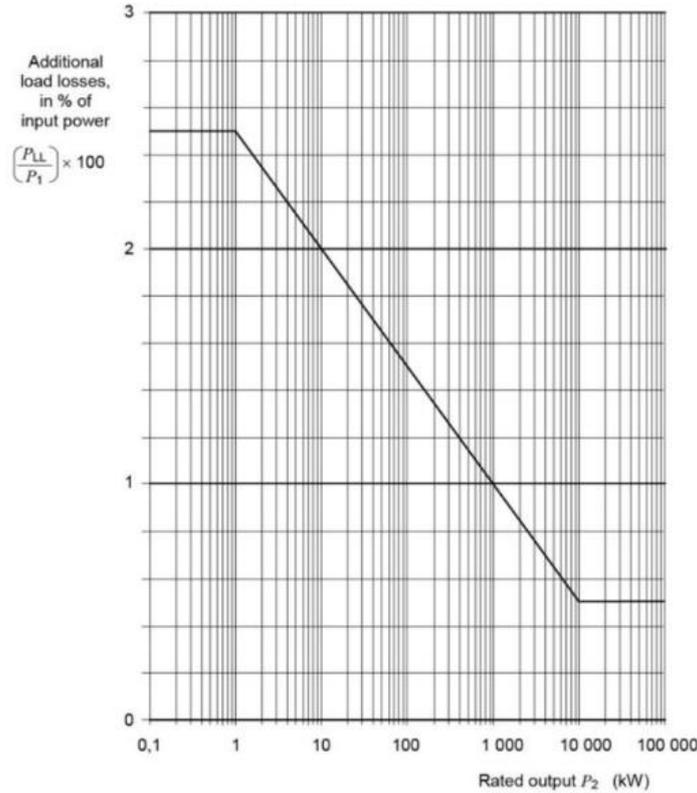


Figure I.7 : Tolérances assignées pour les pertes supplémentaires en charge p_{LL} [23]

Il est également possible de décrire les valeurs de la courbe à l'aide du système d'équations (I.9).

$$\begin{cases} p_{LL} = P_{elec} \times 0,025, & \text{pour } P_{méca} \leq 1kW \\ p_{LL} = P_{elec} \times 0,025 - 0,005 \log_{10} \frac{P_{méca}}{1kW}, & \text{pour } 1kW < P_{méca} < 10\,000kW \\ p_{LL} = P_{elec} \times 0,005, & \text{pour } P_{méca} \geq 10\,000kW \end{cases} \quad (I.9)$$

Pour des valeurs de la charge autres que la charge assignée de la machine en essai, il est supposé que les pertes supplémentaires en charge varient comme le carré du courant I^s moins le carré de I_0^s .

I.6.2.1.4. Bilan sur les méthodes normalisées de détermination du rendement des machines asynchrones

Les méthodes décrites précédemment se révèlent difficilement applicables sur site industriel ; elles ne répondent notamment pas au degré de non intrusivité requis pour notre étude.

La description relativement détaillée qui en a été faite se justifie par le fait que ces méthodes seront utilisées pour la caractérisation énergétique fine de machines asynchrones au laboratoire afin de chiffrer la précision des différentes méthodes développées dans le cadre de la thèse.

I.6.2.2. Méthodes de détermination du rendement d'un moteur asynchrone in-situ

Comme nous l'avons constaté précédemment, l'application des procédures normalisées pour la détermination du rendement des machines asynchrones n'est pas possible en milieu industriel en raison de la complexité de leur mise en place, de la nécessité de l'utilisation d'instruments de mesure avec des hauts niveaux de précisions mais, surtout, du caractère très intrusif des mesures requises. De ce fait, ce travail commence naturellement par l'investigation des différentes méthodes d'estimations du rendement des machines à induction précédemment développées à travers le monde. Ces méthodes, dites « basiques », peuvent être utilisées séparément ou conjointement et présentent l'avantage d'être moins intrusives que les méthodes normalisées. En contrepartie, et de manière générale, plus le degré d'intrusivité d'une méthode est réduit, plus la précision de l'estimation du rendement est affectée. Dans les différentes méthodes qui sont présentées ci-après, le rendement est déterminé à partir du ratio de la puissance mécanique utile $P_{méca}$, transmise sur l'arbre du moteur, sur la puissance électrique absorbée $P_{élec}$.

I.6.2.2.1. Méthodes basées sur les informations de la plaque signalétique

La manière la moins intrusive pour la détermination du rendement d'un moteur asynchrone est de considérer la valeur mentionnée sur la plaque signalétique[26], [27].

a) Méthode « classique » basée sur les informations de la plaque signalétique

La méthode « classique » consiste à supposer que le rendement du moteur est égal à la valeur indiquée sur la plaque signalétique et ce, quel que soit le point de fonctionnement [26]. Cette méthode donne d'assez bons résultats pour les niveaux de charge élevés (supérieurs à la mi-charge). En effet, pour les machines à faible nombre de pôles, plus la puissance du moteur est importante, plus les variations du rendement sont petites pour des niveaux de charges supérieurs à la mi-charge. Cette affirmation est de moins en moins valable lorsque le nombre de pôles augmente. Par conséquent, la précision des résultats obtenus avec cette méthode est fortement dépendante de la puissance, de la construction et du niveau de charge du moteur instrumenté. De plus, le problème majeur de cette méthode est que le rendement est considéré comme étant fixe (celui indiqué sur la plaque signalétique), ce qui n'est absolument pas satisfaisant à des fins de diagnostics énergétiques.

Par ailleurs, cette méthode présente trois principaux inconvénients. Primo, la valeur du rendement indiquée sur la plaque signalétique n'est pas toujours déterminée suivant la même procédure. Suivant la

méthode normalisée utilisée (IEEE112, JEC, CEI, ...), le rendement peut être significativement différent [26], [28]. Secundo, les informations mentionnées sur la plaque signalétique ne restent pas toujours valables pour un moteur ayant subi un rebobinage. Tertio, le rendement donné sur la plaque signalétique est valable pour un système équilibré de tension. Or, en milieu industriel, les déséquilibres de tension ainsi que le contenu harmonique de cette dernière font que le moteur n'est pas alimenté de manière idéalisée.

b) Méthodes Volgelsand et Benning (V&B) I et II

Les deux méthodes proposées par Volgelsand et Benning (V&B) [27], [29] sont des variantes de la méthode « classique » de détermination du rendement à partir de la plaque signalétique. La première méthode (V&B-1) permet d'estimer le rendement d'un moteur avec une précision de 1% et nécessite un essai à vide, un essai au fonctionnement nominal et une mesure de la résistance de l'enroulement du stator. La deuxième méthode (V&B-2) ne nécessite pas d'essai à vide mais donne le rendement avec une précision de 3%.

I.6.2.2.2. Méthodes basées sur la mesure du glissement (de la vitesse de rotation)

Ces méthodes permettent l'estimation du rendement de la machine à partir de la mesure du glissement et par conséquent, de la vitesse de rotation.

a) Méthode « classique » d'estimation du rendement à partir du glissement

Il est de coutume d'assumer que le couple évolue linéairement avec le glissement dans la plage de fonctionnement du moteur (entre le fonctionnement à vide et le fonctionnement à la charge assignée) [26], [27], [30]. Ceci conduit à écrire l'équation (I.10) qui permet de calculer la puissance mécanique utile à la sortie du moteur.

$$P_{méca} = P_{méca,n} \cdot \frac{g}{g_n} \quad (\text{I.10})$$

b) Méthode OHMSM (Ontario Hydro Modified Slip Method)

Une variante de cette méthode, appelée « *Ontario Hydro Modified Slip Method (OHMSM)* », est proposée dans [27]. Dans l'équation (I.11), le glissement nominal mentionné sur la plaque signalétique de la machine est corrigé pour la valeur de la tension alimentant la machine.

$$P_{méca} = P_{méca,n} \cdot \frac{g}{g_n} \cdot \left(\frac{U_s}{U_{s,n}} \right)^2 \quad (\text{I.11})$$

Cette méthode nécessite donc la mesure de la tension d'alimentation ainsi que de la vitesse de rotation du moteur, qui peut être réalisée de manière non-invasive en utilisant un tachymètre optique. Cependant, l'utilisation d'un tel matériel est onéreuse et peu évidente à mettre en œuvre pour des raisons d'accessibilité et de sécurité. Par ailleurs, la vitesse de rotation de la machine peut être estimée de différentes manières : les techniques à base d'observateur [31]–[33], les techniques basées sur les filtres de Kalman [34], [35], l'estimation de la vitesse de rotation à partir de l'analyse des vibrations de la

machine [36], mais également à partir de l'analyse spectrale du courant d'alimentation [37]–[39]. Ces méthodes d'estimation de la vitesse de rotation nécessitent toutefois la mesure des tensions et des courants au niveau de la boîte à bornes de la machine, ce qui en fait une méthode invasive et qui, elle aussi, ne répond pas aux exigences de notre cahier des charges.

Dans cette méthode, le rendement est déterminé soit par la mesure directe de la puissance absorbée par le moteur (qui est relativement intrusive), soit par l'estimation du rendement en fonctionnement du glissement à partir d'abaques.

Cependant, l'inconvénient majeur de l'estimation du rendement d'un moteur à partir de la mesure de sa vitesse de rotation réside dans le fait qu'à 25°C, pour un moteur alimenté à sa tension et fréquence nominale et par un système équilibré de tension, les variations de vitesse autorisées ne doivent pas excéder 20% de la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse nominale du moteur [13]. Ceci introduit une imprécision significative dans l'estimation de $P_{méca}$ par les équations (I.10) et (I.11).

I.6.2.2.3. Méthodes basées sur la mesure du courant

Comme pour les méthodes basées sur le glissement, les méthodes basées sur la mesure du courant présentent l'avantage de la simplicité. En effet, une méthode simple s'appuie sur l'hypothèse que le couple varie linéairement avec le courant absorbé par le moteur [26], [30], [40], [41]. Elle nécessite donc une mesure du courant absorbé par le moteur, qui peut être réalisée de manière non-invasive en utilisant une pince ampèremétrique, dont le prix varie selon la précision et l'intensité, et à condition que chacune des phases alimentant le moteur soit accessible séparément, ce qui n'est pas toujours le cas : des campagnes de mesures réalisées sur le site Aluminium Dunkerque nous l'ont montré. La puissance mécanique utile estimée est alors donnée par l'équation (I.12).

$$P_{méca} = P_{méca,n} \frac{I_s}{I_{s,n}} \quad (\text{I.12})$$

Comme le montre la Figure I.8, cette équation donne une estimation toujours supérieure à la valeur réelle de la puissance mécanique utile, avec une précision satisfaisante pour les fonctionnements proches du niveau de charge assigné.

La méthode proposée par [27], [42] donne la puissance utile (équation (I.13)) avec une meilleure précision que celle de l'équation (I.12). Cependant, cette méthode nécessite la connaissance du courant à vide du moteur $I_{s,0}$, qui peut être supposé égal à 40-50 % de $I_{s,n}$ selon la puissance de la machine. Le niveau de charge est toujours sous-estimé comme illustré à la Figure I.8.

$$P_{méca} = P_{méca,n} \frac{2.I_s - I_{s,0}}{2.I_{s,n} - I_{s,0}} \quad (\text{I.13})$$

La moyenne des deux approches, données par les équations (I.12) et (I.13), donne une estimation plus précise du niveau de charge du moteur [26].

Par ailleurs, la norme NEMA MG-1 [13], Section 12.47, stipule que, pour un fonctionnement à la puissance nominale, la variation du courant absorbé par un moteur, alimenté sous sa tension et sa fréquence nominale, ne doit pas excéder 10% de la valeur nominale indiquée sur la plaque signalétique. Ceci introduit une source d'erreur supplémentaire pour cette méthode.

Comme pour la méthode basée sur la mesure de la vitesse de rotation, l'estimation du rendement se fait soit par mesure de la puissance absorbée (relativement invasive), soit par l'utilisation des courbes de variation typiques du rendement en fonction de la puissance pour le moteur instrumenté.

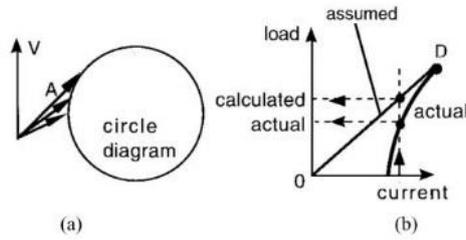


Fig. 2. (a) Circle diagram showing current locus of induction motor. (b) Assumed and actual load-versus-current curves with full-load current data point D .

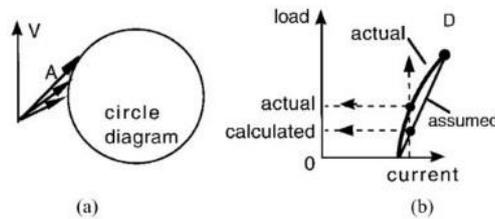


Fig. 3. (a) Circle diagram of induction motor. (b) Assumed and actual load-versus-current curves with full-load and no-load current data points D and C .

Figure I.8 : Niveaux de charge estimés à partir du courant [26]

I.6.2.2.4. Méthodes basées sur le schéma monophasé équivalent

Plusieurs méthodes sont basées sur le schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone (Fig. I.9), qui modélise le comportement de la machine pour les grandeurs fondamentales du circuit équivalent complexe, notamment développé par Alger dans [43]. Sur ce schéma, r^s est la résistance de l'enroulement statorique, $r^{r'}$ la résistance rotorique ramenée au stator, x^s la réactance de fuite au stator, $x^{r'}$ la réactance de fuite du rotor ramenée au stator, R_μ et X_μ constituent la branche magnétisante. L'avantage de ces méthodes est que, une fois les valeurs des différentes impédances connues, les performances du moteur peuvent être déterminées pour n'importe quel niveau de charge. Dans cette approche, les pertes, autres que les pertes par ventilation et par friction qui ne sont pas représentées dans le schéma monophasé équivalent, sont regroupées dans les pertes supplémentaires en charge.

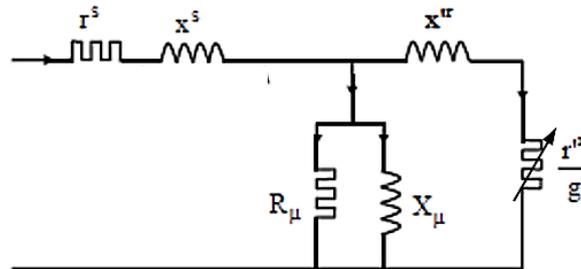


Figure I.9 : Schéma monophasé équivalent d'un moteur asynchrone

a) Méthodes normalisées basées sur le schéma monophasé équivalent

La Méthode 2-1-1H de la Norme CEI 60034-2-1 [23] ainsi que la Méthode F/F1 du standard IEEE-112 [21] sont des procédures normalisées utilisant le schéma monophasé équivalent du moteur pour l'estimation de son rendement.

Malgré une estimation précise du rendement du moteur instrumenté, l'inconvénient majeur de ces méthodes normalisées est qu'elles nécessitent une mesure à vide (avec arbre découplé) à la tension assignée et à des valeurs de tensions réduites ainsi qu'un essai à rotor calé. Ces essais sont difficilement réalisables, voire impossibles, en milieu industriel car ils nécessitent l'arrêt du processus entraîné par le moteur en essai, la dépose de l'accouplement, l'utilisation d'une alimentation variable en tension, le blocage du rotor..., ce qui en fait des méthodes très invasives !

b) Méthode OHMF (Ontario Hydro Modified Method F)

Une version modifiée de la Méthode F/F1 du standard IEEE-112 [21] est proposée par *Ontario Hydro* [27], [30], [40]. Cette méthode donne une bonne estimation du rendement, avec une précision de 5% [40] pour le fonctionnement à la charge nominale. La différence avec la méthode normalisée est qu'elle ne requiert pas d'essais à tension réduite. Cependant, les mesures de la tension, du courant, de la puissance électrique absorbée par le moteur, du facteur de puissance, de la résistance de l'enroulement du stator et du glissement aux fonctionnements à vide et à la charge assignée sont nécessaires. Par conséquent, cette méthode est considérée comme ayant un degré d'intrusivité « élevé ».

c) Méthode ORMEL96

Cette méthode est basée sur la déduction des impédances du schéma monophasé équivalent à partir des données de la plaque signalétique de la machine et de la valeur de la résistance de l'enroulement statorique [26], [40], [41], qui peut être mesurée ou estimée à partir des données de la plaque signalétique [30]. Elle donne une estimation du rendement de la machine avec une précision de 4 % [26] et ne nécessite que la mesure de la vitesse de rotation. Elle est considérée comme ayant un degré d'intrusivité « moyen ».

d) Méthodes d'optimisation

Dans le but de réduire au maximum le degré d'intrusivité des mesures, il est possible d'utiliser des algorithmes d'optimisation pour la détermination des paramètres du schéma monophasé équivalent. Dans ce contexte, plusieurs techniques ont été développées ; comme celles basées sur les algorithmes génétiques (*AGén*) [44]–[46]. Lorsqu'elles sont calibrées correctement, ces méthodes, ne nécessitant que la mesure des tensions et des courants à l'entrée du moteur, permettent de donner une estimation du rendement avec une précision comprise entre 1.1 % et 1.7 % [46].

1.6.2.5. Méthode basée sur l'estimation du couple électromagnétique

Dans cette méthode, la puissance mécanique utile en sortie du moteur est estimée à partir du produit du couple électromagnétique T_e et de la vitesse de rotation Ω diminué de p_{vf} et de p_{LL} .

a) Méthode AGT (Air-Gap Torque)

La méthode, nommée *AGT (Air-Gap Torque)*, en référence à l'estimation du couple électromagnétique et développée par l'ORNL (*Oak Ridge National Laboratory*) [40], [47], requiert la mesure des tensions et des courants, de la vitesse de rotation du moteur ainsi que de la valeur de la résistance R entre deux phases du moteur. La puissance électrique absorbée, le couple électromagnétique ainsi que le rendement du moteur sont calculés respectivement à partir des équations (I.14), (I.15) et (I.16), où p est le nombre de paires de pôles. Cette méthode donne une estimation très précise du rendement avec une erreur relative de 0.5 % [26]. Cependant, le niveau d'intrusivité de sa mise en place est très élevé. En effet, en plus de la mesure des tensions et des courants, il est nécessaire de mesurer la vitesse de rotation, d'effectuer un essai à vide pour la détermination des pertes par ventilation et friction et de mesurer la résistance entre deux phases du moteur. Les tensions et courants mesurés à l'entrée du moteur peuvent cependant être utilisés afin de calculer le contenu harmonique ainsi qu'à des fins de diagnostic de défauts [48].

$$P_{elec} = \frac{\int_0^{période} (v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) dt}{(période)} \quad (I.14)$$

$$\Gamma_e = \frac{p}{2\sqrt{3}} \left\{ \begin{array}{l} (i_a - i_b) \int [v_{ca} - R(i_c - i_a)] dt \\ -(i_c - i_a) \int [v_{ab} - R(i_a - i_b)] dt \end{array} \right\} \quad (I.15)$$

$$\eta = \frac{\Gamma_e \cdot \Omega - p_{vf} - p_{LL}}{P_{elec}} \quad (I.16)$$

b) Méthode non invasive NAGT (Non-invasive Air-Gap Torque)

La méthode *NAGT (Non-invasive Air-Gap Torque)* développée par [49], [50] est basée sur le même principe que la méthode AGT, à savoir la détermination du rendement à partir de l'estimation du couple électromagnétique, mais est moins intrusive du fait de l'utilisation de différentes techniques d'estimation. En effet, la résistance R peut être estimée par injection d'un courant continu DC via le circuit d'alimentation du moteur [51], [52]. De plus, les pertes par ventilation et friction au fonctionnement nominal sont estimées de manière empirique en les considérant égales à un certain pourcentage (1.2 % selon le Standard IEEE-112 [21]). Les pertes supplémentaires en charge sont déterminées soit par la méthode de la valeur assignée donnée à l'équation (I.9), soit en appliquant la méthode de régression linéaire de sorte à exprimer les pertes supplémentaires en charge en fonction du carré du couple comme présenté dans [53]. De plus, la vitesse de rotation de la machine peut être estimée à partir de l'une des différentes manières citées dans le paragraphe (I.6.2.2.2.b) mais qui ne répondent donc pas à notre cahier des charges.

I.6.2.2.6. Méthodes statistiques pour la détermination du rendement d'une machine asynchrone

Ces méthodes, dites « statistiques » ou « empiriques », sont basées sur des équations empiriques nécessitant la mesure du minimum de grandeurs pour estimer les différentes pertes du moteur et, par

conséquent, la puissance mécanique utile et le rendement [13], [21], [23], [26], [47]. Cependant, dans les modèles les plus simplifiés, il est nécessaire de mesurer la puissance absorbée ainsi que la vitesse de rotation du moteur [26], [27], [41]. Généralement, l'application de cette méthode est limitée aux types de moteurs pour lesquels les équations empiriques ont été formulées. Dans le cas contraire, l'erreur commise sur l'estimation du rendement est significative.

À titre d'exemple, la valeur attribuée à la somme des pertes dans le fer avec les pertes par ventilation et par friction est estimée, au fonctionnement nominal, comme étant égale à 1.2 % de la puissance électrique absorbée par le moteur lorsqu'il fonctionne à son niveau de charge assigné [26]. De plus, les pertes par ventilation et par friction varient proportionnellement au carré de la vitesse de rotation [54]. Par conséquent, ces pertes peuvent être calculées avec les équations (I.17), (I.18) et (I.19).

$$p_{vf,n} = 1.2\% \times P_{elec,n} \quad (I.17)$$

$$k_{vf,n} = \frac{P_{vf,n}}{N_n^2} \quad (I.18)$$

$$p_{vf} = k_{vf,n} \times N^2 \quad (I.19)$$

Par ailleurs, les équations empiriques utilisées sont relativement différentes pour l'estimation d'une même variable. Par exemple, les pertes supplémentaires en charge sont estimées à 1.2 % de la puissance utile nominale pour les moteurs dont la puissance est inférieure à 2500 ch (ch : cheval-vapeur) par la norme NEMA MG1[13], Paragraphe 20.52, tandis que le standard IEEE 112 [21] l'estime de manière différente (1.8 % de 1 ch à 125 ch, 1.5 % de 126 ch à 500 ch et 1.2 % de 501 ch à 2499 ch). Les valeurs des pertes supplémentaires calculées par ces deux normes seront donc différentes de celles déterminées par la norme CEI 60034-2-1 [23]. Ces différences introduisent une imprécision supplémentaire sur l'estimation du rendement.

Etant donné qu'elles sont basées sur des relations empiriques, l'inconvénient majeur de ces méthodes est qu'elles donnent le même résultat pour les moteurs de même puissance et de même nombre de pôles et ce, quel-que-soit leur dimensionnement.

I.6.2.3. Comparaison des différentes méthodes de détermination du rendement des machines asynchrones

Les différentes techniques, présentées précédemment, de détermination du rendement d'un moteur asynchrone sont comparées dans le Tableau I.8. La comparaison porte sur le niveau de précision ainsi que sur le degré d'intrusivité des différentes méthodes afin de déterminer la ou les méthodes qui répondent le mieux à notre cahier des charges. Pour ce faire, nous définissons trois niveaux d'intrusivité, à savoir :

- « bas », en vert : mesure du courant absorbé par le moteur ;
- « moyen », en orange : mesure de la tension d'alimentation *et/ou* mesure/estimation de la vitesse de rotation ;
- « haut », en rouge : mesure du couple mécanique utile sur l'arbre du moteur *et/ou* mesure/estimation de la résistance statorique *et/ou* essai à vide avec moteur désaccouplé mécaniquement *et/ou* essais à des niveaux de tensions/fréquences variables.

Par ailleurs, et étant donné, qu'il est difficile de donner le niveau de précision de chaque méthode pour différents niveaux de charge, la précision est donnée pour le niveau de charge nominal.

La comparaison du Tableau I.8 fait ressortir que, parmi les différentes méthodes trouvées dans la bibliographie, celles qui sont les moins invasives sont les méthodes basées sur la plaque signalétique et les méthodes basées sur la mesure du courant statorique. Cependant, la méthode qui consiste à considérer que le rendement de la machine est égal à la valeur indiquée sur la plaque signalétique n'est pas intéressante dans le cadre de notre étude, car elle ne permet pas de déterminer la puissance mécanique sur l'arbre du moteur. Par conséquent, la seule méthode qui est susceptible de répondre aux exigences de notre cahier des charges est celle qui est basée sur la mesure du courant.

Tableau I.8 : Comparaison des différentes méthodes de détermination du rendement d'un moteur asynchrone

Méthodes d'estimation	Essais, mesures/estimations nécessaires										Performances	
	à vide	Pleine charge	Machine désaccouplée	Tension/fréq. variable	Tensions	Courants	vitesse	couple	Résistance statorique	Info. Pla. Signal.	Degré d'intrusivité	Précision à la charge nominale
CEI Méthode 2-1-1A	non	non	non	non	oui	oui	oui	oui	non	non	haut	<0.5%
CEI Méthode 2-1-1B	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	non	haut	<0.5%
CEI Méthode 2-1-1C	oui	non	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	non	haut	<0.5%
Pla. Sig. « classique »	non	non	non	non	non	non	non	non	non	oui	bas	10% [26]
V&B-1	oui	non	oui	non	oui	oui	oui	non	oui	non	haut	N/A
V&B-2	non	non	oui	non	oui	oui	oui	non	oui	oui	haut	2.5% [41]
Courant	non	non	non	non	oui	oui	non	non	non	oui	bas	5% [26]
Glissement « classi. »	non	non	oui	non	non	non	oui	non	oui	oui	haut	7% [26]
OHMSM	non	non	oui	non	oui	non	oui	non	oui	oui	haut	N/A
Méthodes statistiques	non	non	non	non	oui	oui	oui	non	non	oui	moyen	N/A
CEI Méthode 2-1-1H	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui	haut	3%
OHMF	non	non	non	non	oui	oui	oui	non	oui	oui	haut	5% [40]
ORMEL96	non	non	optionnel	non	oui	oui	oui	non	optionnel	oui	moyen	4% [40]
AGén.	non	non	non	non	oui	oui	non	non	non	oui	moyen	1.1%-1.7% [46]
AGT	oui	non	non	non	oui	oui	oui	non	oui	oui	haut	0.5% [40]
NAGT	non	non	non	non	oui	oui	optionnel	non	optionnel	oui	moyen	2% (<20 ch) [49]

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre ont été présentés, en premier lieu, des éléments relatifs aux contextes énergétique, économique et industriel dans lesquels est née cette étude. Nous avons commencé par énumérer les différentes normes et directives relatives à l'efficacité énergétique des moteurs électriques en partant de la classification des niveaux de rendements selon les différentes classes IE jusqu'au planning d'implémentation du règlement UE n°640/2009 de la Directive 2009/125/CE applicables à la mise sur le marché et à la mise en service des moteurs électriques.

En second lieu, après avoir défini les contraintes industrielles ainsi que le cahier des charges fixé pour notre étude, nous avons présenté les différentes méthodes normalisées utilisées pour la détermination du rendement des machines électriques. Plus particulièrement, nous avons détaillé les méthodes tirées de la norme CEI 60034-2-1, relatives à la détermination du rendement des machines asynchrones. La description relativement détaillée qui en a été faite se justifie par le fait que ces méthodes seront utilisées pour la caractérisation énergétique fine de machines asynchrones au laboratoire afin de chiffrer la précision des différentes méthodes développées dans le cadre de la thèse.

En troisième lieu, une étude bibliographique sur les différentes méthodes de détermination du rendement des moteurs asynchrones in-situ a été menée, méthodes qui se rapprochent le plus du besoin formulé par le partenaire industriel à savoir : la détermination du niveau de charge des machines asynchrones directement alimentés par le réseau. Cette veille a fait ressortir que, parmi les différentes méthodes proposées dans la littérature, seule la méthode basée sur la mesure du courant absorbé peut répondre aux exigences de notre cahier des charges. Malgré un bas degré d'intrusivité bas, la méthode qui consiste à considérer que le rendement d'un moteur est égal à la valeur indiquée sur sa plaque signalétique a été écartée pour des raisons évidentes. De plus, cette méthode ne permet pas de déterminer la puissance mécanique sur l'arbre du moteur.

Ainsi, ce chapitre a permis de mettre en évidence la difficulté de détermination de la puissance mécanique en sortie d'un moteur électrique de manière non-invasive. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter quatre méthodes permettant d'estimer le niveau de charge des machines asynchrones directement reliées au réseau de manière non-invasive.

Chapitre II : Méthodes d'estimation non invasive de l'état de charge d'un moteur asynchrone

II.1. Introduction

Les exigences fixées par notre cahier des charges nous imposent la détermination du niveau de charge des machines asynchrones directement alimentées par le réseau et cela, sans avoir accès à la boîte à bornes ni à l'arbre de la machine. L'analyse de l'état de l'art sur les méthodes de détermination du rendement des machines asynchrones in-situ a fait ressortir que la seule méthode qui peut répondre aux contraintes imposées par notre cahier des charges est celle qui est basée sur la mesure du courant absorbé par la machine.

Dans ce chapitre, nous allons présenter quatre protocoles de détermination non invasive du niveau de charge d'un moteur asynchrone connecté au réseau. Ces protocoles s'appuient sur la mesure du courant absorbé par la machine et/ou du flux magnétique de dispersion. Étant donné que notre étude rentre dans la continuité de travaux antérieurs menés au laboratoire, deux des méthodes présentées ont été extraites des travaux de thèse de F. Zidat [55] et ont fait l'objet, dans cette thèse, de recherches complémentaires pour les améliorer. Les deux autres méthodes, basées sur l'exploitation de la seule mesure du flux externe rayonné par les machines asynchrone, ont été développées dans le cadre de notre étude.

L'originalité de ce travail réside dans l'exploitation du flux magnétique rayonné par les machines AC à l'extérieur de leurs carcasses, aussi appelé flux magnétique de dispersion. Dans la littérature, les travaux utilisant cette grandeur sont nombreux, spécialement dans le domaine de la détection de défauts. Parmi ces travaux, nous pouvons citer à titre d'exemples :

- la détection de défaillance des roulements [56], de défauts rotoriques des machines asynchrones [57],[58], [59] et synchrones [60], [61] ainsi que des;
- les déséquilibres et excentricité des machines asynchrones [62] ;
- la discrétion magnétique des navires [63] ;
- et, de manière plus originale, la séparation des réactances de fuite pour les machines asynchrones [64] ;

Nos travaux visent à développer des méthodes d'estimation non-invasive du couple électromagnétique Γ_e , une donnée clé pour la détermination du niveau de charge de la machine, à partir de l'exploitation du champ magnétique de dispersion. En effet, si nous connaissons les valeurs des pertes mécaniques et du glissement, l'équation (II.1) [65], où Ω^s est la vitesse du synchronisme en [rad/s], permet de calculer le couple utile développé sur l'arbre de la machine à partir du couple électromagnétique.

$$\Gamma_u = \Gamma_e - \frac{P_{vf}}{\Omega^s(1-g)} \quad (\text{II.1})$$

Dans notre étude, les pertes mécaniques sont déterminées par les équations (I.17) à (I.19) et nous considérons que Γ_e évolue de manière linéaire entre les vitesses nominale et du synchronisme. Cette hypothèse sur l'évolution de la vitesse est une approximation largement utilisée ; dans notre cas ; nous l'avons choisie pour des raisons de simplicité. Cependant, des brevets antérieurs [66], [67] ont démontré la faisabilité de l'estimation de la vitesse de rotation à partir de la mesure du flux externe rayonné par

les machines asynchrones et il serait donc possible d'avoir une image de la vitesse à partir des mesures réalisées dans notre étude.

II.2. Estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant

Comme l'a fait ressortir l'état de l'art présenté dans le première chapitre, une première possibilité pour estimer Γ_e , qui peut répondre à notre cahier des charges dans le cas où les phases alimentant le moteur sont accessibles séparément, consiste à n'utiliser que la mesure du courant de ligne, mesure qui peut être réalisée sans ouvrir le circuit électrique. Différentes techniques d'estimation de la puissance mécanique utile à partir du courant absorbé sont proposées dans la littérature [26], [27], [40]. Ces méthodes, ainsi que leurs avantages et inconvénients, ont été présentés dans le chapitre précédent. Plus particulièrement, la méthode proposée dans [68] consiste à considérer que le couple électromagnétique est proportionnel au courant statorique I^s comme donné à l'équation (II-1), où C est une constante.

$$\Gamma_e = C(I^s - I_0^s) \quad (\text{II.1})$$

Lors du fonctionnement au niveau de charge nominale, nous avons $\Gamma_{en} = C(I_n^s - I_0^s)$, soit : $C = \frac{\Gamma_{en}}{(I_n^s - I_0^s)}$. Γ_{en} et I_n^s sont les valeurs du couple et du courant au fonctionnement nominal, portées (ou déduites) par (de) la plaque signalétique. L'expression (II.1) devient alors :

$$\Gamma_e = \Gamma_{en} \frac{(I^s - I_0^s)}{(I_n^s - I_0^s)} \quad (\text{II.2})$$

La méthode décrite par l'équation (II.2), intitulée « *ProtoII* », présente l'avantage de ne s'appuyer que sur la mesure du courant pour estimer le couple électromagnétique. Néanmoins, elle nécessite la connaissance du courant absorbé par le moteur au fonctionnement à vide, qui peut être estimé, selon la puissance et la classe du moteur, comme étant égal à un certain pourcentage du courant nominal de la machine.

Par ailleurs, il a été constaté dans [55] que la proportionnalité du couple avec I^s n'est vérifiée que pour des valeurs du couple supérieures à $\Gamma_{en} / 3$, ce qui correspond à des courants αI_n^s , avec α proche de 0.5. En pratique, les valeurs de α sont légèrement inférieures à cette valeur traditionnellement utilisée. En considérant la zone allant de αI_n^s à I_n^s , zone indiquée sur la Figure II.1, la relation du couple peut être modifiée de sorte que $\Gamma_e = AI^s + B$. Une fois les constantes A et B déterminées, en utilisant les deux points connus décrits par le système d'équations (II.3), le couple électromagnétique s'exprime avec l'équation (II.4).

$$\begin{cases} I^s = \alpha I_n^s ; \Gamma_e = \left(\frac{\Gamma_{en}}{3} \right) \\ I^s = I_n^s ; \Gamma_e = \Gamma_{en} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\Gamma_e = \frac{\Gamma_{e,n}}{3(1-\alpha)} \left[\frac{2}{I_n^s} I^s + (1-3\alpha) \right] \quad (\text{II.4})$$

Cette seconde méthode, appelée « *ProtoI2* », repose sur un constat selon lequel au-delà de αI_n^s , l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant est linéaire. Néanmoins, cette évolution est bien identifiée pour les fonctionnements en charge et cela, sans avoir à connaître la valeur du courant absorbé par la machine lors de son fonctionnement à vide. La correction apportée par le « *ProtoI2* » ne peut donc qu'améliorer l'estimation du couple.

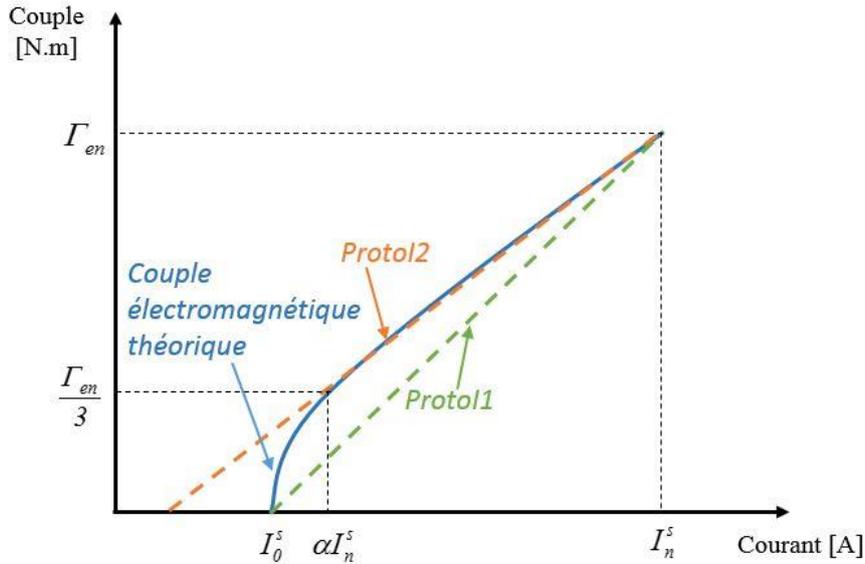


Figure II.1 : Évolution des couples théorique et estimés « *ProtoI1* » et « *ProtoI2* » avec le courant absorbé

Cependant, et comme illustré à la Figure II.1, l'hypothèse d'une variation linéaire du couple avec le courant n'est pas vérifiée pour les fonctionnements proches du point à vide. Dans le but d'accroître la précision de l'estimation du couple à partir de la mesure de I^s , particulièrement aux faibles niveaux de charge, nous avons développé le protocole « *ProtoI* » qui, basé sur les deux méthodes « *ProtoI1* » et « *ProtoI2* », conduit au couple électromagnétique avec une précision supérieure à 15 %. La valeur de Γ_e , calculée avec le protocole « *ProtoI* », est considérée comme étant égale à celle fournie par « *ProtoI2* » lorsque $\Gamma_e > (\Gamma_{e,n} / 3)$ et égale à la moyenne des deux protocoles « *ProtoI1* » et « *ProtoI2* » pour les faibles niveaux de charge. On le traduit par le système d'équations (II.5).

$$\begin{cases} \text{si } I_{(1)}^s < \alpha I_{(1),n}^s ; & \Gamma_e = \frac{\text{ProtoI1} + \text{ProtoI2}}{2} \\ \text{sinon} ; & \Gamma_e = \text{ProtoI2} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Afin de chiffrer le degré de précision de l'estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant, une validation expérimentale a été réalisée au laboratoire sur différents moteurs asynchrones, à savoir : un « MAS3kW4pB-IE0 », un « MAS3kW4pC-IE0 », un « MAS11kW4pC-IE2 » et « MAS11kW4pC-IE3 ».

Chaque moteur testé est alimenté par le réseau à sa tension nominale via un auto-transformateur programmable de précision $\pm 0.1V$ et il est couplé mécaniquement à une génératrice à courant continu qui débite dans une caisse de charge résistive pour appliquer des variations de charges et, par conséquent, des variations du couple sur l'arbre. La mesure de puissance à l'entrée du moteur asynchrone est effectuée sur chacune des trois phases grâce à un wattmètre numérique de précision YOKOGAWA (modèle WT230). Etant donné que le banc d'essai des moteurs 11kW n'est pas équipé d'un couplemètre, les valeurs du couple électromagnétique estimées sont comparées aux valeurs théoriques calculées à partir du schéma monophasé équivalent de chaque machine. Les impédances constituant le schéma monophasé équivalent de chaque machine testée sont déterminées expérimentalement à partir d'essais classiques en conformité avec la méthode 2-1-1H de la Norme CEI 60034-2-1, à savoir :

- un essai en courant continu pour la détermination de la résistance statorique ;
- un essai à vide pour la détermination des pertes constantes ;
- un essai à vide à tensions réduites pour la séparation des pertes constantes ;
- un essai à rotor bloqué pour la détermination des impédances rotoriques ;
- un essai en charge pour la détermination de la courbe de charge du moteur instrumenté.

Les pertes supplémentaires en charge sont, quant à elles, calculées à partir de la méthode de la valeur assignée car la mesure du couple utile n'est pas possible. Sur chacun des moteurs testés, le courant absorbé est mesuré sur l'une des trois phases avec une pince ampèremétrique de précision 0.1A. Les variations du couple électromagnétique, théorique et estimées à partir de « *Proto1* », « *Proto2* » et « *ProtoI* », sont données à la Figure II.2 pour la MAS3kW4pB-IE0, à la Figure II.3 pour la MAS3kW4pC-IE0, à la Figure II.4 pour la MAS11kW4pC-IE2 et à la Figure II.5 pour la MAS11kW4pC-IE3.

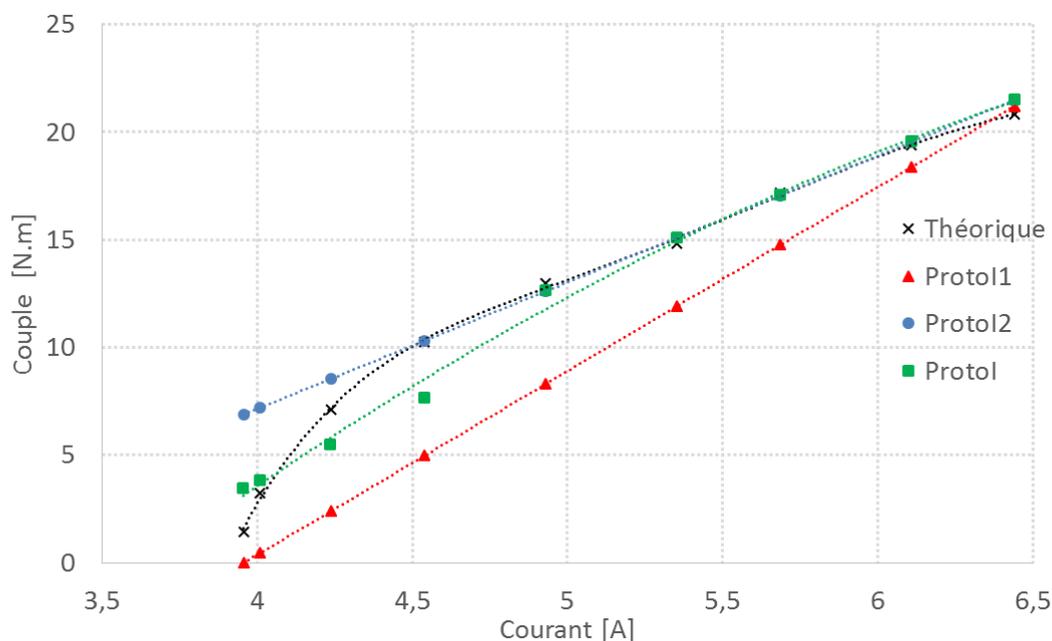


Figure II.2 : Évolutions du couple électromagnétique théorique et estimés à partir de la mesure du courant statorique pour la MAS3kW4pB-IE0

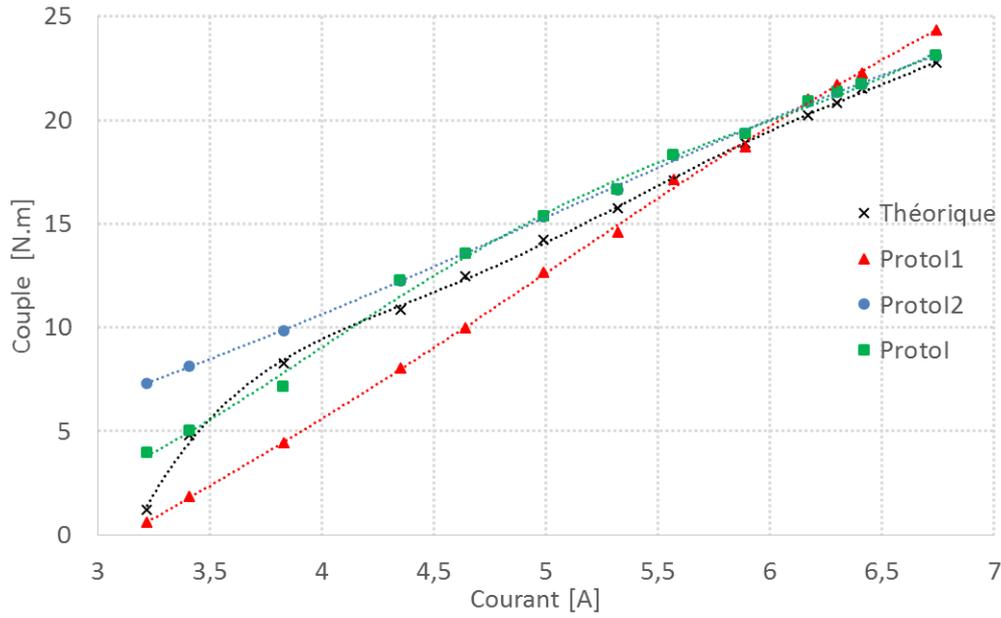


Figure II.3 : Évolutions du couple électromagnétique théorique et estimés à partir de la mesure du courant statorique pour la MAS3kW4pC-IE0

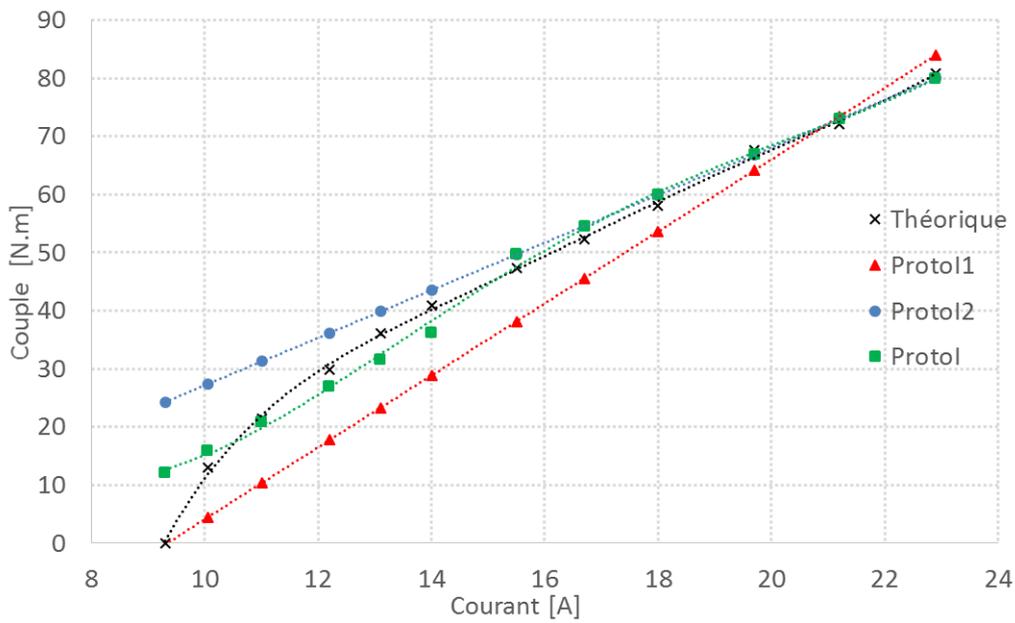


Figure II.4 : Évolutions du couple électromagnétique théorique et estimés à partir de la mesure du courant statorique pour la MAS11kW4pC-IE2

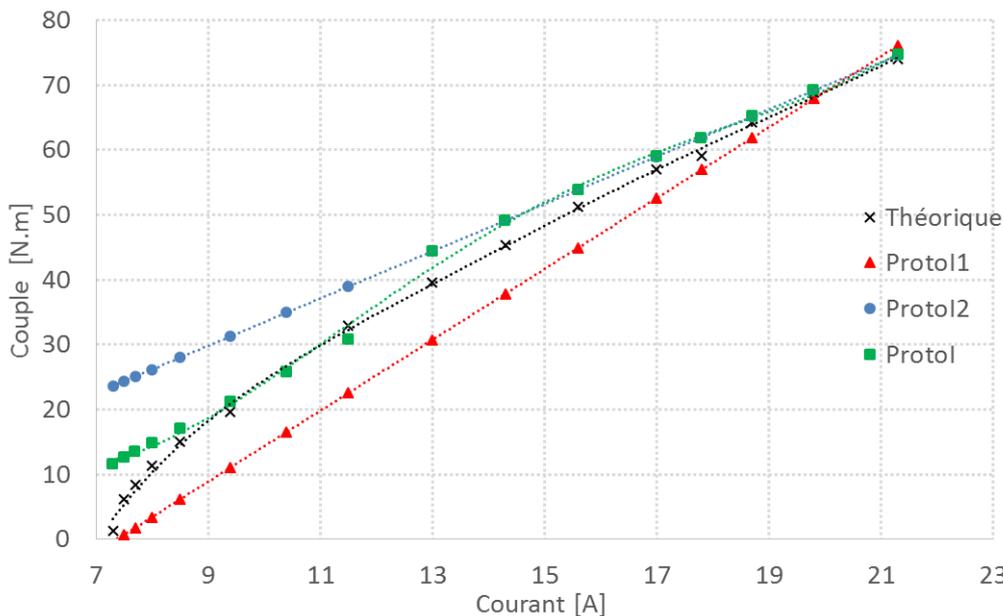


Figure II.5 : Évolutions du couple électromagnétique théorique et estimés à partir de la mesure du courant statorique pour la MASI 1kW4pC-IE3

Il apparaît clairement, à partir des Figures II.2, II.3, II.4 et II.5 que le couple électromagnétique estimé, à partir de la mesure du courant absorbé « *ProtoI* », est relativement proche de la valeur théorique obtenue à partir du schéma monophasé équivalent, notamment pour les points de fonctionnement en charge. Cependant, l'estimation du couple obtenue à partir de la mesure du courant statorique uniquement « *ProtoI* » n'est pas très précise dans la première moitié de la variation du courant statorique : entre le courant à vide et la mi-charge. Par ailleurs, ces résultats montrent également que la construction du rotor (bobiné ou à cage) ainsi que la Classe énergétique (IE0, IE2 et IE3) n'ont pas d'influences sur la précision de l'estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant « *ProtoI* ».

II.3. Estimation du niveau de charge d'un moteur asynchrone à partir du champ de dispersion

Rendre l'estimation du couple électromagnétique plus précise, tout en restant non invasive, a nécessité de s'appuyer sur l'exploitation de grandeurs supplémentaires, externes à la machine. Exploiter le flux de dispersion de la machine est un moyen original en soi mais surtout très pertinent pour l'instrumentation rapide des machines analysées. Des études antérieures menées au laboratoire [55] ont permis de démontrer la faisabilité d'une telle estimation. L'objectif de notre approche est de développer des méthodes qui, en s'appuyant sur les techniques déjà étudiées au laboratoire, permettent l'estimation du niveau de charge d'un moteur asynchrone de la manière la moins invasive possible, tout en respectant la précision fixée par le cahier des charges qui est de 15 %. Nous montrerons que notre apport se situe à deux niveaux :

- Premièrement, il s'agit dans le cadre de ce travail, inscrit dans la continuité de celui mené par Farid Zidat [55], d'évaluer les paramètres impactant la précision de la méthode proposée ;

- Deuxièmement, et c'est l'apport majeur de notre travail, nous ambitionnons de rendre la méthode totalement non invasive. Nous montrerons que seule la mesure du champ de dispersion peut conduire à la définition du courant absorbé et du couple électromagnétique.

Il a été démontré dans des travaux antérieurs [69], [70] qu'en négligeant les pertes fer, le couple électromagnétique d'une machine à p paires de pôles peut être estimé à partir du vecteur espace courant statorique \underline{i}^s et du vecteur espace flux magnétisant $\underline{\Psi}_m$, comme donné à l'équation (II.6.a).

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \underline{i}^s \wedge \underline{\Psi}_m \quad (\text{II.6.a})$$

En notant $\delta_{(1)}^s$ le déphasage entre les composantes fondamentales de \underline{i}^s et de $\underline{\Psi}_m$, l'équation (II.6.a) devient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p I_{(1)}^s \Psi_{m,(1)} \sin(\delta_{(1)}^s) \quad (\text{II.6.b})$$

À partir de l'équation (II.6.b) et en supposant que la mesure de $I_{(1)}^s$ peut être réalisée de manière non invasive avec une pince ampèremétrique, l'estimation du couple électromagnétique revient à avoir une estimation de $\Psi_{m,(1)}$ et de son déphasage $\delta_{(1)}^s$ par rapport à $\underline{i}_{(1)}^s$. L'estimation de $\Psi_{m,(1)}$ peut être obtenue à partir de la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion qui donne une image fiable du champ d'entrefer de la machine [55], [71].

Afin d'éclairer le lecteur, nous allons, dans ce qui suit, montrer comment exploiter les informations tirées à partir du champ magnétique de dispersion dans l'objectif de déterminer le niveau des charge des moteurs asynchrones.

II.3.1. Caractérisation du champ magnétique de dispersion rayonné par une machine asynchrone

Le champ magnétique de dispersion correspond au champ magnétique rayonné par une machine autour de sa carcasse. Ce phénomène s'explique par l'incapacité de la machine à canaliser parfaitement la totalité du flux qu'elle produit. Il évolue dans l'environnement proche des machines tournantes et s'atténue fortement dès qu'on s'en éloigne [72].

L'objectif de cette partie est de caractériser le champ magnétique de dispersion rayonné par les machines asynchrones afin de montrer l'intérêt de son utilisation à des fins d'estimation du niveau de charge. La première étape de cette caractérisation consiste à identifier les deux sources qui génèrent du champ magnétique de dispersion, à savoir (Figure II.6) :

- Les parties droites (conducteurs logés dans les encoches) qui conduisent à l'établissement du flux d'entrefer. Ce dernier n'étant pas parfaitement canalisé dans la culasse statorique, une partie se referme dans la carcasse et les flasques, mais également dans l'air. Cette source génère le flux de dispersion transversal, que l'on peut décomposer en une composante normale et une composante tangentielle dans un repère cylindrique suivant l'axe de l'arbre de la machine.

- Les parties des conducteurs qui ne sont pas logées dans les encoches (têtes de bobines) : qui produisent un champ qui est mal canalisé dans la carcasse et les flasques et dont une partie se referme dans l'air. Cette source génère du flux de dispersion axial suivant les axes Z et normal. La composante tangentielle du flux de dispersion axial est faible relativement aux deux autres composantes.

Ainsi, pour distinguer les sources à l'origine du champ de dispersion, des indices supérieurs « tr » (transversal) et « a » (axial) sont affectés respectivement aux grandeurs liées, d'une part, au champ d'entrefer qui sont générées par les parties droites et, d'autre part, aux grandeurs relatives aux extrémités des enroulements qui sont générées par les têtes de bobines. Cette terminologie conduit à écrire, dans un repère cylindrique $(\vec{TAN}, \vec{NOR}, \vec{Z})$ où \vec{Z} est orienté suivant l'axe de l'arbre de la machine, le système d'équations (II.7).

$$\begin{cases} b_{TAN} = b_{TAN}^{tr} + b_{TAN}^a \\ b_{NOR} = b_{NOR}^{tr} + b_{NOR}^a \\ b_Z = b_Z^{tr} + b_Z^a \end{cases} \quad (II.7.a)$$

Les deux sources du champ magnétique de dispersion ainsi que les plans perpendiculaires aux trois axes $(\vec{TAN}, \vec{NOR}, \vec{Z})$, qui représentent les orientations adéquates des capteurs à disposer pour mesurer chacune de ses trois composantes, sont représentées à la Figure II.6.

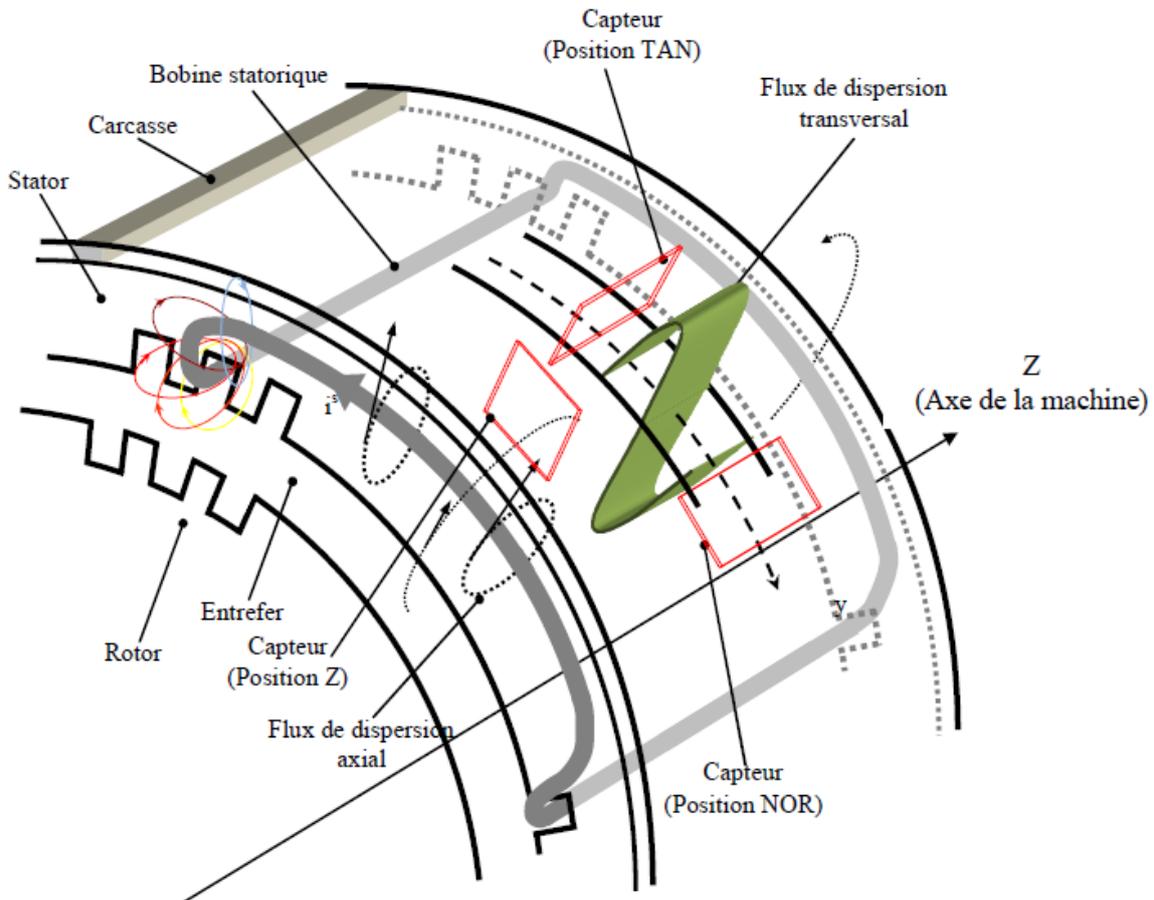


Figure II.6 : Champs magnétiques dus aux conducteurs logés dans les encoches et aux têtes de bobines [55]

Les travaux menés dans le cadre de la Thèse de F. Zidat [55] ont mis en évidence certaines propriétés importantes concernant la distribution de la composante fondamentale du champ de dispersion pour les machines asynchrones triphasées alimentées directement par le réseau à une fréquence de 50 Hz, à savoir que :

- 1) La composante b_Z est directement liée aux effets d'extrémités générés par les têtes de bobines/anneaux de court-circuit. Ce constat est logique car les parties droites (conducteurs dans les encoches) ne génèrent pas de composantes selon l'axe \vec{Z} . Nous avons donc $b_Z^r = 0$. Les extrémités de la machine seraient donc les positions idéales pour la mesure de cette composante. L'auteur a également constaté que les têtes de bobines rotoriques/anneau de court-circuit n'influencent que très peu la composante Z du flux de dispersion. Cette composante serait donc l'image des courants dans les têtes de bobines statoriques. Ce constat est contraire à celui fait dans [73], où l'auteur affirme que la composante axiale du champ magnétique de dispersion, rayonnée suivant l'axe \vec{Z} , résulte des effets conjugués des courants qui circulent dans les têtes de bobines statoriques et dans les têtes de bobines rotoriques (ou dans l'anneau de court-circuit dans le cas d'une machine à cage d'écureuil).
- 2) La composante b_{TAN} est, quant à elle, générée principalement par le flux de dispersion transversal, ce qui implique que $b_{TAN}^a = 0$ et que finalement $b_{TAN} = b_{TAN}^r$. Des travaux antérieurs [71] ont d'ailleurs permis d'identifier la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion comme étant une image fiable du champ d'entrefer. Cette composante reste constante le long du paquet de tôles statoriques et son amplitude ne dépend ni de la position des têtes de bobines ni de la longueur du fer. C'est une observation importante, car elle signifie que la mesure de la composante tangentielle peut être faite en n'importe quel point le long du paquet de tôles statorique. Cependant, et étant donné que le fer statorique n'est pas visible à partir de l'extérieur de la machine, il est conseillé que la mesure soit réalisée à une position se situant approximativement au milieu de la machine.
- 3) Le fait que les deux sources du champ de dispersion, axiale et transversale, génèrent une composante normale, ainsi que l'absence de point remarquable dans l'évolution de b_{NOR} , rendent cette composante difficilement exploitable.

Par conséquent, et en tenant compte des propriétés de la distribution spatiale de la composante fondamentale du flux de dispersion autour d'une machine asynchrone, le système d'équations (II.7.a) devient :

$$\begin{cases} b_{TAN} = b_{TAN}^r \\ b_{NOR} = b_{NOR}^r + b_{NOR}^a \\ b_Z = b_Z^a \end{cases} \quad (\text{II.7.b})$$

Les évolutions des trois composantes du champ magnétique de dispersion le long d'une machine asynchrone de 11 kW – 4 pôles à rotor bobiné sont données à la Figure II.7 sur laquelle les effets d'extrémités sur la composante axiale ainsi que la constance de la composante tangentielle le long du circuit magnétique sont bien mis en évidence. Ces mesures ont été réalisées lors d'une marche à vide avec un capteur triaxial.

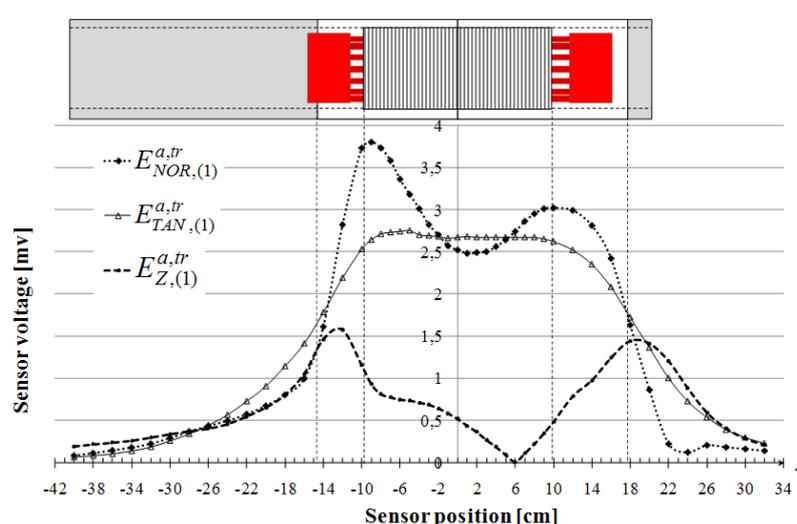


Figure II.7 : Evolution de la composante fondamentale des trois f.e.m. (mV) du capteur triaxial de champ magnétique de dispersion le long de la machine pour un fonctionnement à vide [71]

Plusieurs points importants pour la suite de l'étude sont à mettre en exergue :

- Dans [74], l'étude des émissions électromagnétiques des machines tournantes a permis de démontrer que le fait que la carcasse et les flasques des machines tournantes soient fabriqués d'une seule pièce non laminée, généralement en aluminium ou en fonte, permet aux courants de Foucault d'y circuler, y créant des champs magnétiques qui s'opposent à la source qui les a créés. De fait, le champ à l'extérieur est fortement atténué et déphasé.
- Les simulations par Eléments Finis effectuées par l'auteur de [55], [74] ont permis de constater que les courants de Foucault qui s'établissent dans la carcasse et les flasques affectent le module et la phase des trois composantes du champ de dispersion. L'atténuation K_{cf}^c , due à la circulation des courants de Foucault dans la carcasse, est d'autant plus importante que la résistivité ρ^c du matériau (de la carcasse et des flasques) est faible et que sa perméabilité $\mu^c = \mu_0 \mu_r^c$ est élevée, comme illustré sur la Figure II.8. Les effets sur l'amplitude et la phase du flux de dispersion décroissent avec la diminution de l'épaisseur de la carcasse. Cela signifie que les signaux captés à l'extérieur de la machine doivent être adaptés et retravaillés, pour chaque machine analysée afin de tenir compte du déphasage et de l'atténuation. L'auteur met également en évidence que la saturation :
 - n'a pas d'influence sur la phase du flux de dispersion ;
 - fait que la machine canalise moins bien le flux et, donc, rayonne davantage.

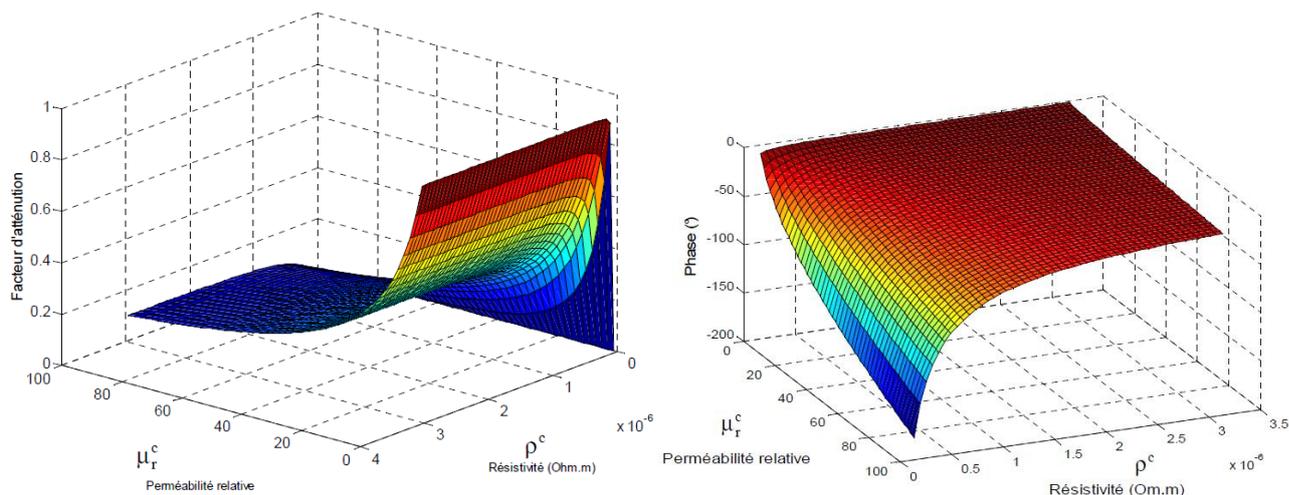


Figure II.8 : Influence de ρ^c et de μ_r^c sur le module et la phase de \underline{K}_{cf}^c [55], [74]

- Les ailettes, quant à elles, ont tendance à canaliser le flux de dispersion. Par conséquent, les composantes normale et tangentielle du flux de dispersion des machines avec ailettes sont plus importantes que celles des machines sans ailettes. Par conséquent, la position idéale du capteur pour mesurer la composante tangentielle se situe à l'extrémité des ailettes, au plus proche du milieu de la machine afin de minimiser les effets des extrémités.

Comme le montre la Figure II.9 relative à une machine 11kW – 4 pôles de Classe IE2, la composante tangentielle du flux de dispersion rayonné par une machine asynchrone se singularise par une évolution caractéristique à vide : il croit (Zone 2) alors que l'évolution de ce flux avec la charge est linéaire aux autres régimes (Zone 1). Cette singularité s'explique par le fait que, au fonctionnement à vide, la chute de tension liée à la résistance de l'enroulement statorique et à l'inductance de fuites statorique est faible. Cela signifie que la tension magnétisante, indiquée par \underline{E}^s sur le schéma monophasé équivalent de la Figure II.10, est maximale. Les machines étant généralement dimensionnées pour le point nominal de fonctionnement au niveau du coude de saturation du circuit magnétique, ce dernier se retrouve saturé en l'absence de charge. Cette évolution, vérifiée au laboratoire, expérimentalement et de manière numérique [55], sur des moteurs asynchrones de puissances allant de 3kW à 22kW, est très intéressante car elle permet de statuer, sans autre mesure, sur l'état de charge de la machine. D'autre part, la phase à vide peut être identifiée correctement car la saturation n'affecte pas ce paramètre. C'est une propriété très importante de la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion, qui sera utilisée par la suite à des fins de calibration.

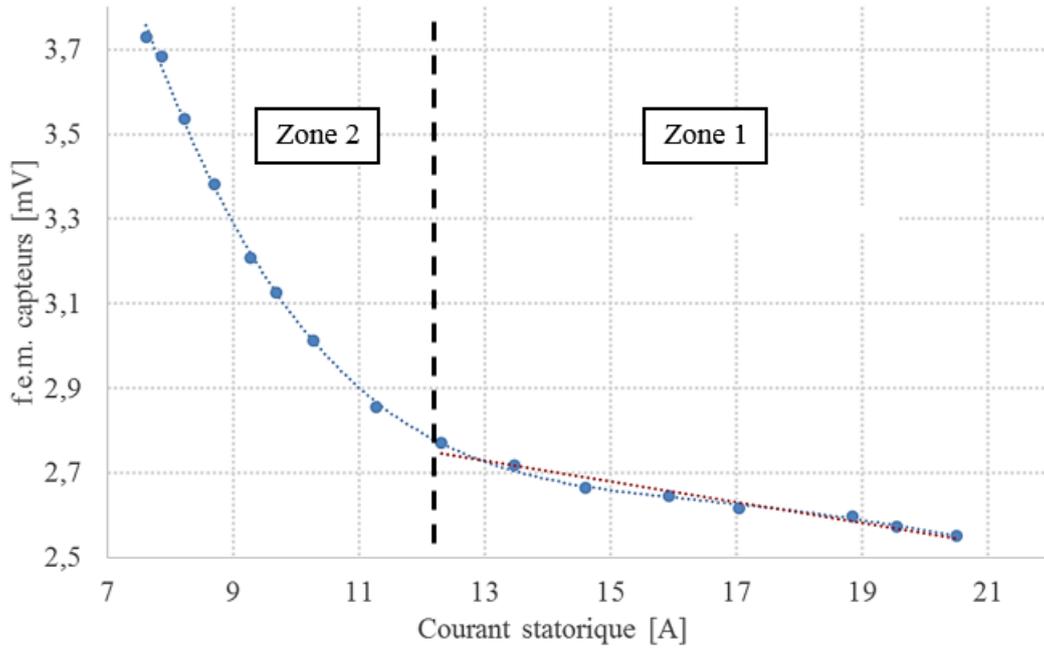


Figure II.9 : Evolution du fondamental de la f.e.m. image de la composante tangentielle du flux de dispersion avec le courant statorique

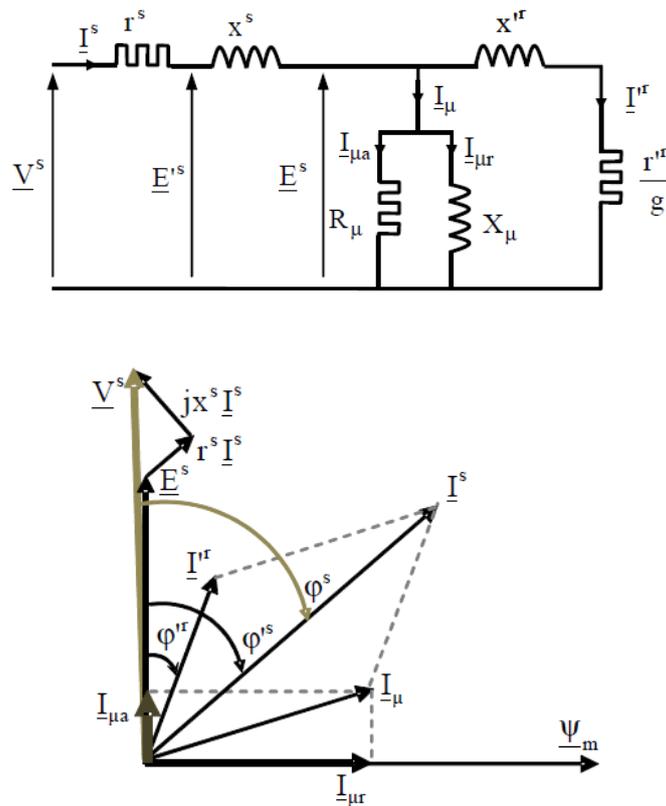


Figure II.10 : Schéma monophasé équivalent d'une machine asynchrone et son diagramme vectoriel associé

II.3.2. Mesure du champ magnétique de dispersion

Plusieurs techniques existent pour mesurer les champs magnétiques de faibles valeurs. Les plus courantes sont les mesures par gaussmètres, pour les valeurs de champs magnétiques supérieures à 1mT et les magnétomètres pour la mesure de champs magnétiques de valeurs inférieures à 1mT [75]. Au cours des dernières décennies, différents capteurs, industriels [76] ou fabriqués en laboratoires [58], [77], [78] ont vu le jour notamment, dans le cadre du diagnostic de défauts des machines électriques. Le principe de la mesure est simple puisqu'il consiste en une mesure de tension aux bornes d'un capteur inductif de type bobiné dans l'air ou autour d'un noyau ferromagnétique. En effet, le principe de la mesure est identique à celui des fluxmètres et repose sur la loi de Lenz-Faraday qui stipule que, si une bobine composée de N spires est sujette à des variations temporelles du flux du champ magnétique d'induction Φ , une force électromotrice (f.e.m.) e est induite aux bornes de cette bobine telle que donnée à l'équation (II.8).

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.8})$$

Par conséquent, pour un champ d'induction magnétique \vec{B} spatialement uniforme sur la section S d'un capteur de N spires bobinées autour d'un noyau possédant une perméabilité relative μ_r et placée à une position fixe par rapport au champ magnétique \vec{H} , la f.e.m. induite aux bornes de la bobine est telle que donnée à l'équation (II.9), où μ_0 est la perméabilité du vide.

$$e = -NS\mu_0\mu_r \frac{dH}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Ainsi, il apparaît à partir de l'équation (II.9) que la valeur de la f.e.m. induite aux bornes d'un capteur bobiné est proportionnelle à sa section S , à son nombre de spires N mais également à la perméabilité relative de son noyau magnétique.

Dans le cadre de ce travail, notre choix s'est porté sur l'utilisation de capteurs bobinés sans noyau, de différentes dimensions et de différents nombres de spires. Ils présentent plusieurs avantages, à savoir :

- une réalisation relativement simple ;
- une robustesse supérieure à celle des capteurs à noyaux ferromagnétiques, c'est important compte-tenu de l'utilisation en milieu industriel ;
- un faible coût de fabrication ;
- la facilité de l'exploitation des tensions mesurées, qui ne nécessite qu'une amplification.

Étant donné le faible niveau du champ magnétique de dispersion rayonné autour des machines tournantes (de l'ordre du microTesla à quelques milliTesla pour un capteur collé à la surface externe de la machine), les tensions mesurées aux bornes du capteur sont de très faibles niveaux et nécessitent donc une amplification pour être exploitables. De ce fait, toutes les mesures effectuées au laboratoire sont réalisées avec un analyseur de spectres *Brüel & Kjaer* et du logiciel *PULSE™* qui permet le traitement numérique de données comme illustré à la Figure II.11.

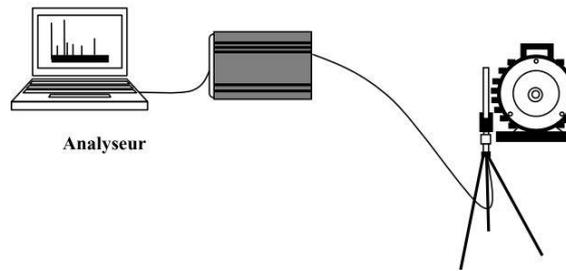


Figure II.11 : Principe utilisé au laboratoire pour la mesure du champ de dispersion

Quelques photographies d'exemples de capteurs utilisés pour la mesure du champ de dispersion sont données à la Figure II.12. Les orientations du capteur pour la mesure de chacune des trois composantes du champ de dispersion sont illustrées à la Figure II.13 où les dispositions pour la mesure des composantes normale, tangentielle et axiale sont données respectivement en bleu, vert et rouge.

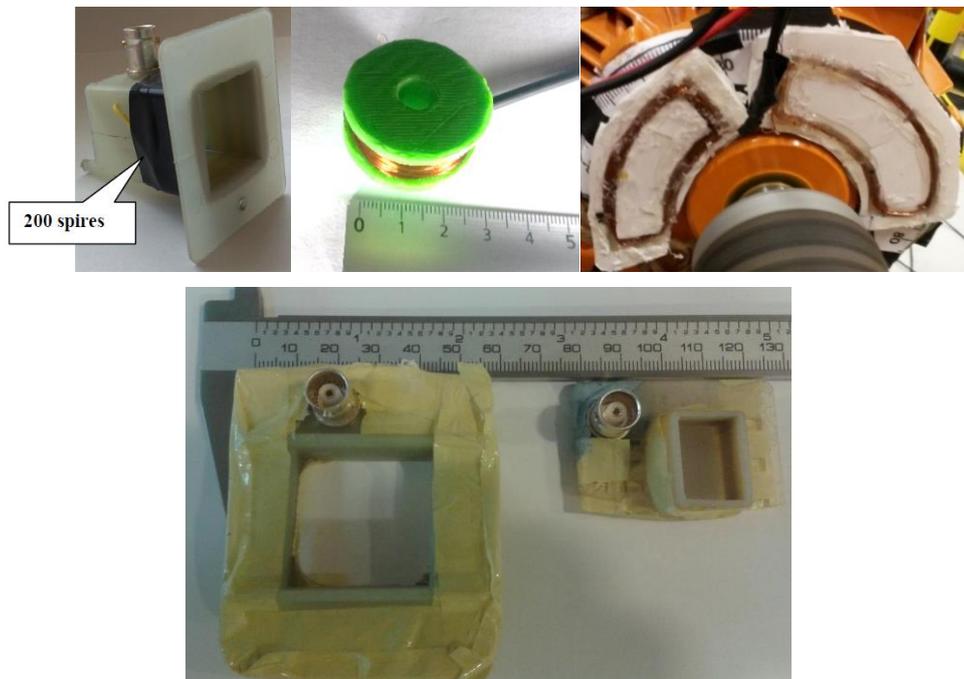


Figure II.12 : Photographies de quelques exemples des capteurs bobinés utilisés

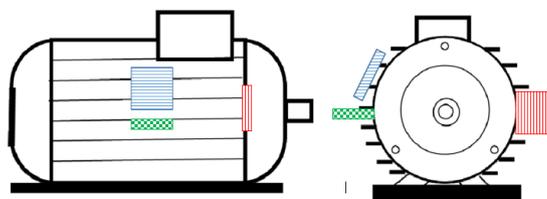


Figure II.13 : Dispositions et orientations du capteur pour la mesure des trois composantes du flux magnétique de dispersion

II.3.3. Exploitation de la composante tangentielle du champ de dispersion

Comme il a été dit précédemment, des travaux antérieurs [55], [71] ont permis de démontrer que la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion n'est générée que par les parties droites des conducteurs logés dans les encoches. Ce sont ces mêmes parties droites qui sont responsables de la création du champ magnétique dans l'entrefer de la machine. Par conséquent, une image fiable de ce champ d'entrefer peut être obtenue à partir de la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion. Cette caractéristique s'avère être très intéressante pour l'estimation du couple électromagnétique développé par un moteur asynchrone. C'est la procédure que nous détaillons dans le paragraphe suivant : elle requiert la mesure du courant et du flux externe.

II.3.3.1. Procédure d'estimation du couple à partir de la mesure du courant et du champ de dispersion « ProtoIF »

Cette procédure est basée sur l'équation (II.6.a) qui, en négligeant les pertes fer, donne le couple électromagnétique d'une machine à p paires de pôles.

Comme le montre l'équation (II.6.b), l'estimation du couple électromagnétique est équivalente à la détermination d'une image de $\Psi_{m,(1)}$ et du déphasage entre cette dernière et $I_{(1)}^s$. Cette estimation peut être obtenue à partir de la composante tangentielle du champ magnétique de dispersion qui permet d'extraire une image fiable du champ d'entrefer de la machine.

Un capteur bobiné placé sur la carcasse de la machine en position TAN mesure l'image de la composante tangentielle Ψ_{TAN} du flux magnétique de dispersion. En raison de la présence de milieux de différentes natures magnétiques entre l'entrefer et l'extérieur de la machine, la composante tangentielle fondamentale du flux magnétique de dispersion $\underline{\Psi}_{TAN,(1)}$ peut s'écrire comme étant fonction du flux magnétisant $\underline{\Psi}_{m,(1)}$, du ratio χ entre la section du capteur bobiné et la surface de l'enroulement d'une phase et de $\underline{K}_{glob,(1)}$ qui est le coefficient d'atténuation global entre l'entrefer et l'extérieur de la machine et ce, à la fréquence fondamentale :

$$\underline{\Psi}_{TAN,(1)} = \chi \underline{K}_{glob,(1)} \underline{\Psi}_{m,(1)} \quad (\text{II.10})$$

\underline{K}_{glob} s'obtient par le produit des coefficients d'atténuation correspondants aux différents milieux magnétiques constituant la machine : \underline{K}^{st} dans le paquet de tôles statoriques, \underline{K}^c dans la carcasse et \underline{K}^{air} dans l'air. Par ailleurs, en posant l'hypothèse du découplage des effets liés aux courants de Foucault dans la transmission du flux magnétique depuis l'entrefer jusqu'à l'extérieur de la machine, il est possible de décomposer le coefficient d'atténuation de chaque milieu en deux parties. Le premier, \underline{K}_{mil} , est dû à l'effet du milieu traversé par le flux magnétique en négligeant les courants de Foucault (c'est par conséquent un réel) tandis que le second, \underline{K}_{cf} , traduit les effets des courants de Foucault dans chacun des milieux magnétiques. Par ailleurs, en posant l'hypothèse que le feuilletage du paquet de tôles

empêche la circulation des courants de Foucault et que ces derniers ne peuvent se propager dans l'air, nous pouvons écrire que $\underline{K}_{cf}^{pt} = \underline{K}_{cf}^{air} = 1$.

Une coupe simplifiée de la machine asynchrone avec les différentes constantes géométriques utilisées dans le calcul des coefficients d'atténuation de chaque milieu est donnée à la Figure II.14 où x est la distance entre l'axe de la machine et un point quelconque à l'extérieur de celle-ci. Par conséquent, $\underline{K}_{glob(1)}$ est calculé à partir du produit des coefficients d'atténuation dans les différents milieux magnétiques [74], par l'équation (II.11). Les expressions analytiques des modules K_{mil}^{air} , K_{mil}^{pt} , K_{mil}^c et K_{cf}^c , développées dans [79], [80], [81] en négligeant les effets de la saturation magnétique, sont données respectivement aux équations (II.12), (II.13), (II.14) et (II.15) pour un harmonique de rang k et de polarité $2m$, où μ_r^{pt} et μ_r^c sont respectivement les perméabilités relatives du matériau constituant le paquet de tôles statoriques et du matériau constituant la carcasse et ρ^c sa résistivité.

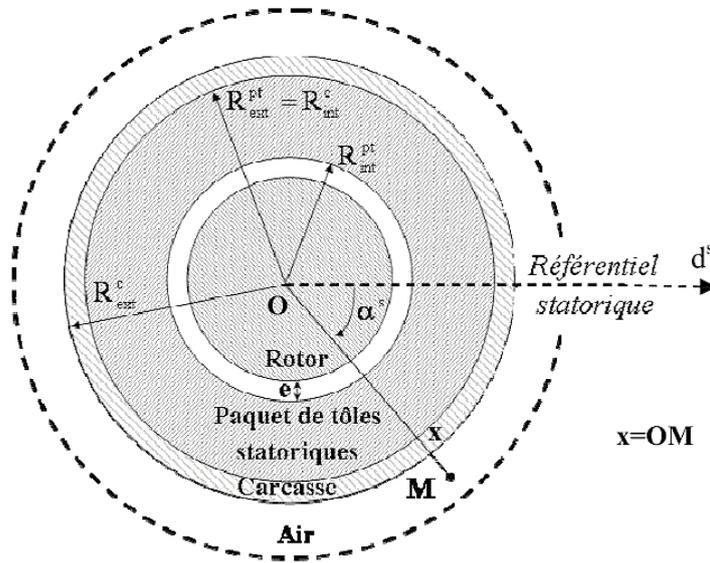


Figure II.14 : Coupe simplifiée de la machine asynchrone avec les différentes constantes géométriques utilisées pour le calcul des coefficients d'atténuation

Les différents milieux magnétiques constituant la machine ainsi que les coefficients d'atténuation associés sont schématisés à la Figure II.15, où l'espace entre le paquet de tôles statoriques et la carcasse n'est pas pris en compte.

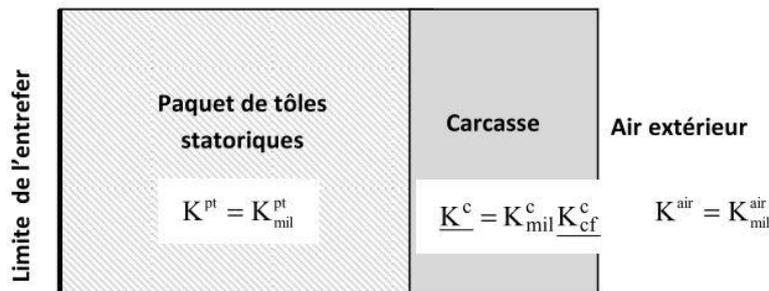


Figure II.15 : Schématisation des différents milieux magnétiques de la machine avec les coefficients d'atténuation associés

$$\underline{K}_{glob(1)} = K_{mil}^{pt} K_{mil}^c K_{mil}^{air} \underline{K}_{cf,(1)}^c \quad (\text{II.11})$$

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

$$K_{mil}^{pt} = \frac{I}{\left(\frac{1-\mu_r^{pt}}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^{pt}}{R_{ext}^{pt}} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^{pt}}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^{pt}}{R_{ext}^{pt}} \right)^{-m-1}} \quad (\text{II.13})$$

$$K_{mil}^c = \frac{I}{\left(\frac{1-\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^c}{R_{ext}^c} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^c}{R_{ext}^c} \right)^{-m-1}} \quad (\text{II.14})$$

$$K_{cf}^c = \left| \frac{2R_{int}^c N \left[\left(\frac{1-\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^c}{R_{ext}^c} \right)^{m-1} + \left(\frac{1+\mu_r^c}{2} \right) \left(\frac{R_{int}^c}{R_{ext}^c} \right)^{-m-1} \right]}{-\left(m\mu_r^c - R_{int}^c N \right) e^{N(R_{int}^c - R_{ext}^c)} + \left(m\mu_r^c + R_{int}^c N \right) e^{-N(R_{int}^c - R_{ext}^c)}} \right| \quad (\text{II.15})$$

Avec :

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

Nous pouvons donc dire, à partir de l'équation (II.15), que la phase du champ magnétique de dispersion capté à l'extérieur de la machine n'est affectée que par les courants de Foucault qui circulent dans la carcasse. Notons φ_{cf} le déphasage introduit par les courants de Foucault qui circulent dans la carcasse. De plus, et en négligeant les effets de la saturation, ce déphasage est constant pour une fréquence donnée. C'est un résultat important pour notre étude qui exploite des déphasages à la fréquence fondamentale. \underline{K}_{glob} peut donc s'écrire :

$$\underline{K}_{glob} = K_{glob} e^{j\varphi_{cf}} \quad (\text{II.16})$$

Par ailleurs, la f.e.m. d'entrefer $\underline{E}_{(1)}^s$ aux bornes de la branche magnétisante (Fig. II.10) résulte de l'intégration de la composante fondamentale du flux d'entrefer $\underline{\Psi}_{m(1)}$ sur l'ouverture angulaire des bobines constituant une phase de la machine. La loi de Lenz-Faraday nous permet d'écrire alors :

$$\underline{E}_{(1)}^s = -\omega \underline{\Psi}_{m(1)} e^{j(\pi/2)} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi, la f.e.m. $\underline{E}_{TAN(1)}$ mesurée aux bornes du capteur placé en position tangentielle sur la carcasse de la machine peut s'écrire selon l'équation (II.18), où φ_{pc} est le déphasage introduit par la position arbitraire du capteur autour de la carcasse de la machine.

$$\underline{E}_{TAN,(1)} = \chi K_{glob(1)} \underline{E}_{(1)}^s e^{j(\varphi_{pc} + \varphi_{cf,(1)})} \quad (\text{II.18})$$

Finalement, la relation qui permet d'écrire $\underline{E}_{TAN,(1)}$, mesurée aux bornes d'un capteur placé en position tangentielle sur la carcasse de la machine, en fonction de $\underline{\Psi}_{m,(1)}$ est donnée par l'équation (II.19) où $\varphi_{cfpc,(1)} = \varphi_{cf,(1)} + \varphi_{pc}$.

$$\underline{E}_{TAN,(1)} = \left(-\omega \chi K_{glob(1)} e^{j(\varphi_{cfpc,(1)} + \pi/2)} \right) \underline{\Psi}_{m,(1)} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.19) traduit que l'image de $\underline{\Psi}_{m,(1)}$ peut être obtenue à partir de la tension mesurée aux bornes d'un capteur bobiné placé en position tangentielle sur la carcasse de la machine.

Ensuite, l'estimation du couple électromagnétique à partir de l'équation (II.9.b) nécessite la connaissance du déphasage $\delta_{(1)}^s$ entre $\underline{i}_{(1)}^s$ et $\underline{\Psi}_{m,(1)}$. Pour ce faire, nous exploitons la grandeur $\beta_{TAN,(1)}$ qui représente le déphasage entre $\underline{i}_{(1)}^s$ et $\underline{E}_{TAN,(1)}$. Ce déphasage $\beta_{TAN,(1)}$ dépend de plusieurs paramètres, à savoir :

- le déphasage $\delta_{(1)}^s$ entre les composantes fondamentales $\underline{i}_{(1)}^s$ et $\underline{\Psi}_{m,(1)}$;
- un déphasage de $\pi/2$ causé par le fait que $\underline{E}_{TAN,(1)}$ aux bornes du capteur bobiné résulte de la dérivation de la composante tangentielle du flux de dispersion ;
- le déphasage $\varphi_{cf,(1)}$ introduit par les courants de Foucault qui circulent dans la carcasse ;
- le déphasage φ_{pc} dû à la position arbitraire du capteur bobiné autour de la carcasse.

Comme illustré sur la Figure II.16 où les pertes fer sont négligées, $\beta_{TAN,(1)}$ s'exprime par :

$$\beta_{TAN,(1)} = \pi/2 + \varphi_{cfpc,(1)} - \delta_{(1)}^s \quad (\text{II.20})$$

Finalement, les équations (II.9.b), (II.19) et (II.20) conduisent à écrire l'équation (II.21), où $G = 3p / (2\omega \chi K_{glob})$, du couple électromagnétique Γ_e en fonction de $\underline{i}_{(1)}^s$, de $\underline{E}_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN,(1)}$.

$$\Gamma_e = G \underline{i}_{(1)}^s \underline{E}_{TAN,(1)}^* \sin \left[\beta_{TAN,(1)} - (\pi/2 + \varphi_{cfpc,(1)}) \right] \quad (\text{II.21})$$

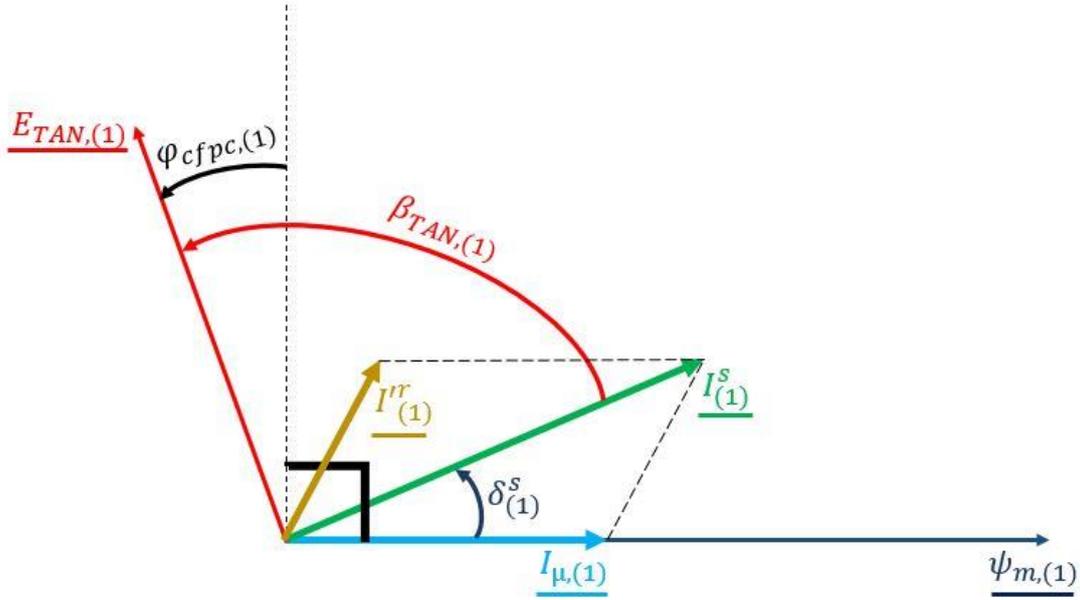


Figure II.16 : Schéma vectoriel pour la déduction de $\beta_{TAN,(1)}$ entre $i_{(1)}^s$ et $\underline{E}_{TAN,(1)}$ [82]

II.3.3.2. Calibration de la technique d'estimation du couple à partir du courant et de la composante tangentielle du flux de dispersion

Comme le démontre l'équation (II.21), le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de la mesure du courant statorique et de la composante tangentielle du flux de dispersion. Cependant, cette estimation nécessite une calibration qui consiste à déterminer les constantes G et $\varphi_{cfpc,(1)}$ [82].

a) Détermination du déphasage constant $\varphi_{cfpc,(1)}$

En négligeant les pertes fer à vide, le déphasage $\delta_{(1)}^s$ est quasiment nul. Sous cette hypothèse, l'équation (II.20) conduit à écrire, pour un fonctionnement à vide, l'équation (II.22).

$$\beta_{TAN,(1),0} = \pi/2 + \varphi_{cfpc,(1)} \quad (\text{II.22})$$

Il est important de rappeler que, pour une fréquence d'alimentation donnée, le déphasage $\varphi_{cf,(1)}$ causé par la circulation des courants de Foucault dans la carcasse, a une valeur constante. Par ailleurs, au fonctionnement à vide, le fer statorique sature et la machine rayonne davantage. Néanmoins, il a été montré que la saturation n'influence pas la phase du champ magnétique de dispersion [55]. Ainsi, il est possible de déterminer le déphasage constant $\varphi_{cfpc,(1)}$, qui englobe les déphasages introduits par la circulation dans la carcasse de courants de Foucault et par la position arbitraire du capteur bobiné, à partir de la mesure au fonctionnement à vide de $\beta_{TAN,(1),0}$ entre $\underline{i}_{(1),0}^s$, et $\underline{E}_{TAN,(1),0}$.

b) Détermination de la constante G

La constante G englobe plusieurs paramètres dont le coefficient d'atténuation globale $K_{glob(1)}$ qui est sensible à la saturation du circuit magnétique de la machine. Par conséquent, il est important de déterminer la constante G à des régimes de fortes charges car c'est les points de fonctionnements où $E_{(1)}^s$ est la moins importante (en raison de la chute de tension dans r^s et x^s) et, donc, où la machine est la moins saturée. Ainsi, au régime de fonctionnement nominal, l'équation (II.21) devient :

$$\Gamma_{e,n} = G I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{tr} \sin \left[\beta_{TAN,(1),n} - \left(\pi/2 + \varphi_{cfc(1)} \right) \right] \quad (\text{II.23})$$

L'équation (II.23) nous conduit à écrire l'équation (II.24) qui permet de calculer la constante G à partir de $I_{(1),n}^s$, de $E_{TAN,(1),n}$ et de $\beta_{TAN,(1),n}$.

$$G = \frac{\Gamma_{e,n}}{I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{tr} \sin \left[\beta_{TAN,(1),n} - \left(\pi/2 + \varphi_{cfc(1)} \right) \right]} \quad (\text{II.24})$$

Les équations (II.21), (II.22) et (II.24) nous permettent ensuite d'écrire l'équation (II.25) qui donne le couple électromagnétique.

$$\Gamma_e = \Gamma_{e,n} \frac{I_{(1)}^s E_{TAN,(1)}^{tr} \sin(\beta_{TAN,(1)} - \beta_{TAN,(1),0})}{I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{tr} \sin(\beta_{TAN,(1),n} - \beta_{TAN,(1),0})} \quad (\text{II.25})$$

Cette technique d'estimation du couple électromagnétique est intitulée « *ProtoIF* ». Notons que, si $\Gamma_{e,n}$ et $I_{(1),n}^s$ peuvent être respectivement déduites et obtenues à partir des informations mentionnées sur la plaque signalétique de la machine, la calibration de cette technique nécessite la mesure de $E_{TAN,(1),n}$ au fonctionnement nominal et la mesure de $\beta_{TAN,(1),0}$ et de $\beta_{TAN,(1),n}$. Par conséquent, l'application de « *ProtoIF* » est conditionnée par une calibration qui se fait au régime de fonctionnement assigné et au fonctionnement à vide de la machine.

Dans l'optique de chiffrer la précision de la méthode d'estimation du couple électromagnétique « *ProtoIF* », des essais sont réalisés sur quatre moteurs asynchrones, à savoir la MAS3kW4pB-IE0, la MAS11kW4pC-IE0, la MAS11kW4pC-IE2 et la MAS11kW4pC-IE3. En plus de la mesure du courant absorbé sur une phase, réalisé de manière non-invasive avec une pince ampèremétrique de précision 0.1A, un capteur bobiné est collé sur la carcasse du moteur, approximativement au milieu du paquet de tôles statoriques de sorte à ne capter que la composante tangentielle du flux de dispersion. Les mesures de $I_{(1)}^s$, de $E_{TAN,(1)}$ ainsi que de $\beta_{TAN,(1)}$ sont réalisées via l'analyseur de spectre *Brüel & Kjaer* et du logiciel *PULSE™*.

Une photographie du banc d'essai 3kW ainsi que la disposition du capteur bobiné pour la mesure de la composante tangentielle du flux de dispersion sont illustrées à la Figure II.17.

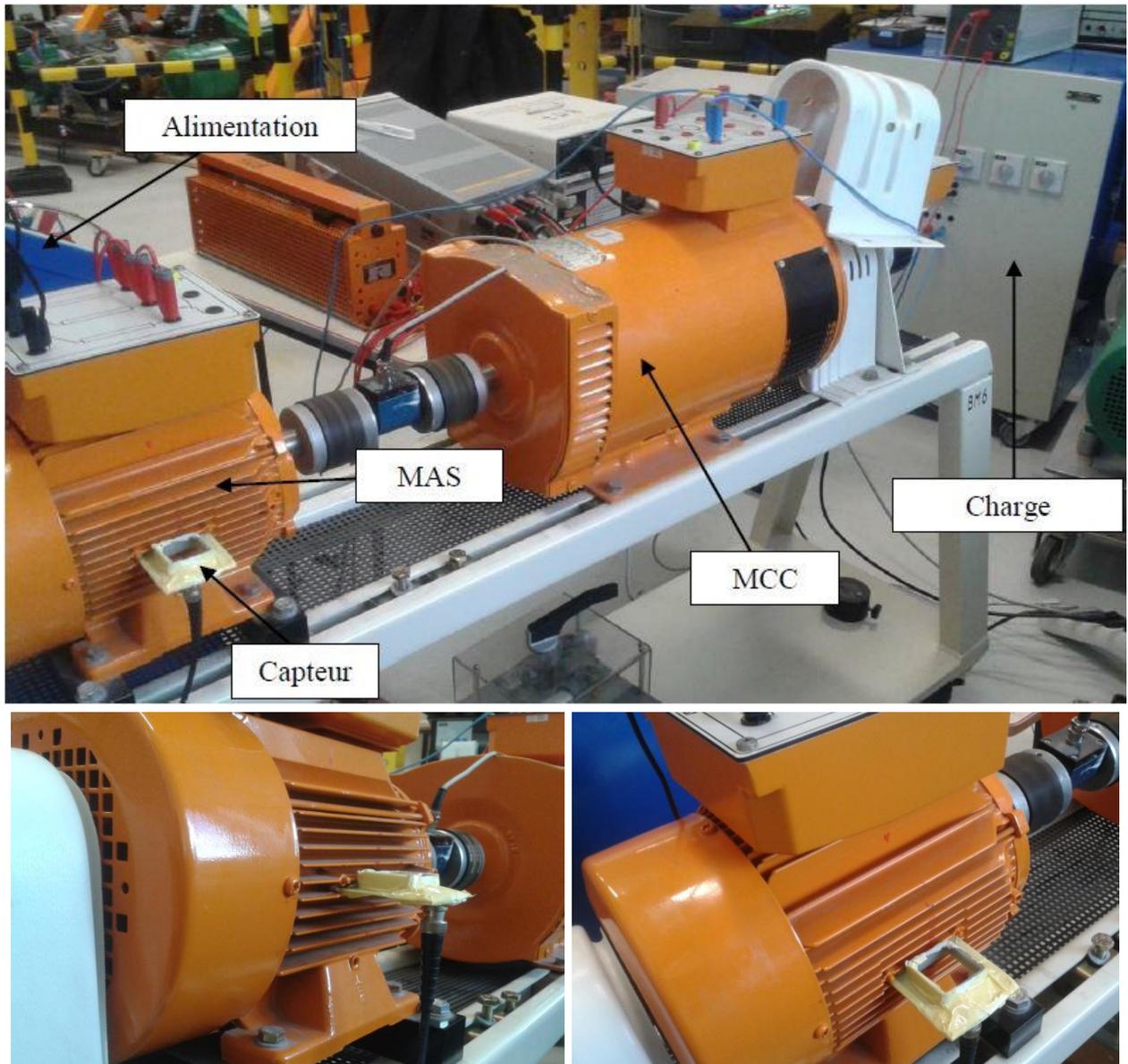


Figure II.17 : Photographies du banc d'essai 3kW et de la disposition du capteur bobiné pour la mesure de la composante tangentielle du flux de dispersion

Pour une valeur de flux magnétique donnée, la f.e.m. mesurée aux bornes d'un capteur bobiné, qui est de l'ordre de quelques mV, est tributaire de la surface couverte par la bobine et du nombre de spires. Afin que cette valeur soit exploitable, il est nécessaire d'ajuster au mieux ces deux paramètres. Étant donné que les champs de dispersion s'atténuent très rapidement dans l'air, il est préférable que les dimensions du capteur soient choisies de sorte à ce que ce dernier soit au plus proche de la carcasse de la machine. De plus, et comme il a été démontré précédemment, l'amplitude de $E_{TAN,(1)}$ est quasiment constante le long de la machine, ce qui signifie que, théoriquement, la mesure peut être réalisée avec un capteur couvrant toute la longueur de la machine. Cependant, la réalisation de tels capteurs est déconseillée car, en plus de la difficulté à maintenir les spires dans un même plan, ils présentent une fragilité, ce qui n'est pas compatible avec une utilisation en milieu industriel. Par ailleurs, l'augmentation du nombre de spires conduit, même en utilisant des conducteurs très fins, à l'obtention d'une bobine avec une section différente pour chaque spire et donc, à fausser les mesures. Le dernier

paramètre à prendre en considération lors du dimensionnement des capteurs bobinés est la classe énergétique de la machine instrumentée. En effet, les machines à hautes performances énergétiques sont dimensionnées, de par leur construction (diminution du flux d'entrefer, augmentation de l'épaisseur du fer statorique), de sorte à mieux canaliser le flux qu'elles produisent. Par conséquent, le flux rayonné à l'extérieur de leurs carcasses est moindre. Ainsi, plus la Classe IE d'une machine est élevée, plus le flux de dispersion qu'elle rayonne sera réduit. L'expérience acquise dans la mesure des flux de dispersion rayonnés par les machines asynchrones nous a permis de déterminer les dimensions et le nombre de spires du capteur bobiné associé à la mesure de chaque composante du flux de dispersion selon la puissance de la machine instrumentée. Pour ces séries d'essais, les capteurs utilisés pour la mesure de $E_{TAN,(1)}$ sont :

- 20x20mm et 200 spires pour les deux moteurs de puissance 3kW ;
- 40x40mm et 200 spires pour la MAS11kW4pC-IE2 ;
- 40x40mm et 400 spires pour la MAS11kW4pC-IE3.

Les résultats de l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « *ProtoIF* », comparés aux évolutions théoriques et estimées par la méthode « *ProtoI* », pour différentes valeurs de $I_{(1)}^s$ sont présentés à la Figure II.18 : (a) pour la MAS3kW4pB-IE0, (b) pour la MAS3kW4pC-IE0, (c) pour la MAS11kW4pC-IE2 et (d) pour la MAS11kW4pC-IE3.

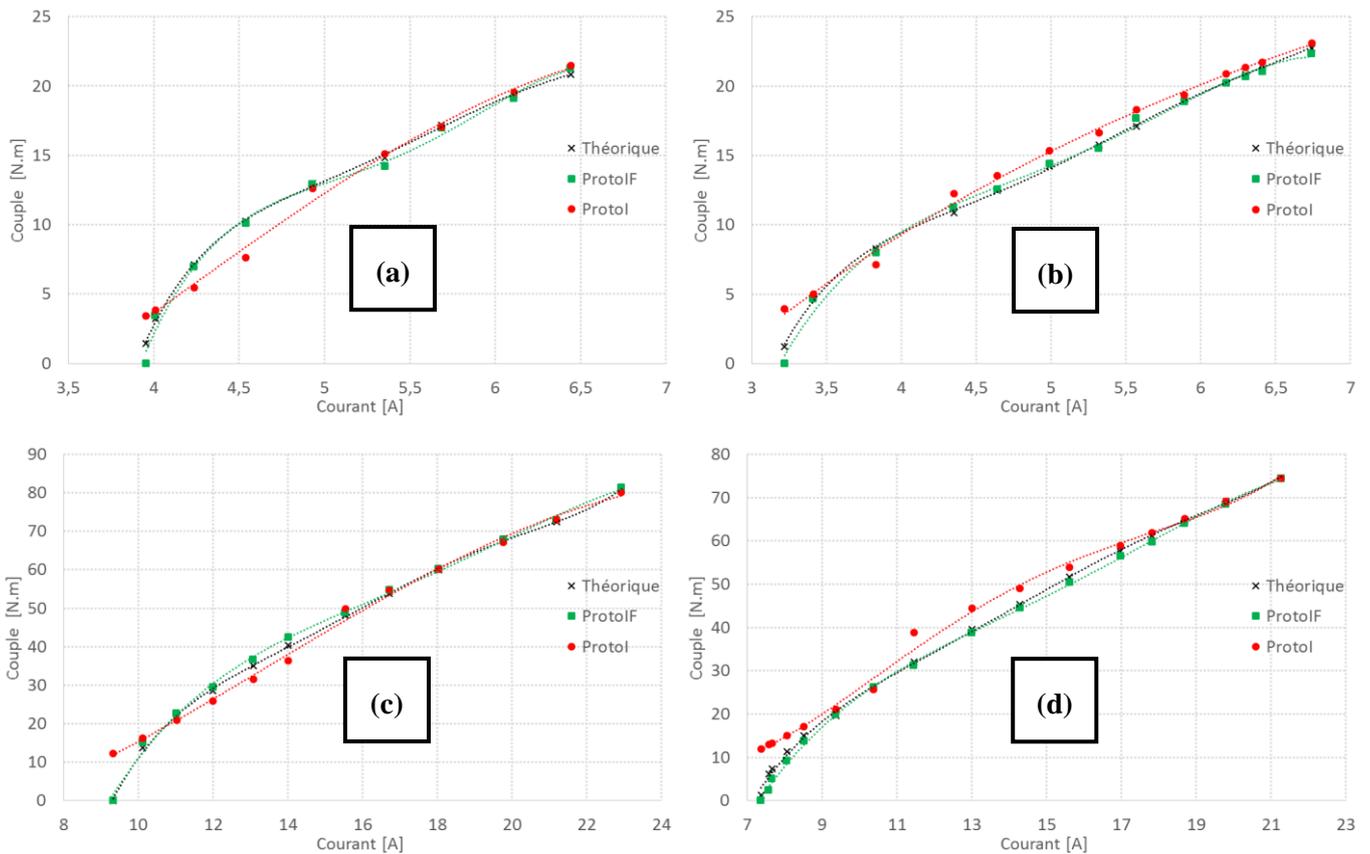


Figure II.18 : Évolutions, en fonction de $I_{(1)}^s$, du Γ_e théorique et estimés par les méthodes « *ProtoI* » et « *ProtoIF* » pour : (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS3kW4pC-IE0, (c) MAS11kW4pC-IE2 et (d) MAS11kW4pC-IE3

Les résultats de la Figure II.18 montrent que la technique d'estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant statorique et de la composante tangentielle du flux de dispersion « *ProtoIF* » donne de meilleurs résultats comparés à ceux obtenus avec la technique basée sur la mesure du courant statorique uniquement « *ProtoI* », et cela pour les quatre machines étudiées. Dans le but de comparer ces deux techniques, les erreurs relatives commises, par rapport à l'évolution théorique calculée à partir du schéma monophasé équivalent associé à chaque machine, sont données à la Figure II.19 : (a), (b), (c) et (d) respectivement pour les moteurs MAS3kW4pB-IE0, MAS3kW4pC-IE0, MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3. Afin de faciliter la visualisation des résultats, les erreurs relatives des points très proches du fonctionnement à vide de chaque moteur ne sont pas représentées car, à ces niveaux de charge, les erreurs sont relativement importantes du fait des faibles valeurs du couple électromagnétique.

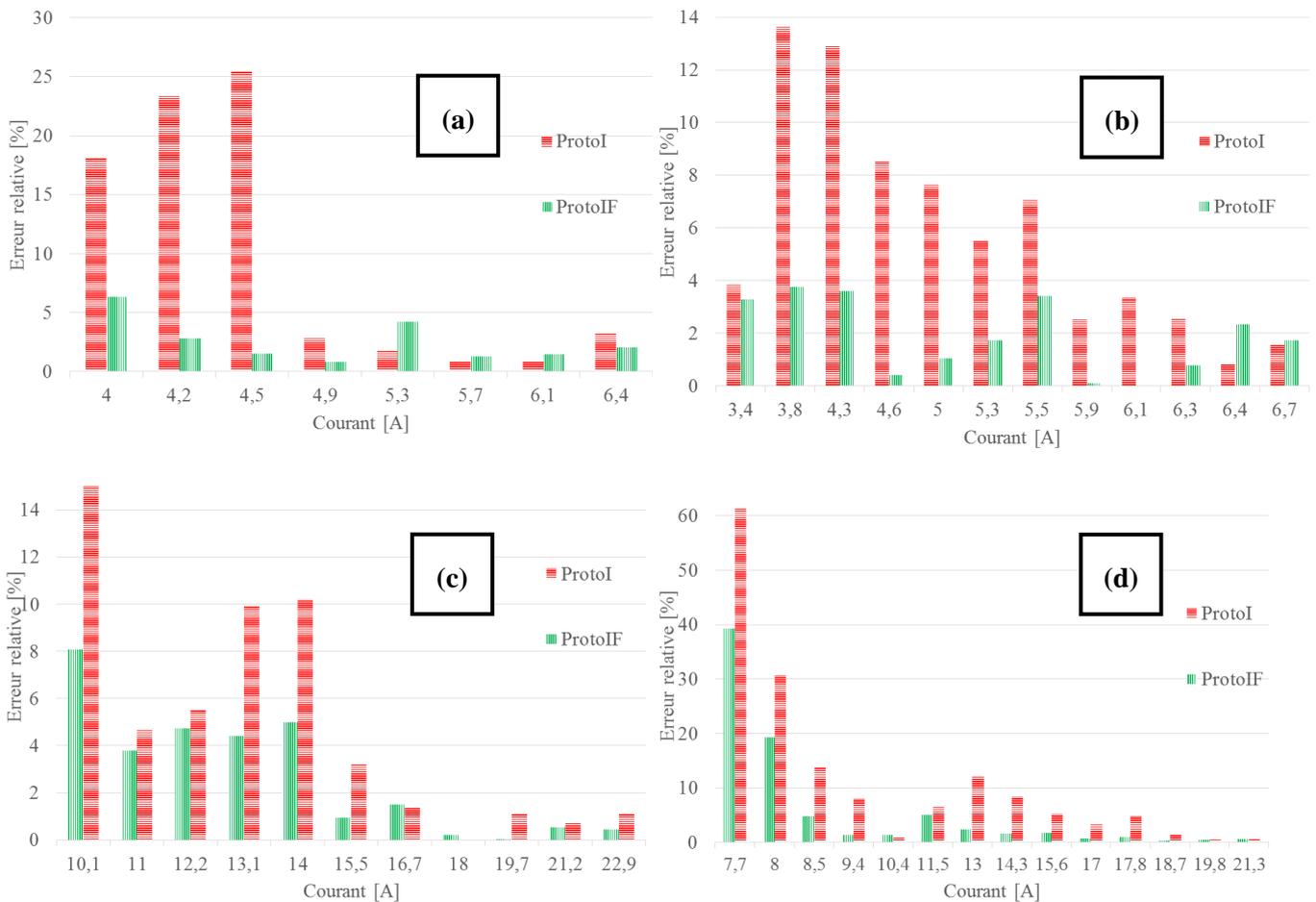


Figure II.19 : Erreurs relatives des évolutions estimées avec « *ProtoI* » et avec « *ProtoIF* » par rapport à l'évolution théorique du Γ_e en fonction de I_{t1}^s pour :
 (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS3kW4pC-IE0, (c) MAS11kW4pC-IE2 et (d) MAS11kW4pC-IE3

À partir de la comparaison des erreurs relatives des deux méthodes « *ProtoI* » et « *ProtoIF* », les conclusions suivantes peuvent être formulées :

- Il apparaît, pour les quatre moteurs étudiés, que la méthode « *ProtoIF* » est celle qui répond le mieux aux exigences de notre cahier des charges. En effet, les erreurs relatives ne dépassent pas 8% (sauf pour le moteur 11kW de Classe IE3) et ce, sur toute la plage de fonctionnement des moteurs, quelle que soit la construction du rotor et la puissance.

- Pour le moteur IE3, les erreurs relatives commises, aux fonctionnements très proches de la marche à vide, lors de l'estimation du couple par la méthode « *ProtoIF* » sont supérieures à celles commises pour les trois autres moteurs. Cette différence de précision s'explique par le fait que les moteurs IE3 sont plus volumineux que les moteurs de mêmes puissances et de classes énergétiques inférieures. En effet, afin de réduire les pertes fer et de faire fonctionner la machine à un régime moins saturé, les machines de Classe énergétique IE3 et IE4 ont un diamètre plus important et par conséquent, une épaisseur d'acier électrique plus importante. Moins saturée, la machine rayonne moins de flux de dispersion à l'extérieur de sa carcasse, spécialement aux régimes de fonctionnements proche de la marche à vide où les machines de classes inférieures sont caractérisées par une augmentation relativement importante de la composante tangentielle du flux de dispersion rayonné. Hormis pour les points voisins de la marche à vide, la précision de la détermination imposée par notre cahier des charges est respectée.
- La méthode « *ProtoI* », basée uniquement sur la mesure du courant absorbé, donne une estimation du couple électromagnétique avec une précision acceptable pour les régimes de fonctionnement supérieurs à la mi-charge. Cependant, cette méthode donne des résultats avec une erreur relative supérieure à notre cahier des charges pour les fonctionnements proches du régime à vide. Ce dernier constat est l'inconvénient majeur de la méthode d'estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant absorbé « *ProtoI* ».

Si la méthode « *ProtoIF* » est celle qui répond le mieux à notre cahier des charges, l'application de cette technique nécessite la connaissance de la valeur fondamentale du courant absorbé par l'une des phases du moteur. Il a été constaté que la mesure du courant n'est pas toujours possible en milieu industriel. En effet, dans certains cas, comme on le montre à la Figure II.20.a qui illustre la boîte à bornes d'un moteur asynchrone de 75kW qui entraîne une pompe, les moteurs sont alimentés par un seul câble englobant les 3 phases. Dans d'autres cas, chacun des trois câbles contient les trois phases d'alimentation comme illustré à la Figure II.20.b qui représente une photographie d'un moteur asynchrone de 315kW installé au centre de traitement des gaz de l'entreprise Aluminium Dunkerque. Dans ces cas, la mesure du courant doit être réalisée soit à l'intérieur de la boîte à bornes du moteur, ou bien à partir de l'armoire électrique alimentant le moteur (qui est, dans bien des cas, située à plusieurs dizaines de mètres du moteur), ce qui nécessite l'intervention de personnels habilités et implique l'arrêt et la consignation de l'installation afin de mettre en place les capteurs. Cette opération rend cette mesure très invasive. Ainsi, pour éviter cette lourde procédure, une nouvelle méthode a été mise au point. Présentée au paragraphe suivant, elle est basée sur l'exploitation de la composante axiale du flux de dispersion et permet l'estimation du courant absorbé par le moteur et, par conséquent, de son niveau de charge.



(a)

(b)

Figure II.20 : Photographie de câbles d'alimentation des moteurs asynchrones où il n'est pas possible d'effectuer une mesure non-invasive de courant

II.3.4. Exploitation de la composante axiale du champ de dispersion

Déterminer le courant absorbé par les machines électriques tournantes semble ne plus poser de problème dans la majeure partie des cas. Bien des sondes sont disponibles dans le commerce, à des coûts abordables, sans que le circuit électrique n'ait à être ouvert. La question de cette mesure se pose néanmoins lorsque les câbles d'alimentation ne sont pas accessibles ou lorsqu'ils sont regroupés dans un même fourreau. À titre d'exemple, les principes de fonctionnement de divers capteurs de courant avec leurs contraintes et limites sont présentés dans les travaux de thèse de M. Bourkeb [83]. Plus particulièrement, le capteur proposé par l'auteur dans [84], dont un dessin et une photographie sont illustrés à la Figure II.21, permet de mesurer le courant pour des systèmes polyphasés et est applicable aux câbles multiconducteurs. Le principe du capteur proposé repose sur le rayonnement des conducteurs et exige de connaître la position des conducteurs, leur géométrie, l'utilisation de matériel annexe, etc.

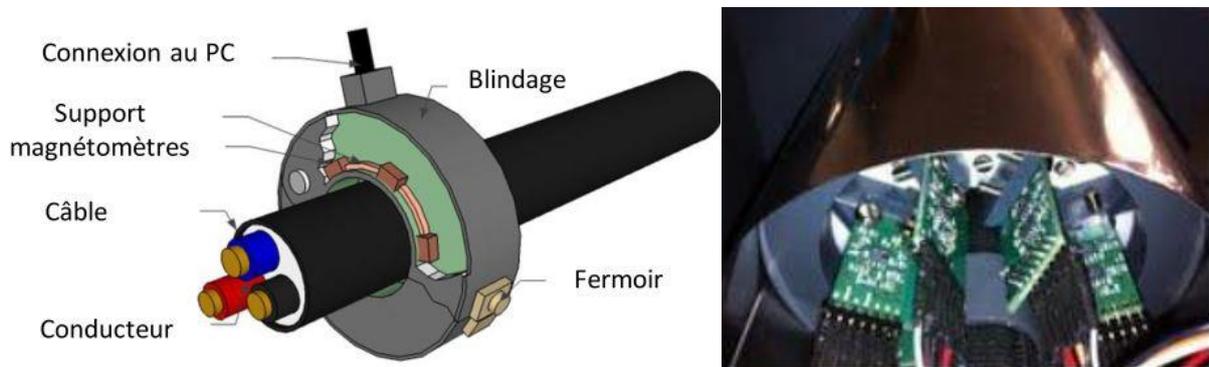


Figure II.21 : Dessin et photographie d'un capteur de courant pour les systèmes polyphasés applicables aux câbles multiconducteurs [84]

Les contraintes et la lourdeur de mise en œuvre font que l'utilisation de tels capteurs est difficilement envisageable en milieu industriel. Il est alors nécessaire d'exploiter d'autres grandeurs qui conduisent à une détermination plus ou moins fine des courants absorbés. Dans ce contexte, l'exploitation du champ magnétique de dispersion rayonné par les machines AC paraît être une solution envisageable. Dans cette partie, nous présentons la démarche suivie pour l'exploitation de la composante axiale du champ de dispersion à des fins d'estimation du courant absorbé par un moteur asynchrone. Cette technique est par la suite intégrée dans un protocole d'estimation, complètement non-invasive, du couple électromagnétique uniquement à partir de la mesure du flux de dispersion.

II.3.4.1. Estimation du courant absorbé par une machine asynchrone à partir de la mesure du champ de dispersion

Des travaux antérieurs [55], [71], [73] ont démontré que la composante axiale du champ magnétique de dispersion n'est générée que par les effets des extrémités de la machine. En effet, les parties droites ne rayonnent pas de champ magnétique de dispersion suivant l'axe Z de la machine. Par ailleurs, il a été démontré dans [55] que le flux de dispersion mesuré à une extrémité de la machine n'est générée que par les têtes de bobines et/ou anneau de court-circuit situés à cette extrémité. Cela s'explique par le fait que la composante axiale du champ magnétique de dispersion générée par chaque extrémité est canalisée aux bords du paquet de tôles statoriques, situé à cette extrémité, pour quasiment s'annuler lorsqu'on se rapproche du milieu du circuit magnétique. L'évolution de la f.e.m. mesurée aux bornes

d'un capteur bobiné, placé en position Z le long d'une machine 11kW - 4 pôles à rotor bobiné fonctionnant à vide, est donnée à la Figure II.22, où les effets d'extrémités générés par les têtes de bobines sont bien mis en évidence.

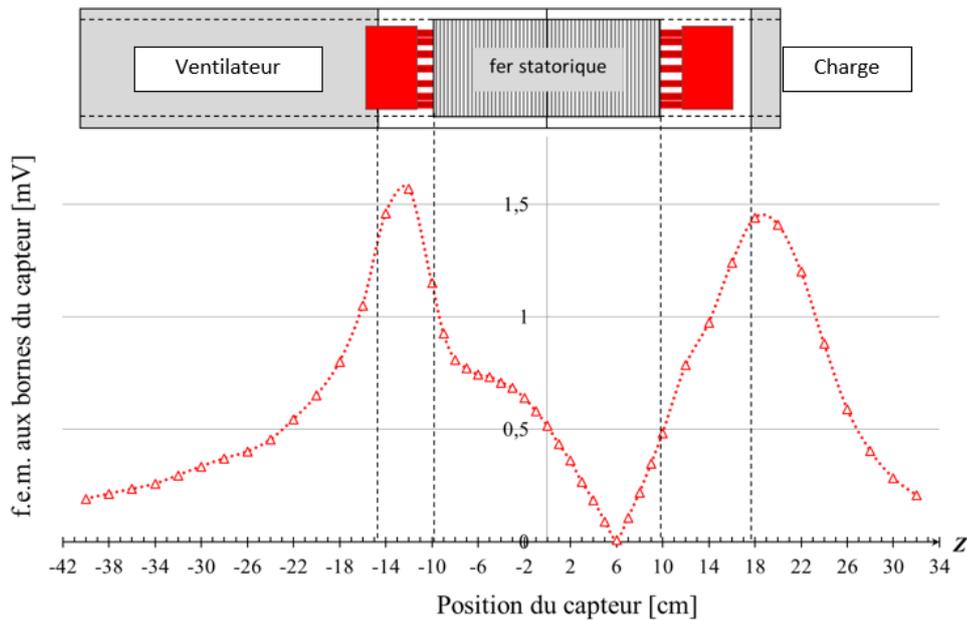


Figure II.22 : Evolution de la f.e.m. aux bornes d'un capteur bobiné, placé en position Z, le long d'une machine à rotor bobiné 11kW fonctionnant à vide.

La Figure II.22 montre que la position idéale pour la mesure de la composante axiale du flux de dispersion se situe au niveau des têtes de bobines. Le capteur peut être positionné au-dessus du flasque, approximativement au niveau des têtes de bobines, mais la meilleure position consiste à coller le capteur sur le flasque, du côté opposé à celui du ventilateur afin d'être au plus proche des conducteurs, de sorte à ce qu'il soit en face des têtes de bobines statoriques. Cette dernière position est la plus judicieuse car c'est celle pour laquelle le champ de dispersion axial traverse le moins d'air à l'intérieur et à l'extérieur de la machine et c'est, par conséquent, la position où il est le moins atténué.

Etant donné que le flux de dispersion axial rayonné à une extrémité de la machine n'est généré que par les têtes de bobines situées à cette extrémité, il est donc possible de supposer que cette composante axiale donne une image du courant qui circule dans les conducteurs des têtes de bobines. Il est important de rappeler que le flux généré au niveau des têtes de bobines traverse deux milieux distincts. Le premier est l'air situé entre les conducteurs et la surface intérieure du flasque, ce qui a pour conséquence de l'atténuer. Le second est le flasque, constitué d'un matériau massif (de la fonte, de l'aluminium ou un alliage), qui est le siège de circulation des courants de Foucault. Ces derniers ont pour conséquence d'atténuer la composante axiale du flux de dispersion mais, également, d'introduire un déphasage entre les flux interne et externe. Comme démontré dans [80] et pour les mêmes raisons que pour la composante tangentielle, ce déphasage peut être considéré, à fréquence d'alimentation donnée, comme étant constant.

a) Analyse de l'évolution de la composante Z du champ de dispersion avec le courant absorbé par le moteur

Dans un premier temps et afin d'étudier l'influence de la position du capteur bobiné sur la mesure de la composante axiale du flux de dispersion, des essais sont réalisés sur deux moteurs :

- le MAS3kW4pB-IE0 : un moteur asynchrone 3kW – 400V – 6.4A à rotor bobiné ;
- le MAS3kW4pC-IE0 : un moteur asynchrone 3kW – 400V – 6.3A à cage d'écuriel.

Chacun des deux moteurs est accouplé mécaniquement à une génératrice à courant continu de même puissance qui débite dans une caisse de charge résistive variable. Six petits capteurs bobinés de 200 spires et de forme circulaire de 25 mm de diamètre, dont une photographie est donnée à la Figure II.23, sont placés autour du flasque du moteur, avec un écart angulaire de 15° entre les positions de deux capteurs consécutifs. La position de référence 0° est choisie arbitrairement. Ces mesures sont réalisées simultanément afin de mettre en évidence l'influence de la position du capteur sur l'amplitude du fondamental de la tension mesurée aux bornes d'une bobine placée de sorte à ne capter que le flux de dispersion axial rayonné suivant l'axe Z de la machine. L'évolution du fondamental $E_{Z,(1)}$ de la composante axiale suivant Z du flux de dispersion en fonction du courant absorbé par le moteur, pour les différentes positions des capteurs, est donnée à la Figure II.24 pour les machines MAS3kW4pB-IE0 et MAS3kW4pC-IE0. Les évolutions des déphasages entre $E_{Z,(1)}$ et $I_{(1)}^s$, pour les deux machines MAS3kW4pB-IE0 et MAS3kW4pC-IE0, sont illustrées à la Figure II.25.

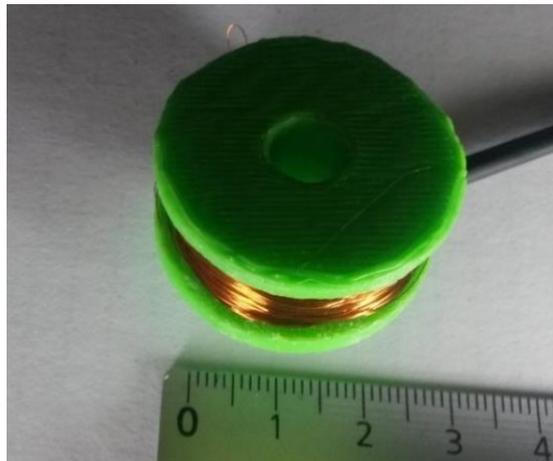


Figure II.23 : Photographie du petit capteur circulaire utilisé : 2 cm de diamètre, 200 spires

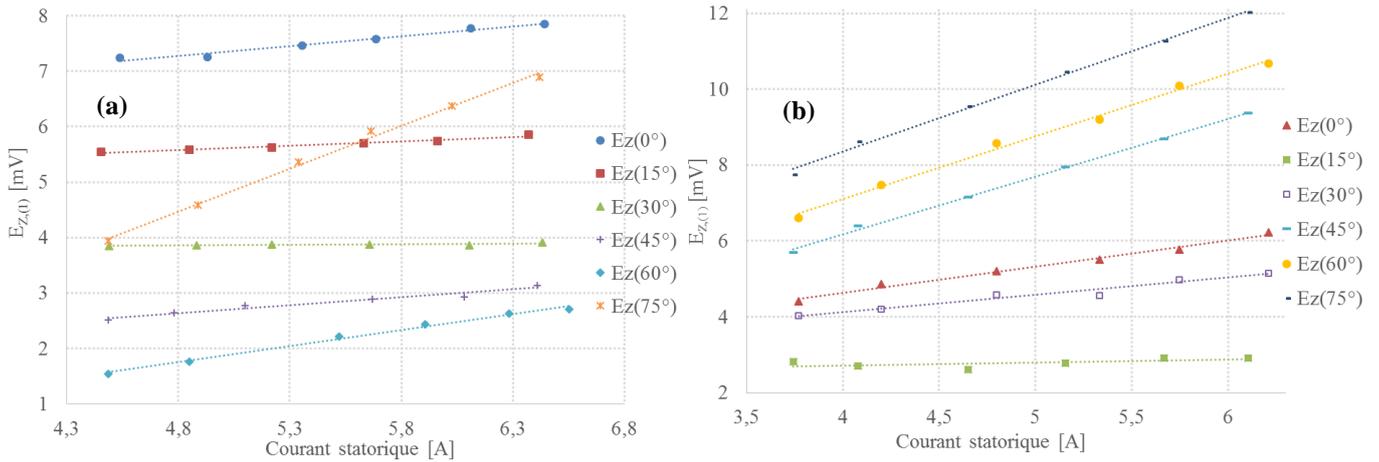


Figure II.24 : Evolution de $E_{Z,(1)}$ avec $I_{(1)}^s$ pour différentes positions des capteurs circulaires autour du flasque de (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS3kW4pC-IE0

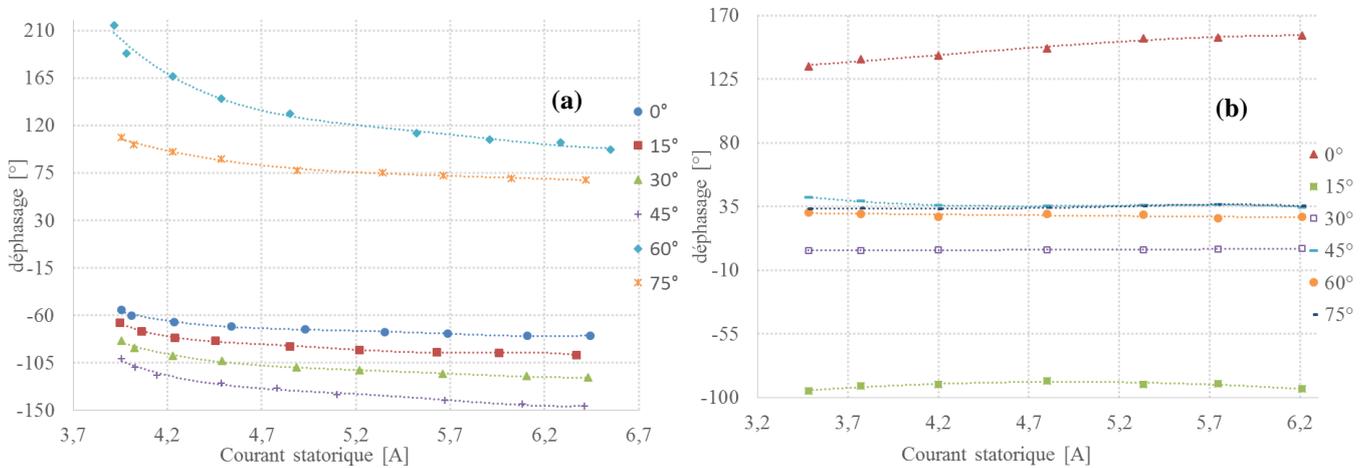


Figure II.25 : Evolution du déphasage entre $E_{Z,(1)}$ et $I_{(1)}^s$ pour différentes positions des capteurs circulaires autour du flasque de (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS3kW4pC-IE0

Les résultats de la Figure II.24 montrent que, pour les deux machines MAS3kW4pB-IE0 et MAS3kW4pC-IE0, $E_{Z,(1)}$ évolue de manière quasiment linéaire avec le courant absorbé, et donc avec le niveau de charge du moteur, et cela quelle que soit la position du capteur. Cependant, le coefficient de proportionnalité entre $E_{Z,(1)}$ et $I_{(1)}^s$ varie en fonction de la position angulaire du capteur et prend des valeurs positives ou négatives selon l'emplacement angulaire du capteur. Par conséquent, pour une même valeur de courant, la valeur du champ rayonné dépend fortement de la position du capteur. Par ailleurs, et comme illustré à la Figure II.25, le déphasage entre $E_{Z,(1)}$ et $I_{(1)}^s$ est également tributaire de la position du capteur. Par ailleurs, les enveloppes des évolutions de ce déphasage en fonction de la valeur du courant absorbé ne sont pas similaires pour les différentes positions et aucune corrélation ne peut être faite entre le déphasage, la valeur du courant et la position du capteur. Cette grandeur est donc, avec cette géométrie de capteur utilisé, peu exploitable.

Dans un second temps, et afin d'essayer de trouver une corrélation entre la position du capteur, le niveau de charge de la machine et la valeur de $E_{Z,(1)}$, une série d'essais a été réalisée sur la

MAS11kW4pC-IE2. Les flasques et le rotor ont été retirés et nous avons mis en place un dispositif permettant la mesure de $E_{Z,(1)}$ juste au-dessus des têtes de bobines statoriques. La position angulaire du capteur est variée de 10° sur une plage de 150° ; la position 0° est choisie approximativement de sorte à être dans l'axe de la phase 3. Des photographies du dispositif mis en place pour la mesure de $E_{Z,(1)}$ au-dessus des têtes de bobines statoriques ainsi que de la distribution des phases dans les encoches sont données à la Figure II.26. Les évolutions de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ et de la position angulaire du capteur au-dessus des têtes de bobines statoriques sont illustrées à la Figure II.27 sous deux angles de vue différents afin d'en faciliter la visualisation.

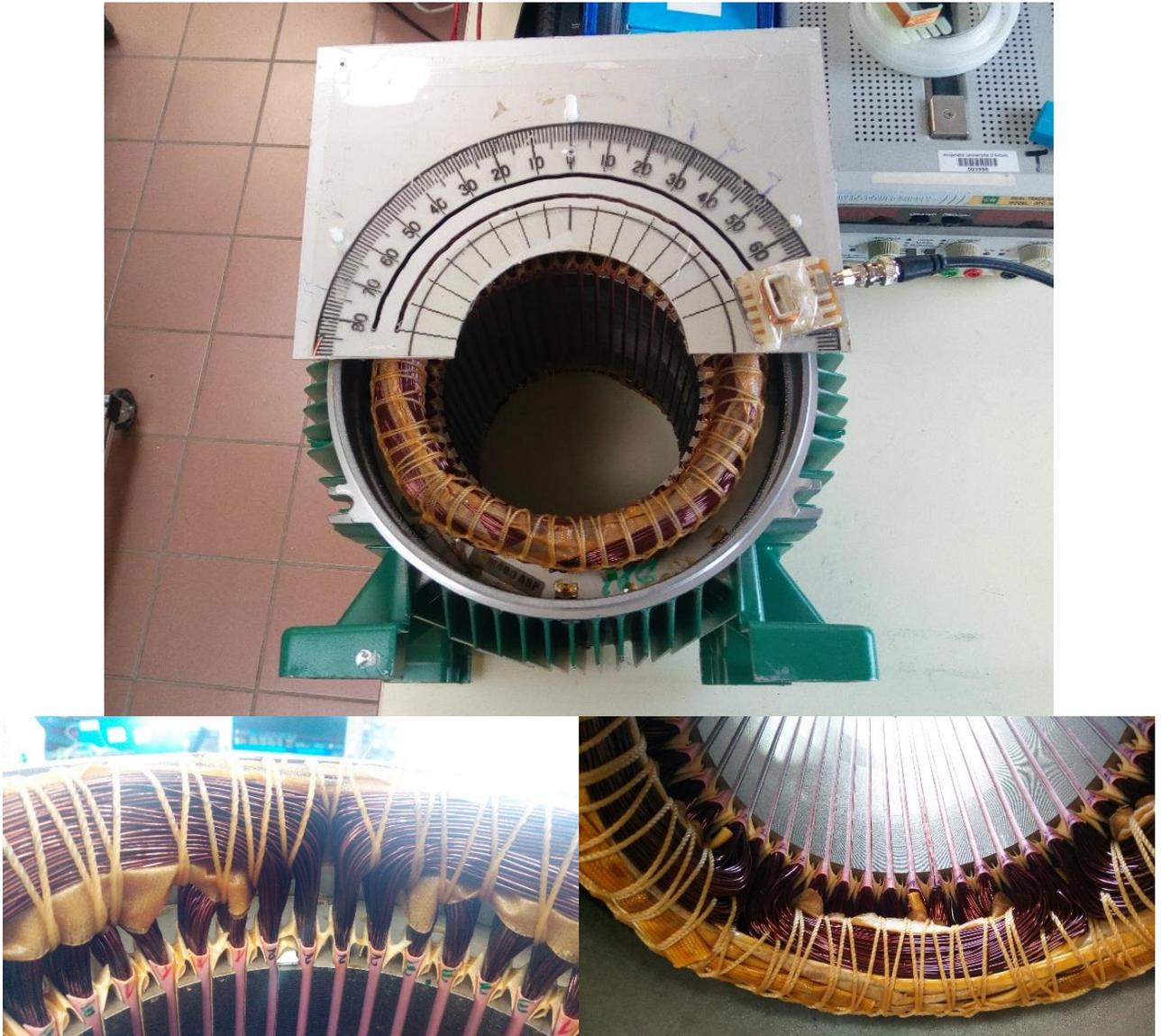


Figure II.26 : Photographies du dispositif mis en place pour la mesure de $E_{Z,(1)}$ au-dessus des têtes de bobines statoriques et de la disposition des bobines de la MAS11kW4pC-IE2.

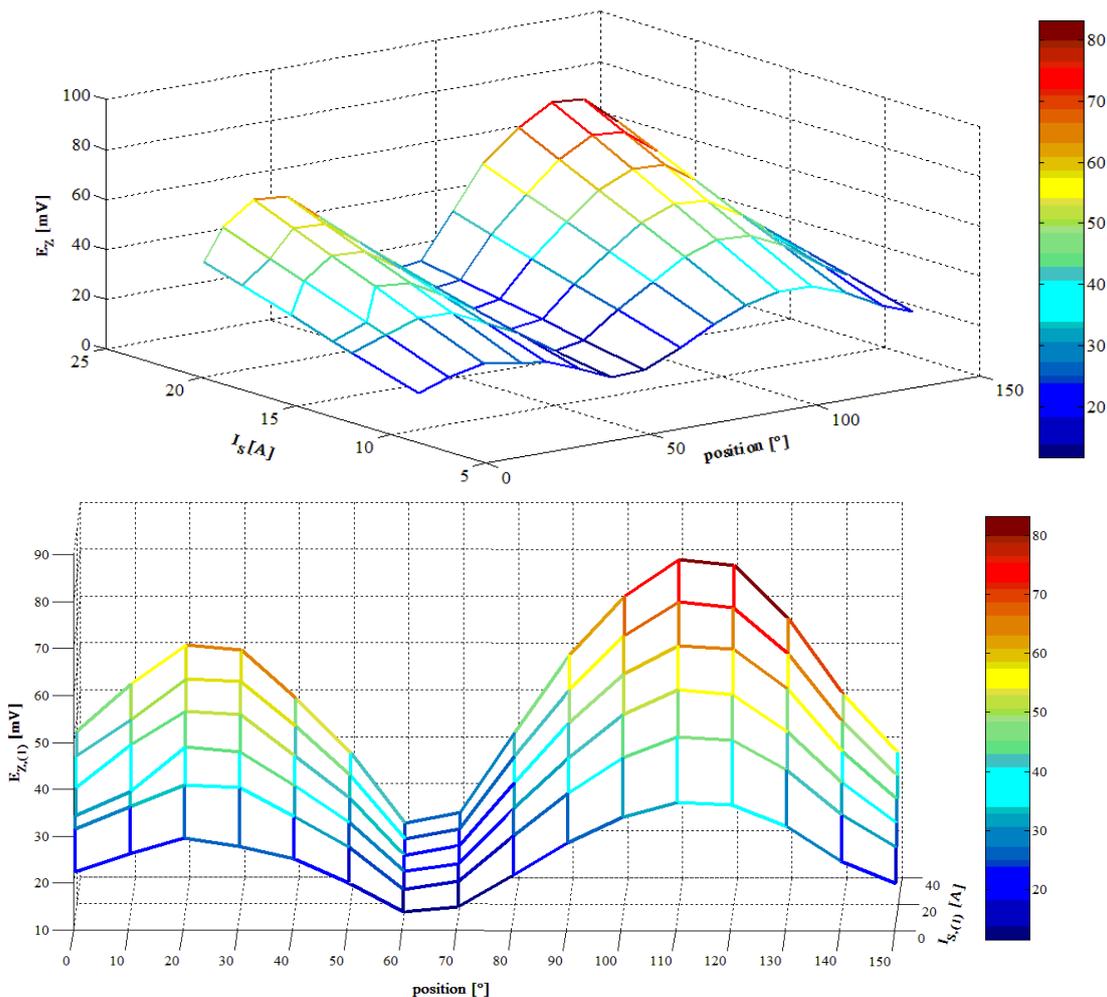


Figure II.27 : Évolutions de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ et de la position angulaire du capteur au-dessus des têtes de bobines statoriques de la MAS11kW4pC-IE2

Les résultats de la Figure II.27 semblent très intéressants, car :

- D'une part, ils nous permettent de confirmer que, indépendamment des flasques et du rotor, la valeur de $E_{Z,(1)}$ mesurée à l'extérieur de la machine varie linéairement avec $I_{(1)}^s$ quelle que soit la position angulaire du capteur ;
- D'autre part, pour une même valeur de $I_{(1)}^s$, l'évolution de $E_{Z,(1)}$ en fonction de la position angulaire est cyclique avec une période de 90° . En effet, les deux maximums, en terme de valeur et de pente, ont été mesurés à des positions angulaires du capteur égales à 20° et à 110° .

b) Utilisation d'un capteur spécifique pour la mesure de la composante axiale

Au regard des résultats illustrés aux Figures II.24 et II.27, afin de « moyenner » les effets localisés liés à la position angulaire du capteur autour du flasque de la machine, plusieurs formes de capteurs (circulaire, carré, couvrant l'ouverture angulaire d'une phase de la machine, couvrant

l'ouverture angulaire d'un pôle de la machine) ont été testées et notre choix s'est porté sur un capteur particulier, caractérisé par sa forme en « quartiers de clémentine » et dimensionné de sorte à couvrir une partie des chignons des têtes de bobines sur une ouverture angulaire de 90° , équivalente à un pôle magnétique de la machine. Ce capteur est appelé « capteur polaire » dans la suite du document. Un croquis du support utilisé pour la réalisation d'un capteur polaire pour un moteur asynchrone 11kW – 4 pôles de classe énergétique IE2 est donné à la Figure II.28. Avec cette forme de capteur, couvrant un pôle magnétique de la machine, donc 90° dans le cas de cette machine 4 pôles, nous avons constaté que le coefficient de proportionnalité entre $E_{Z(1)}$ et $I_{(1)}^s$ est toujours positif et de pente relativement importante et ce, quelle que soit la position du capteur autour du flasque de la machine, comme le montre la Figure II.29 pour la MAS11kW4pC-IE2. Ce constat n'est basé que sur des observations expérimentales, mais il nous permet néanmoins d'avoir, quelle que soit la position angulaire du capteur polaire autour du flasque, une variation de $E_{Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ avec une pente positive.



Figure II.28 : Croquis du capteur polaire utilisé pour la mesure du flux de dispersion axial rayonné par un moteur asynchrone 11kW – 4 pôles – IE2

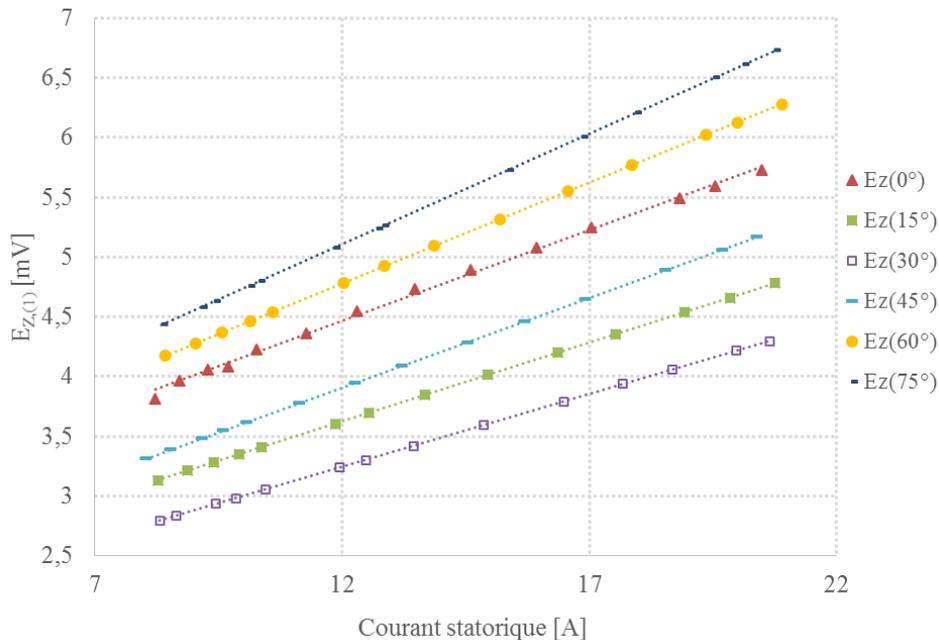


Figure II.29 : Evolution de $E_{Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour différentes position du capteur polaire autour du flasque de la MAS11kW4pC-IE2

c) Mesure simultanée des composantes axiale et tangentielle

Dans un premier temps, des mesures sont réalisées sur un banc moteur didactique. Il s'agit d'un moteur 3kW à rotor bobiné directement alimenté par le réseau via un autotransformateur de tension. Le moteur entraîne une génératrice à courant continu de 3kW qui débite dans une caisse de charges résistives variables. $I_{(1)}^s$ est mesuré par une pince ampèremétrique sur une phase du moteur. $E_{TAN,(1)}$ est mesurée aux bornes d'un capteur bobiné carré, de dimensions 20x20mm et de 200 spires, placé en position TAN approximativement au milieu du paquet de tôles statoriques. $E_{Z,(1)}$ est mesurée aux bornes du capteur polaire de 50 spires et d'une ouverture angulaire de 90° placé contre le flasque, du côté opposé à celui du ventilateur de la machine. $\beta_{TAN,(1)}$ entre $E_{TAN,(1)}$ et $I_{(1)}^s$, et $\beta_{TAN_Z,(1)}$ entre $E_{TAN,(1)}$ et $E_{Z,(1)}$, sont mesurés simultanément via un analyseur de spectres Brüel & Kjaer. Les grandeurs mesurées sont exploitées avec le logiciel PULSE™ qui permet de calculer les FFT (amplitudes et phases) des signaux et la mesure des amplitudes et déphasages entre chaque harmonique. Les évolutions de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ sont données à la Figure II.30. Les variations de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ sont illustrées à la Figure II.31.

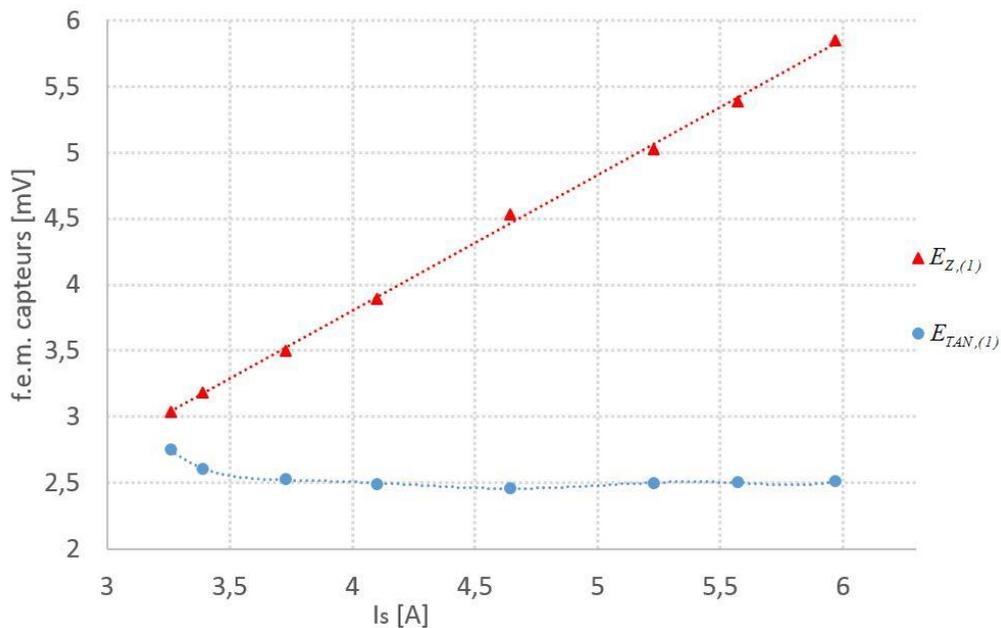


Figure II.30 : Variations de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour la MAS3kW4pB-IE0

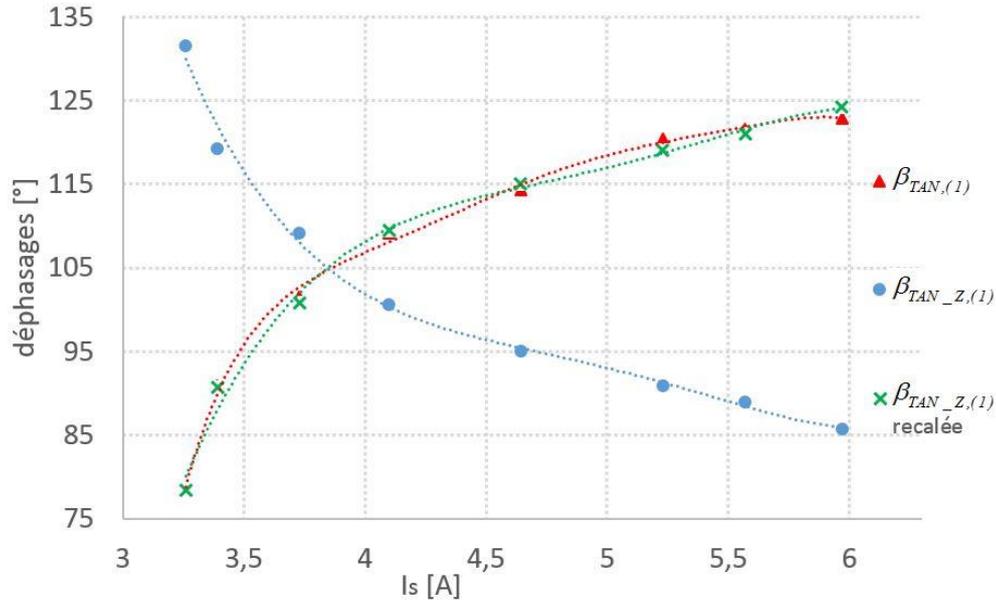


Figure II.31 : Variations de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour la MAS3kW4pB-IE0

Afin d'évaluer la reproductibilité de ces résultats pour d'autres machines, les mêmes essais sont réalisés sur deux moteurs destinés à fonctionner en milieu industriel, à savoir la MAS11kW4pC-IE2, et la MAS11kW4pC-IE3. La composante tangentielle du flux de dispersion est mesurée avec un capteur de dimensions 40x40mm, de 200 spires pour la MAS11kW4pC-IE2 et de 400 spires pour la MAS11kW4pC-IE3. La composante axiale est, quant à elle, mesurée par un capteur polaire adapté aux dimensions de chaque machine, qui est collé à une position arbitraire autour du flasque de la machine. Les variations en fonction de $I_{(1)}^s$ de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$, d'une part et de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$, d'autre part sont illustrées respectivement à la Figure II.32 et la Figure II.33 pour les MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3.

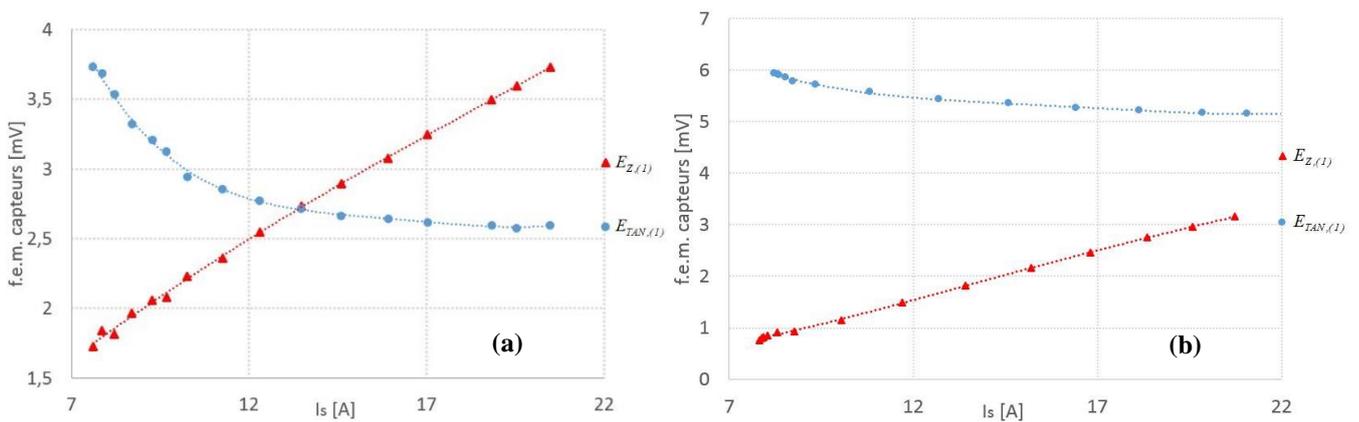


Figure II.32 : Variations de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour :
 (a) MAS11kW4pC-IE2, (b) MAS11kW4pC-IE3

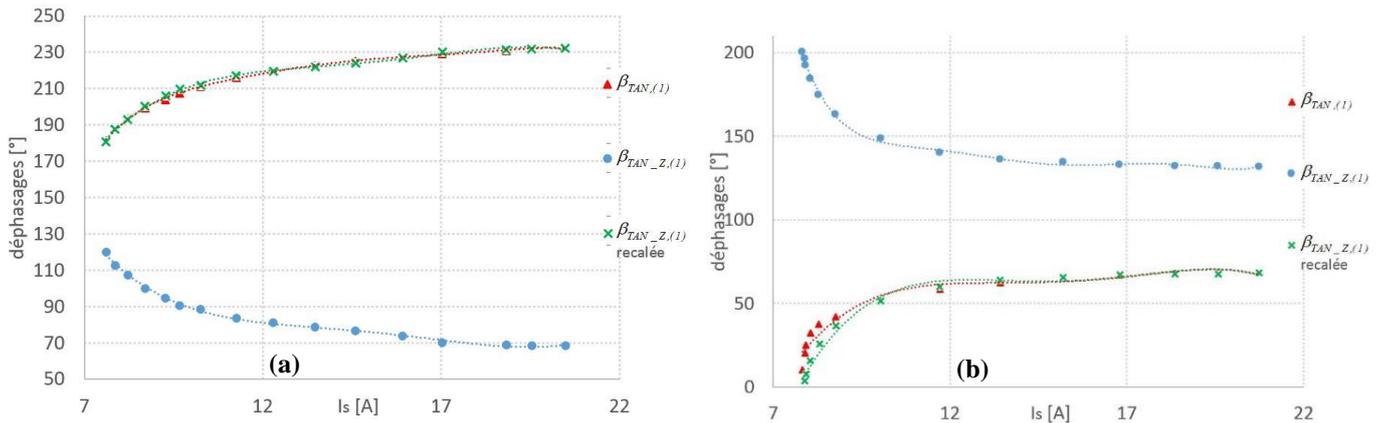


Figure II.33 : Variations de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour :
 (a) MAS11kW4pC-IE2, (b) MAS11kW4pC-IE3

Cette série d'essais nous permet de mettre en évidence trois résultats importants, à savoir :

- $E_{Z,(1)}$ mesurée aux bornes d'un capteur polaire collé à une position angulaire arbitraire autour du flasque de la machine évolue linéairement avec $I_{(1)}^s$. Cette observation est vérifiée pour les machines à rotors bobinés (Figure II.30) et pour les machines à cages d'écureuil (Figure II.32). Par ailleurs, nous constatons à partir de la Figure II.32 que la classe énergétique de la machine n'a vraisemblablement pas d'influence significative sur l'évolution de l'amplitude du flux de dispersion axiale, capté par un capteur polaire sur le flasque de la machine, en fonction du courant absorbé.
- $E_{TAN,(1)}$ évolue de manière quasi-linéaire pour les points de fonctionnements compris entre 1/3 et 3/3 de la plage de variation du courant statorique ($I_{(1),n}^s - I_{(1),0}^s$). Cependant, la valeur de $E_{TAN,(1)}$ tend à augmenter lorsqu'on se rapproche du fonctionnement à vide de la machine. Ce phénomène s'explique par le fait que, pour un même niveau de la tension d'alimentation V^s , la machine est plus saturée à vide : le courant absorbé à vide $I_{(1),0}^s$ et, donc la chute de tension $\left| (r^s + jx^s) I_{(1),0}^s \right|$, sont faibles, ce qui a pour conséquence de maximiser $E_{(1)}$ aux bornes de la branche magnétisante (Figure II.10). Cette évolution caractéristique de la composante tangentielle du flux de dispersion est très intéressante car elle permet de déterminer les points de fonctionnement proches du régime à vide du moteur. Cependant, comme l'illustre la Figure II.32, cette évolution caractéristique est moins prononcée pour la MAS11kW4pC-IE3. Cela est lié à l'épaisseur du circuit magnétique des machines de Classe IE3, épaisseur qui est plus importante que celle des machines de Classe IE2. Le circuit magnétique de la Mas11kW4pC-IE3 canalise mieux le flux que celui de la Mas11kW4pC-IE2 et, par conséquent, rayonne moins de champ de dispersion à l'extérieur de sa carcasse.
- Le déphasage $\beta_{TAN_Z,(1)}$ évolue pratiquement de manière identique quel que soit le type de rotor de la machine et quelle que soit sa classe énergétique. Les différences entre les valeurs du déphasage, mesurées pour un même point de fonctionnement sur les différentes machines, sont dues à la phase constante introduite par la position aléatoire du capteur. Pour s'en affranchir, nous recalons la courbe, en considérant que l'ordonnée est nulle au fonctionnement à vide et en

ne gardant que la variation absolue du déphasage. Une fois la courbe de l'évolution de $\beta_{TAN_Z(1)}$ « recalée », la correspondance avec $\beta_{TAN(1)}$ est excellente. Ce résultat est important, car il signifie qu'une image du déphasage $\beta_{TAN(1)}$ entre $I_{(1)}^s$ et $E_{TAN(1)}$ peut être obtenue à partir de $\beta_{TAN_Z(1)}$, sans mesurer le courant.

Ces résultats sont fondamentaux car ils permettent d'affirmer qu'il est possible d'obtenir une image du courant absorbé par le moteur $I_{(1)}^s$ à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion. Il s'agira de définir la précision potentielle de cette mesure.

d) Calibration de la méthode d'estimation du courant par la mesure du champ de dispersion

Il a été démontré dans le paragraphe précédent qu'une image de $I_{(1)}^s$ peut être obtenue à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion. Il faut maintenant fixer la procédure qui permet d'établir la correspondance entre le courant absorbé et le flux de dispersion axial. Pour ce faire, nous allons présenter trois méthodes qui permettent de calibrer cette procédure. Les deuxième et troisième méthodes constituent un point original de notre travail ; elles ont fait l'objet d'un dépôt de brevet [85].

☞ « Méthode 1 » : Calibration par mesures intrusives

La manière la plus simple de réaliser la calibration est d'utiliser uniquement un capteur polaire sur le flasque du moteur à une position angulaire aléatoire (mais faire en sorte que l'ouverture du capteur couvre le chignon des têtes de bobines statoriques) et d'utiliser une pince de courant afin de mesurer deux différents points de fonctionnement lors de l'installation du capteur. Cette méthode est appelée « Méthode 1 ».

A partir de ces deux points, les coefficients qui définissent l'équation qui régit l'évolution de $I_{(1)}^s$ en fonction de $E_{Z(1)}$ peuvent être calculés. Cette méthode présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre mais elle requiert d'utiliser la pince de courant lors de la première utilisation afin de mesurer le courant pour deux points de fonctionnement. Plus ces deux points sont éloignés, plus la méthode sera précise. Par la suite, le courant est estimé uniquement à partir de la mesure de $E_{Z(1)}$ tant que le capteur polaire reste à la même position. L'intérêt est de n'utiliser, en permanence, qu'un simple capteur bobiné de flux, particulièrement peu onéreux. Cela permet d'éviter de laisser un capteur de courant dans une armoire électrique ou autour des câbles d'alimentation.

☞ Deux méthodes de calibration à partir du schéma monophasé équivalent et par mesures non-intrusives – « Méthode 2 » et « Méthode 3 »

Comme nous l'avons déjà mentionné, la mesure du courant absorbé par un moteur électrique en milieu industriel peut s'avérer difficile voire impossible dans certains cas et, par conséquent, l'utilisation de la première méthode de calibration n'est pas possible. Pour ces raisons, deux autres méthodes de calibration de la procédure d'estimation du courant à partir de la mesure du flux de dispersion sont proposées. Ces deux méthodes sont certes plus complexes que la première mais elles présentent l'avantage de ne pas nécessiter de mesures du courant.

➤ **Détermination des éléments constituant le schéma monophasé équivalent associé à une machine asynchrone à partir des catalogues constructeurs :**

Dans la suite de ce mémoire, nous allons souvent faire référence à des grandeurs calculées à partir du schéma monophasé équivalent associé, dont les éléments constitutifs sont déterminés à partir des données disponibles sur les catalogues constructeurs de machines électriques. Cette partie a pour objectif de détailler la méthode que nous utilisons. Les études menées dans ce sens sont nombreuses [86]–[88] et s'appuient généralement sur des méthodes d'optimisation afin de résoudre le système d'équations qui a pour inconnues les paramètres du schéma monophasé équivalent régissant le fonctionnement de la machine en se rapprochant au plus des performances assignées au fonctionnement nominal. Par exemple, l'une des premières méthodes développées fut celle proposée par Natarajan et Misra [89], qui permet l'estimation des différentes impédances constituant le schéma monophasé équivalent à partir des données, relative au régime nominal, indiquées sur la plaque signalétique. Dans cette méthode, les différentes impédances sont considérées constantes, la chute de tension aux bornes de l'impédance statorique ainsi que les effets de la saturation sont négligés. De plus, le coefficient de proportionnalité entre les réactances de fuites statorique et rotorique prend une valeur fixée par le standard Nema selon le design du moteur. De ce fait, les paramètres déterminés par cette méthode ne permettent pas une simulation précise du comportement de la machine sur toute la plage de fonctionnement. Une synthèse des principales méthodes développées pour la déduction du schéma monophasé d'une machine à partir des catalogues constructeurs est présentée dans [90].

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes basés sur les travaux menés par Guimarães et al. [91]. Le choix de cette méthode se justifie par le fait que le calcul des différentes impédances du schéma monophasé équivalent se fait de manière directe et non de manière itérative. De plus, cette technique permet de prendre en compte la saturation et l'effet de peau de par l'utilisation d'impédances rotoriques variables avec le glissement. La comparaison des principales grandeurs décrivant le fonctionnement de la machine, au régime nominal, au démarrage et pour le fonctionnement au couple maximal, à partir des schémas monophasés équivalents obtenus par cette technique avec les grandeurs fournis par les constructeurs et pour 2980 moteurs de puissances allant de 0.12kW à 675kW, de tensions simples variant entre 220V à 575V, de 1 à 4 paires de pôles et de différentes classes énergétiques, a démontré une très bonne corrélation avec une grande précision.

Les données nécessaires au calcul sont : le nombre de phases, p , P_{un} , V_n^s , I_n^s , le courant de démarrage I_d , la vitesse nominale de rotation N_n , Γ_{un} , le couple de démarrage Γ_d , le couple maximal Γ_{max} , le rendement η ainsi que le facteur de puissance FP pour : le fonctionnement nominal, les trois-quarts et la moitié de la charge nominale. Une fois ces données tirées de la plaque signalétique et des catalogues constructeurs, la procédure de détermination des différentes impédances est présentée en Annexe B.

Cette méthode a été implémentée sous Matlab et utilisée pour la reconstitution des schémas monophasés équivalents associés aux différentes machines asynchrones instrumentées afin d'en déterminer les évolutions des différentes grandeurs. Par ailleurs, les schémas monophasés équivalents ainsi reconstitués peuvent être utilisés pour dresser les abaques d'évolution des grandeurs nécessaires à l'application des différents protocoles d'estimation du couple et du courant développés dans le cadre de la thèse, tels que les évolutions du courant à vide et du déphasage δ^s en fonction de la puissance, du nombre de paires de pôles et de la classe énergétique.

➤ « Méthode 2 » : Calibration à partir de $E_{TAN,(1)}$ et $\beta_{TAN_Z,(1)}$:

La seconde méthode de calibration, appelée « Méthode 2 », se base sur une évolution particulière de la composante tangentielle du flux de dispersion qui, comme montré sur les Figures II.30 et II.32, présente une non-linéarité lorsque la machine fonctionne à des régimes proches de la marche à vide. Cette évolution a été expliquée précédemment. La procédure d'étalonnage suivante peut être suivie :

1) Détermination du fonctionnement à vide à partir de l'évolution caractéristique de $E_{TAN,(1)}$ à vide (Figures II.30 et II.32) :

On peut, de manière pratique, analyser l'évolution de $E_{TAN,(1)}$ en fonction de $E_{Z,(1)}$, comme montré à la Figure II.34 pour la Mas11kW4pC-IE2. Les fonctionnements proches du régime à vide du moteur sont caractérisés par des variations plus prononcées, notée « coude » sur la Figure II.34. Une fois le fonctionnement à vide détecté, la valeur de $E_{Z,(1),0}$ mesurée pour ce fonctionnement à vide est assignée à la valeur du courant à vide $I_{(1),0}^s$. Ce dernier peut soit être estimé à un certain pourcentage du courant nominal $I_{(1),n}^s$, soit calculé à partir du schéma monophasé équivalent déduit des données constructeurs de la machine ou à partir des abaques dressés au préalable.

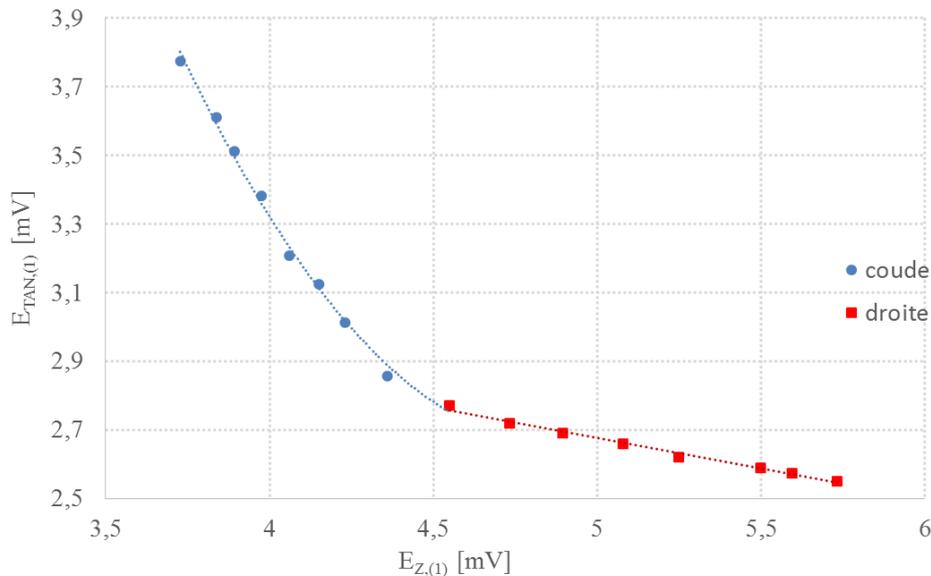


Figure II.34 : Evolution de $E_{TAN,(1)}$ en fonction de $E_{Z,(1)}$ pour la Mas11kW_IE2

2) Détermination d'un second point de fonctionnement :

- Cas où les données catalogues de la machine instrumentée sont disponibles : Comme nous l'avons précédemment démontré, les variations absolues de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ donnent une image des variations de $\delta_{(1)}^s$. Ainsi, la détermination du régime de fonctionnement du moteur revient à mesurer la variation absolue de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ par rapport à sa valeur mesurée à vide $\beta_{TAN_Z,(1),0}$, et de comparer cette valeur à la variation absolue théorique de $\delta_{(1)}^s$ et ce, entre les fonctionnements aux régimes nominal et à vide. En négligeant les pertes fer, cette variation correspond à celle de $\delta_{(1)}^s$ et donc à une valeur de $I_{(1)}^s$. L'évolution de $I_{(1)}^s$ en fonction de $\delta_{(1)}^s$ peut être obtenue par les équations classiques de la machine asynchrone tirées à partir de son schéma monophasé

équivalent en faisant varier le glissement entre zéro (pour le fonctionnement à vide) et la valeur du glissement nominal qui est généralement indiquée ou déduite à partir de la plaque signalétique de la machine. Les éléments constituant le schéma monophasé équivalent de la machine sont estimés, comme présenté précédemment, à partir des données disponibles sur les catalogues des constructeurs de machines électriques et donc, sans avoir recourt aux essais classiques (à vide, à rotor calé, en courant continu, à tension réduite,...etc). Une fois $I_{(1)}^s$ correspondant à $\delta_{(1)}^s$, et donc au déphasage mesurée $\beta_{TAN_Z,(1)}$ obtenue, il suffit d'assigner cette valeur de $I_{(1)}^s$ à la valeur de $E_{Z,(1)}$ mesurée simultanément afin d'obtenir le second point de calibration.

La « Méthode 2 », dans le cas où les données constructeur sont connues et dont l'organigramme du principe est illustré à la Figure II.35, peut être résumée comme suit :

- 1- Détermination de la première paire de points $(I_{(1),0}^s, E_{Z,(1),0})$ à partir de l'évolution caractéristique aux régimes de fonctionnement proches de la marche à vide de la courbe $E_{TAN,(1)} = f(E_{Z,(1)})$: Mesure de $E_{TAN,(1),0}$, $E_{Z,(1),0}$, $\beta_{TAN_Z,(1),0}$ et calcul de $I_{(1),0}^s$ à partir du schéma monophasé équivalent.
- 2- Détermination de la seconde paire de points $(I_{(1),x}^s, E_{Z,(1),x})$ à partir de l'évolution de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ depuis sa valeur à vide : $\beta_{TAN_Z,(1)}$ est mesuré en permanence et nous fixons arbitrairement une valeur « déclenchante » de $\Delta\beta_{TAN_Z,(1)} = |\beta_{TAN_Z,(1),x} - \beta_{TAN_Z,(1),0}|$. L'analyse du diagramme associé au schéma monophasé équivalent montre que $\Delta\beta_{TAN_Z,(1)} = |\beta_{TAN_Z,(1),x} - \beta_{TAN_Z,(1),0}|$ est inférieure à 90° . En pratique, sa variation n'excède pas 60° . Aussi, nous pouvons fixer la valeur déclenchante à 20° de sorte à couvrir une variation de 1/3 de la charge nominale. Nous considérons que la seconde paire de points est alors $(I_{(1),x}^s, E_{Z,(1),x})$, où $E_{Z,(1),x}$ est mesurée simultanément avec $\Delta\beta_{TAN_Z,(1)} = 20^\circ$. $I_{(1),x}^s$ est la valeur du courant calculée à partir du schéma monophasé équivalent qui correspond à la variation du déphasage interne $\Delta\delta_{(1)}^s = |\delta_{(1),x}^s - \delta_{(1),0}^s| = 20^\circ$.

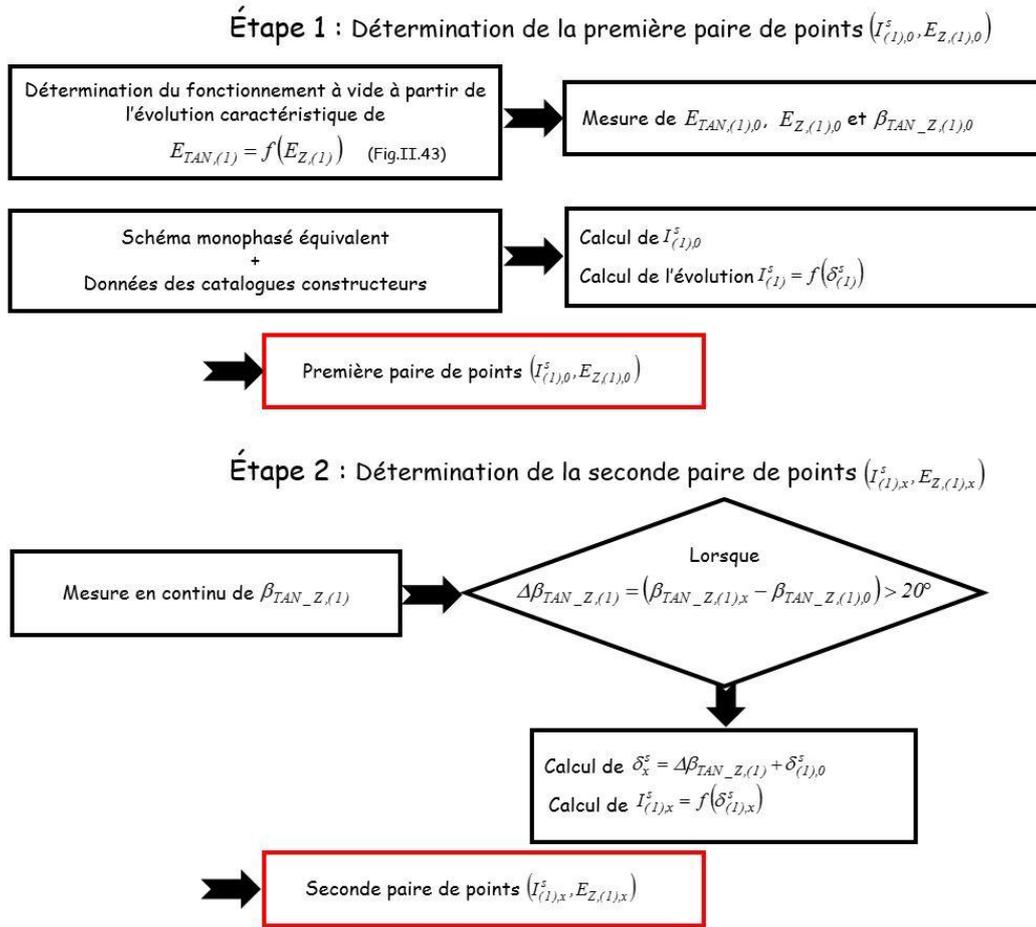


Figure II.35 : Organigramme du principe de la « Méthode 2 » de calibration dans le cas où les données constructeurs sont connues

- *Cas où les données catalogues de la machine instrumentée sont indisponibles* : Dans le cas où les données constructeurs de la machine instrumentée ne sont pas connues, i.e. seule la plaque signalétique est accessible, il n'est pas possible d'exploiter le schéma monophasé équivalent associé à la machine instrumentée comme précédemment. Pour dépasser cette difficulté, nous pouvons alors exploiter les évolutions de $E_{TAN,(1)} = f(E_{Z,(1)})$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$. Dans un premier temps, il s'agit de déterminer une première paire de points associée à la marche à vide de la machine $(I_{(1),0}^s, E_{Z,(1),0})$. Pour ce faire, et comme dans le cas où les couples maximal et de démarrage sont connus, nous utilisons l'évolution caractéristique de la courbe $E_{TAN,(1)} = f(E_{Z,(1)})$ aux fonctionnements à faibles niveaux de charge pour détecter la marche à vide du moteur. Cette étape nous permet de déterminer $E_{TAN,(1),0}$, $E_{Z,(1),0}$ et $\beta_{TAN_Z,(1),0}$. Etant donné que la valeur de $I_{(1),0}^s$ ne peut être calculée à partir du schéma monophasé équivalent, nous l'estimons sachant que le courant à vide est de l'ordre de 35 à 50% de $I_{(1),n}^s$, ce dernier étant connu par les informations de la plaque signalétique. D'un point de vue pratique, il est

possible d'évaluer, en fonction de la puissance, du nombre de paires de pôles et de la classe énergétique du moteur, et par analyse préalable des caractéristiques disponibles sur les catalogues des constructeurs de machines, la valeur du pourcentage à appliquer. Nous obtenons alors une première paire de points $(I_{(1),0}^s, E_{Z,(1),0})$. Dans un second temps, la seconde paire de points est déterminée à partir de l'exploitation de la variation du déphasage $\beta_{TAN_Z,(1)}$, similaire à celle de $\delta_{(1)}^s$, qui ne dépasse généralement pas 60° . Encore une fois, une analyse préalable des caractéristiques constructeurs de machines va permettre, à partir du schéma monophasé équivalent, de déterminer des abaques d'évolution de la valeur maximale de la variation de $\delta_{(1)}^s$ en fonction de la puissance, du nombre de paires de pôles et de la classe énergétique de la machine. La mesure de la variation $\Delta\beta_{TAN_Z,(1)} = (\beta_{TAN_Z,(1),x} - \beta_{TAN_Z,(1),0})$ conduit, lorsque sa valeur maximale est atteinte, à déterminer le point nominal et, donc, à trouver la seconde paire de points $(I_{(1),n}^s, E_{Z,(1),n})$. L'organigramme de principe de la procédure de calibration par la « Méthode 2 » lorsque les données constructeurs ne sont pas disponibles est donné à la Figure II.36.

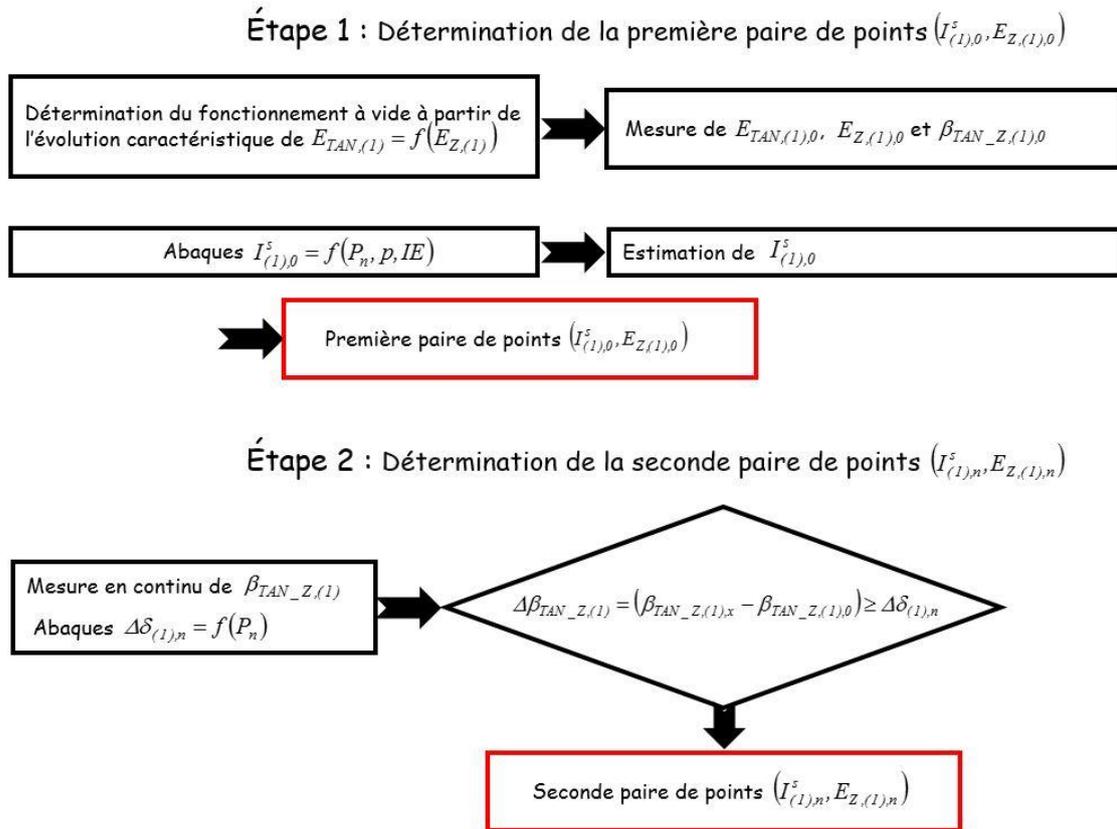


Figure II.36 : Organigramme du principe de la « Méthode 2 » de calibration dans le cas où les données constructeurs ne sont pas connues

➤ « Méthode 3 » : Calibration à partir du déphasage $\beta_{TAN_Z,(1)}$ entre $E_{TAN,(1)}$ et $E_{Z,(1)}$:

Dans certains cas, et notamment pour les machines de Classe énergétique IE3 ou supérieure, l'évolution caractéristique de la composante tangentielle du flux de dispersion aux régimes de fonctionnement proches de la marche à vide n'est pas très prononcée et par conséquent, la calibration par la « Méthode 2 » n'est pas possible. Dans ce cas, la « Méthode 3 » de calibration est basée sur l'évolution similaire des variations absolues de $\delta_{(1)}^s$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ avec $I_{(1)}^s$. En négligeant les pertes fer, $\Delta\beta_{TAN_Z,(1),n}$ est assimilée à $\delta_{(1),n}^s$, qui peut être déterminé de deux manières :

- La première consiste, comme précédemment pour la « Méthode 2 », à l'estimer à une valeur donnée selon la puissance de la machine instrumentée.
- La deuxième manière repose sur le schéma monophasé équivalent de la machine dont les impédances sont calculées à partir des données disponibles sur les catalogues des constructeurs de machines électriques.

Une fois que la variation absolue de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ mesurée est égale à la valeur de $\delta_{(1),n}^s$, il suffit d'assigner les valeurs de $E_{Z,(1),0}$ et de $E_{Z,(1),n}$ aux valeurs des courants à vide et nominal du moteur qui correspondent respectivement à $\delta_{(1),0}^s$ et $\delta_{(1),n}^s$. L'organigramme du principe de la « Méthode 3 » est présenté à la Figure II.37.

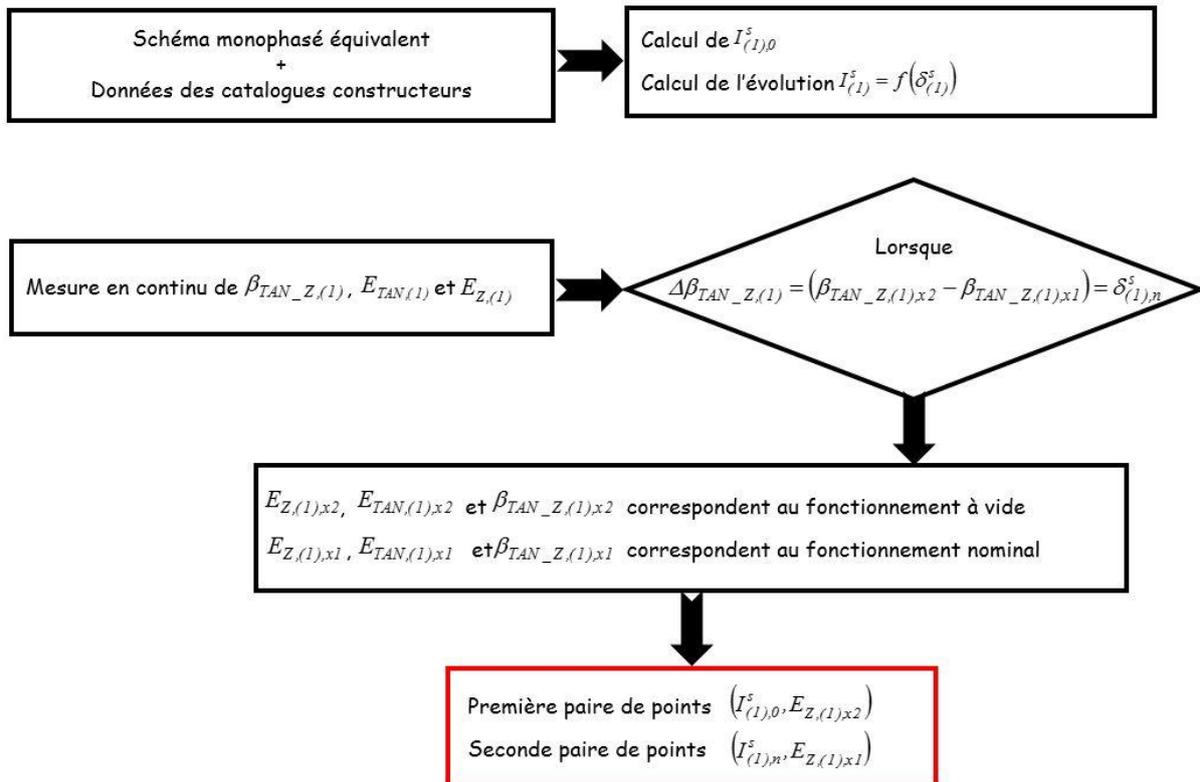


Figure II.37 : Organigramme du principe de la « Méthode 3 » de calibration

Les méthodes de calibrations « Méthode 2 » et « Méthode 3 » peuvent être utilisées en parallèle afin d'accroître la précision et, surtout, la rapidité de réalisation de la calibration. La « Méthode 2 » nécessite que la machine fonctionne à deux régimes : le premier proche de la marche à vide et le second entre 1/3 et 1/2 de la charge assignée de la machine. Cependant, pour la « Méthode 2 », il est primordial que l'évolution de la courbe $E_{TAN,(1)} = f(E_{Z,(1)})$ soit caractérisée par un coude significatif lors de l'approche de la marche à vide afin de détecter la première paire de points. La « Méthode 3 », quant à elle, nécessite que la machine fonctionne à deux régimes, l'un proche du fonctionnement à vide et l'autre proche du fonctionnement nominal et cela, même sans une évolution caractéristique de la courbe $E_{TAN,(1)} = f(E_{Z,(1)})$ à vide.

Afin de chiffrer la précision de la procédure d'estimation du courant à partir de la composante axiale du flux de dispersion, nous avons utilisé les évolutions de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, mesurées sur les machines : MAS3kW4pB-IE0 (Figure II.30), MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3 (Figure II.32). La calibration est réalisée par la « Méthode 1 » car les erreurs commises dans le cas d'une calibration par la « Méthode 2 » et par la « Méthode 3 » sont dues à la procédure de calibration en elle-même. Par conséquent, la précision de l'estimation obtenue varie d'une machine à une autre et ne sont pas représentatives de l'erreur commise sur l'estimation elle-même. Les variations des courants mesurés et estimés ainsi que des erreurs relatives commises sur l'estimation sont illustrés à la Figure II.38 pour les trois machines instrumentées.

Les résultats de la Figure II.38 montrent que, pour les trois machines instrumentées, la méthode développée permet d'avoir une fine estimation du courant avec des erreurs relatives ne dépassant pas 4.5%. L'erreur relative est la plus importante dans la première moitié de la variation du courant statorique, où elle varie entre 1% et 4.5%. Cependant, elle ne dépasse pas 2% à partir de la mi-charge. Ce résultat est très important car il montre que la méthode proposée permet d'avoir une estimation très fine de $I_{(1)}^s$, avec une erreur relative ne dépassant pas 5% , à partir de la mesure de $E_{Z,(1)}$, et donc de manière totalement non invasive. Nous n'avons pas illustré de validations expérimentales dans le cas de l'utilisation d'une calibration par la « Méthode 2 » ou par la « Méthode 3 » mais des mesures réalisées dans le cadre de la thèse ont démontré que la calibration du procédé engendre l'augmentation de l'erreur relative commise sur l'estimation, mais sans dépasser 15% (les erreurs relatives les plus importantes sont mesurées pour les fonctionnements proches de la marche à vide et cela, du fait des faibles valeurs du courant à estimer).

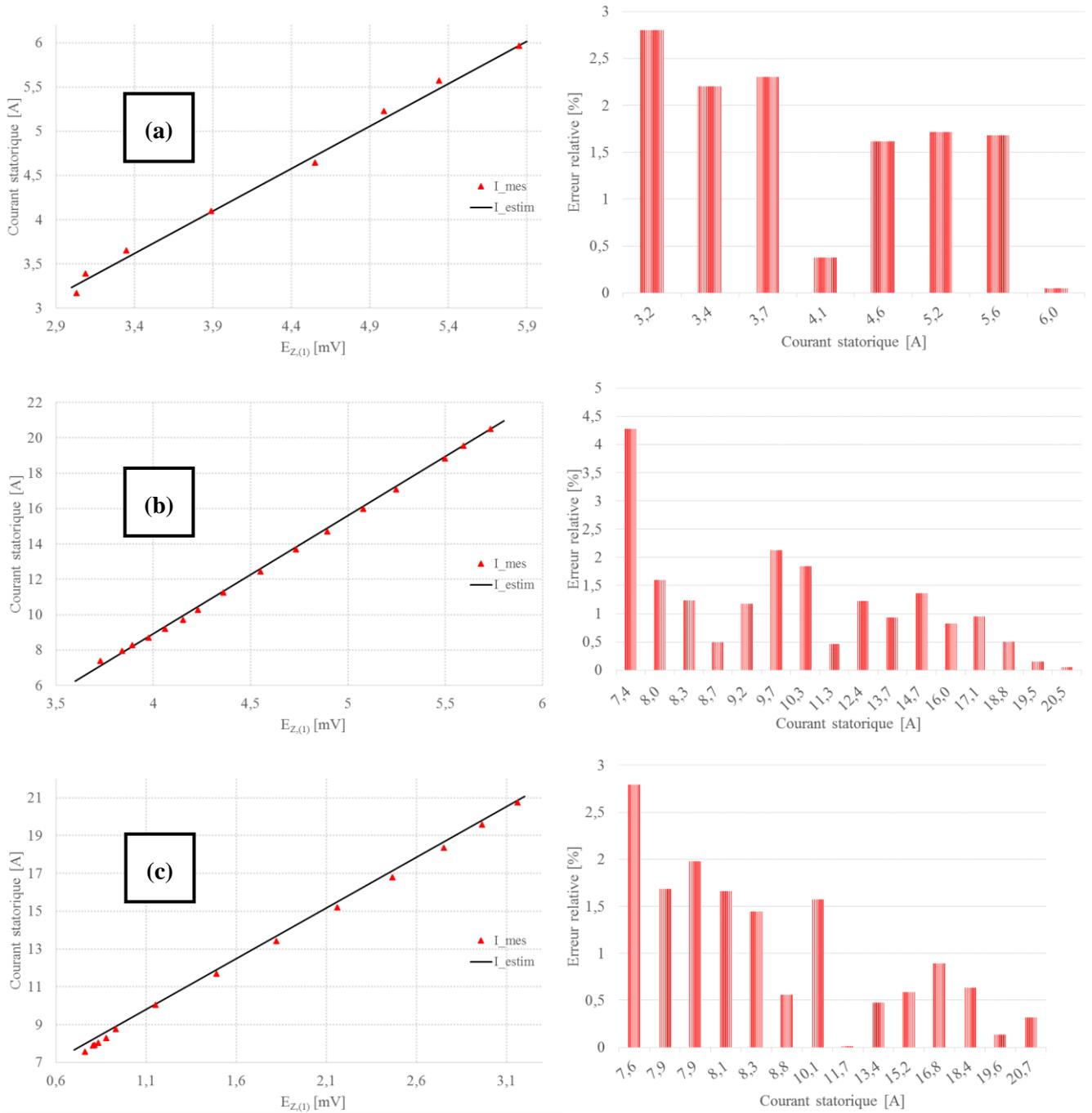


Figure II.38 : Variations des courants mesurés et estimés en fonction de $E_{Z,(1)}$ et erreurs relatives pour (a) MAS3kW4pB-IE3, (b) MAS11kW4pC-IE2 et (c) MAS11kW4pC-IE3

II.3.4.2. Estimation du couple par la seule mesure du champ de dispersion

a) Méthode basée sur la mesure des composantes tangentielle et axiale du flux de dispersion « ProtoFF »

Ayant recours dans le protocole d'estimation du courant statorique à la mesure des composantes axiale et tangentielle du flux de dispersion, il est possible de déterminer le couple électromagnétique de manière totalement non-invasive sans avoir besoin d'une mesure de courant. En effet, comme présenté au paragraphe II.3.3, il est possible d'estimer le couple électromagnétique développé par un moteur asynchrone à partir de $I_{(1)}^s$ et de $E_{TAN,(1)}$ (équation (II.25)). L'idée est d'utiliser le même principe mais sans mesure du courant qui peut être difficilement réalisable dans certains cas, voire impossible. Pour ce faire, nous utilisons notre technique d'estimation de $I_{(1)}^s$ à partir de $E_{Z,(1)}$. La variation $(\beta_{TAN,(1)} - \beta_{TAN,(1),0})$ du déphasage entre $E_{TAN,(1)}$ et $I_{(1)}^s$ peut être remplacée par la variation $(\beta_{TAN_Z,(1)} - \beta_{TAN_Z,(1),0})$ du déphasage entre $E_{TAN,(1)}$ et $E_{Z,(1)}$. Par conséquent, l'équation (II.25) peut se réécrire de la manière suivante (équation (II.37)), avec $I_{(1)}^s = f(E_{Z,(1)}) = A.E_{Z,(1)} + B$:

$$\Gamma_e = \Gamma_{e,n} \frac{[I_{(1)}^s = f(E_{Z,(1)})] E_{TAN,(1)}^{rr} \sin(\beta_{TAN_Z,(1)} - \beta_{TAN_Z,(1),0})}{I_{(1),n}^s E_{TAN,(1),n}^{rr} \sin(\beta_{TAN_Z,(1),n} - \beta_{TAN_Z,(1),0})} \quad (\text{II.37})$$

La calibration de ce protocole d'estimation du couple nécessite la connaissance des valeurs :

- du couple électromagnétique nominal $\Gamma_{e,n}$ et du courant nominal $I_{(1),n}^s$ tirés de la plaque signalétique de la machine ;
- de $E_{TAN,(1),0}$ et de $E_{Z,(1),0}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1),0}$ au fonctionnement à vide, ces valeurs étant mesurées :
 - soit lorsque la calibration est réalisée par la « Méthode 1 » et que la machine est dans une marche proche du fonctionnement à vide ;
 - soit lors de la procédure de calibration de l'estimation du courant par les « Méthode 2 » et « Méthode 3 » ;
- de $E_{TAN,(1),n}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1),n}$ mesurés au fonctionnement nominal de la machine : ces valeurs sont mesurées lors de la procédure de calibration de l'estimation du courant par la « Méthode 3 » ou bien mesurée lorsque la machine passe par son point de fonctionnement nominal et que la procédure de calibration a été réalisée par la « Méthode 1 » ou par la « Méthode 2 ».

Afin de chiffrer la précision de la méthode « ProtoFF », nous avons utilisé les mesures de $E_{TAN,(1)}$, de $E_{Z,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ réalisées sur les trois machines (MAS3kW4pB-IE0, MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3). Pour les mêmes raisons citées lors de l'estimation de $I_{(1)}^s$ à partir de $E_{Z,(1)}$, la calibration est réalisée par la « Méthode 1 ». Les valeurs du couple électromagnétique estimées par la méthode « ProtoFF » sont comparées, à la Figure II.39, aux valeurs théoriques calculées à partir du schéma monophasé équivalent associé de chaque machine. Les erreurs relatives commises sur l'estimation du couple électromagnétique pour différentes valeurs de $I_{(1)}^s$ sont illustrées à la Figure II.40 pour les trois machines : (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS11kW4pC-IE2 et (c) MAS11kW4pC-IE3.

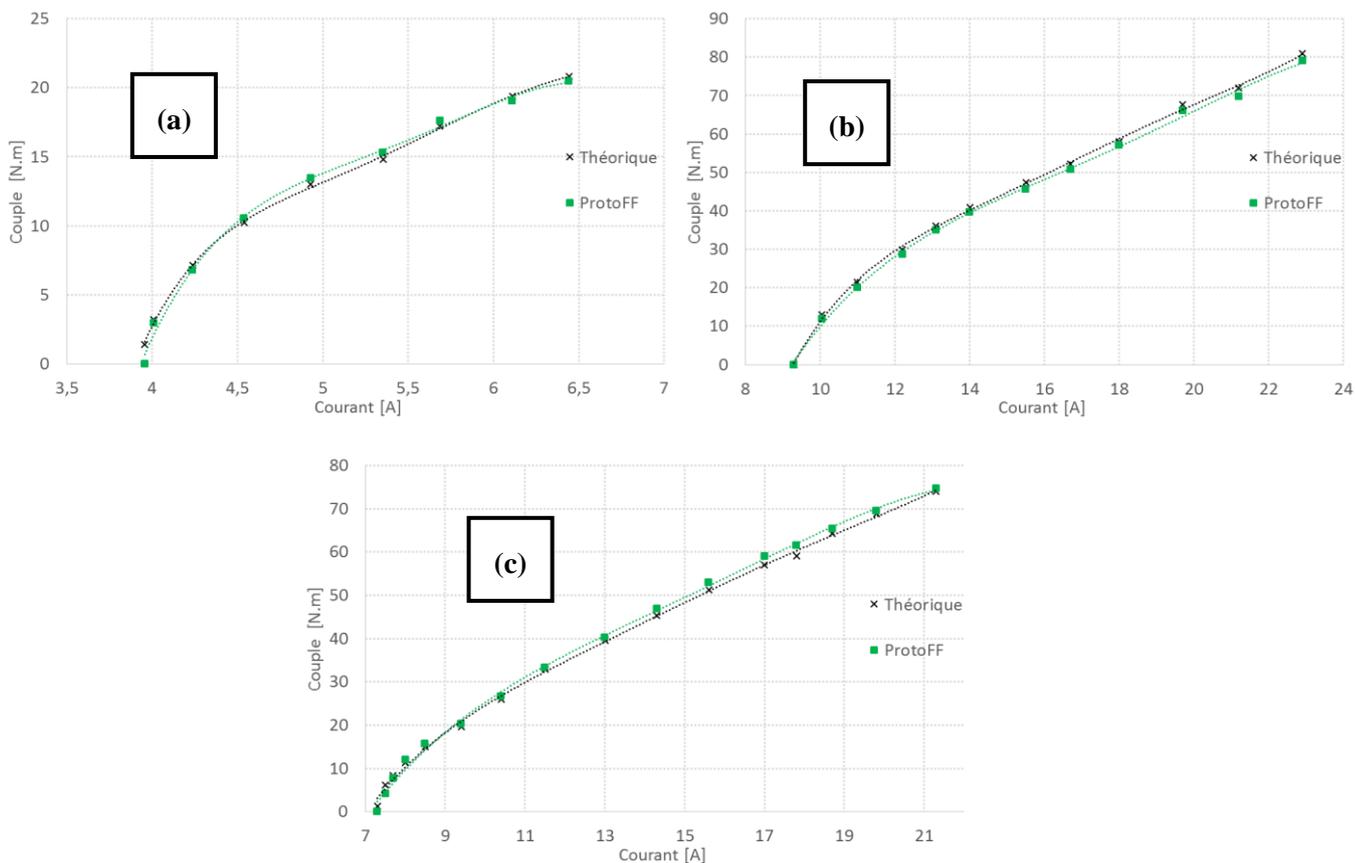


Figure II.39 : Évolutions, en fonction de $I_{(1)}^s$, des Γ_e théorique et estimé par « ProtoFF » pour :
 (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS11kW4pC-IE2 et (c) MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés à la Figure II.40 montrent que l'erreur relative commise sur l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « ProtoFF » n'excède pas 10% et cela, pour les trois machines étudiées. De plus, l'erreur relative tend à diminuer avec l'augmentation du niveau de charge de la machine et ne dépasse pas 4% à partir de la mi-charge. Par ailleurs, et comme il a été précédemment constaté avec la méthode « ProtoIF », l'erreur relative commise sur l'estimation du couple électromagnétique est légèrement supérieure, comparée aux autres machines, dans le cas de la machine de classe énergétique IE3, notamment pour les points très proches de la marche à vide. Ainsi, nous pouvons conclure que cette méthode totalement non-invasive permet d'avoir une bonne estimation du couple électromagnétique avec une erreur relative inférieure à 10 % et sans avoir forcément recours à la connaissance des données catalogue constructeur ; elle répond donc à notre cahier des charges.

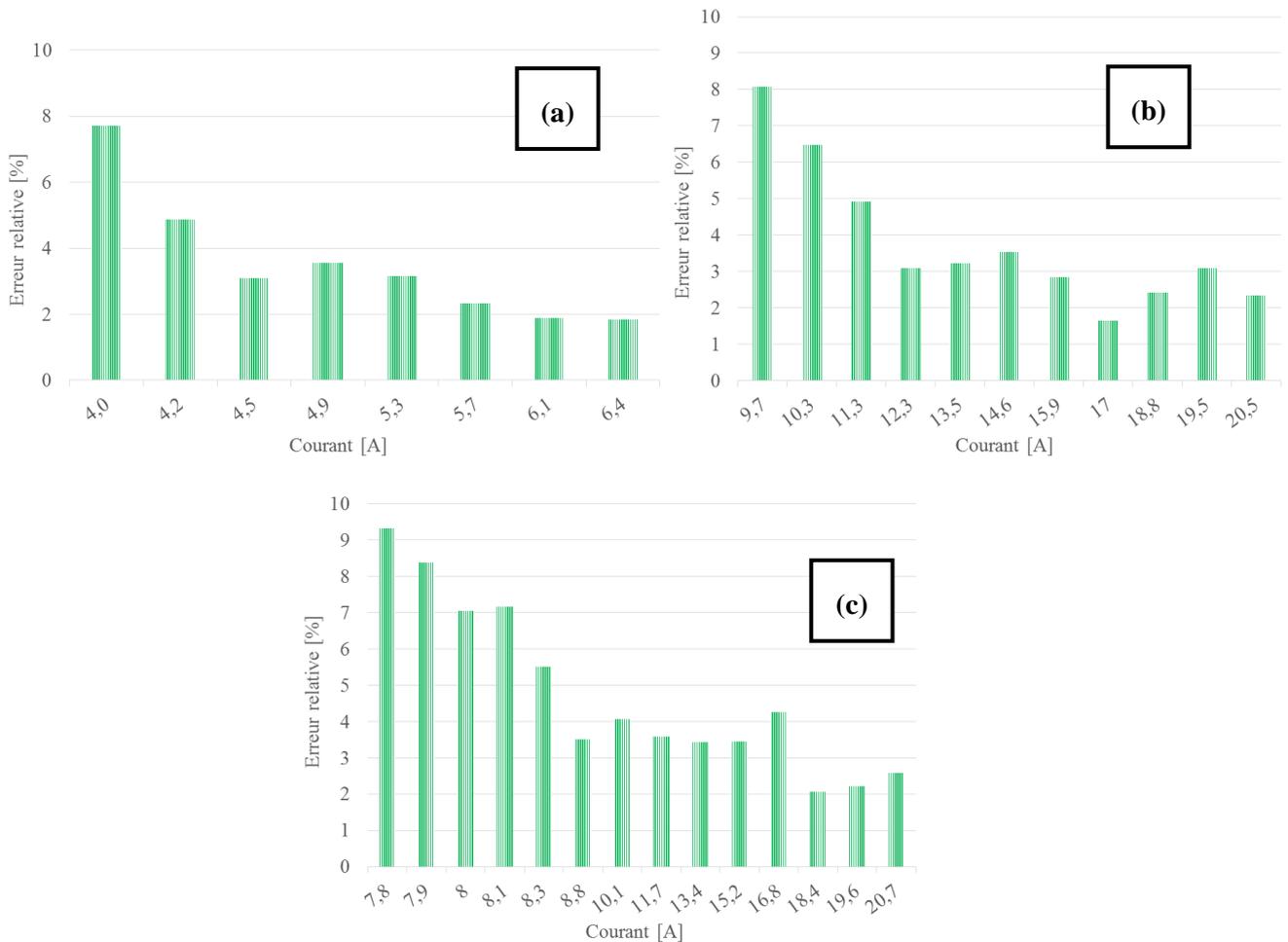


Figure II.40 : Erreurs relatives commises sur l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « ProtoFF » pour : (a) MAS3kW4pB-IE0, (b) MAS11kW4pC-IE2 et (c) MAS11kW4pC-IE3

b) Méthode basée sur l'exploitation des catalogues constructeurs et la mesure de la composante axiale du flux de dispersion « ProtoCF »

Si la méthode « ProtoFF » permettent une estimation du couple électromagnétique à partir de la mesure du flux externe uniquement et, donc, de manière complètement non-invasive, l'application de cette méthode nécessite une phase de calibration qui consiste à mesurer deux points particuliers : l'un proche du régime nominal et l'autre au voisinage de la marche à vide. Faire fonctionner un moteur à très faible niveau de charge est pratiquement toujours possible en milieu industriel par action sur le process entraîné. Cependant, imposer un fonctionnement au régime nominal n'est pas toujours réalisable, voire impossible dans bien des cas, notamment si le moteur est largement surdimensionné. Dans ce cas, la méthode « ProtoCF » permet de déterminer le couple électromagnétique à partir du schéma monophasé équivalent associé à la machine instrumentée et de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion. La procédure d'estimation non-invasive du couple électromagnétique « ProtoCF » peut être décrite comme suit :

- Dans un premier temps, il est nécessaire de reconstituer le schéma monophasé équivalent de la machine par la méthode présentée précédemment et détaillée en Annexe B. Le schéma monophasé équivalent est utilisé afin de calculer l'évolution du Γ_e en fonction de $I_{(1)}^s$.

- Dans un deuxième temps, il s'agit de déterminer $I_{(1)}^s$ à partir de la mesure de $E_{Z(1)}$. Étant donné que la mesure au fonctionnement nominal n'est pas possible, la calibration peut être réalisée de deux manières :
 - soit à partir de la « Méthode 1 » lorsque la mesure de $I_{(1)}^s$ est possible de manière non-invasive et ce, par la mesure de deux points quelconques ;
 - soit à partir de la « Méthode 2 – cas où les données constructeurs ne sont pas connues » par la détection d'un point au voisinage du fonctionnement à vide (évolution caractéristique de la courbe $E_{TAN(1)} = f(E_{Z(1)})$ à vide) et par la mesure d'un point correspondant à une variation de 20° du déphasage $\beta_{TAN_Z(1)}$.
- Dans un troisième temps, la valeur du Γ_e associée à la valeur de $I_{(1)}^s = f(E_{Z(1)})$ est déterminée à partir de la variation de Γ_e déterminée à partir du schéma monophasé équivalent.

Dans le but d'en chiffrer la précision, la méthode « ProtoCF » a été appliquée à deux machines de différentes classes énergétiques, la MAS11kW4pC-IE2 et la MAS11kW4pC-IE3. Les données nécessaires à la reconstitution du schéma monophasé équivalent associé à chacune des deux machines sont tirées à partir des catalogues constructeurs [92], [93]. Les variations de $E_{Z(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z(1)}$, illustrées aux Figures II.32 et II.33, sont utilisées afin d'estimer $I_{(1)}^s$. La calibration est réalisée par la « Méthode 2 – cas où les données constructeurs sont connues » et la détection du fonctionnement à vide est réalisée en déchargeant complètement la génératrice à courant continu entraînée par le moteur asynchrone. Le couple électromagnétique théorique est calculé à partir du schéma monophasé équivalent dont les différentes impédances sont déterminées expérimentalement. Les évolutions des couples théorique et estimé à partir de « ProtoCF » sont illustrées à la Figure II.41 et les erreurs relatives, par rapport aux valeurs théoriques, commises sur l'estimation du couple par la méthode « ProtoCF » sont représentées à la Figure II.42 pour les deux machines.

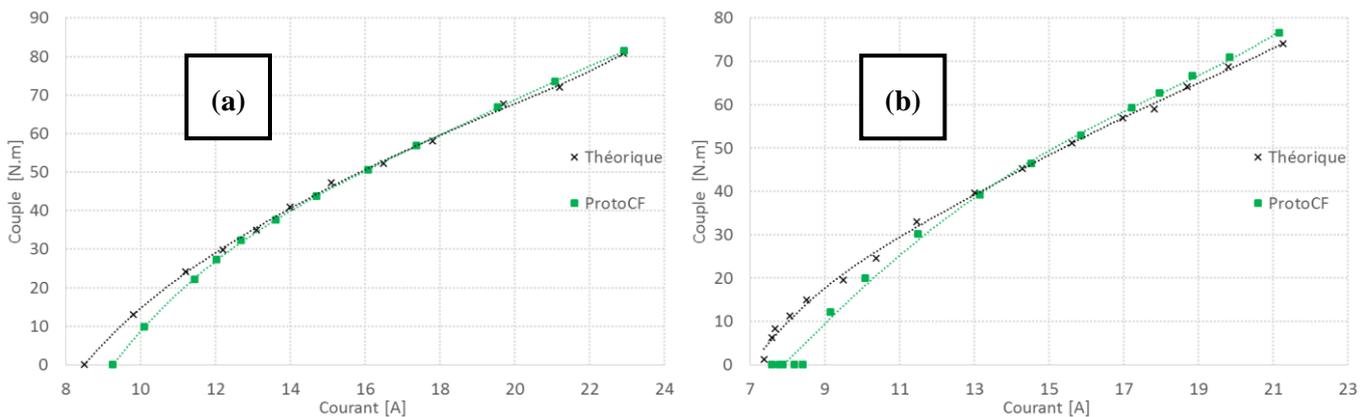


Figure II.41 : Évolutions, en fonction de $I_{(1)}^s$, des Γ_e théorique et estimé par « ProtoCF » pour :
 (a) MAS11kW4pC-IE2 et (b) MAS11kW4pC-IE3.

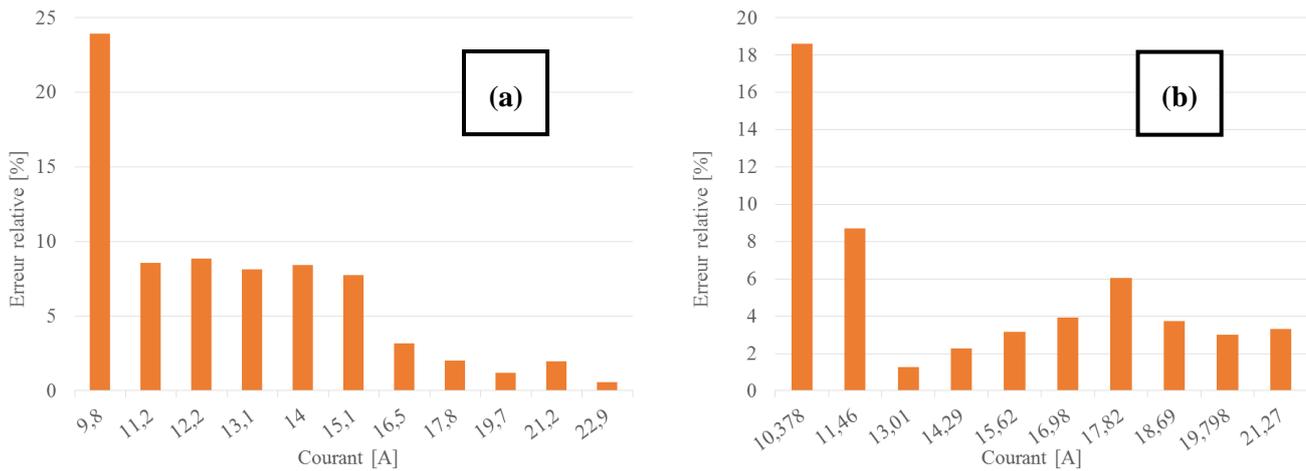


Figure II.42 : Erreurs relatives commises sur l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « ProtoCF » pour les machines : (a) MAS11kW4pC-IE2 et (b) MAS11kW4pC-IE3

La Figure II.42 montre que, pour les deux machines testées, l'erreur relative commise sur l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « ProtoCF » ne dépasse pas 8%, sauf pour les points de fonctionnement très proches de la marche à vide de la machine. Ces valeurs importantes de l'erreur relative à vide, notamment pour la MAS11kW4pC-IE3, s'expliquent par le fait que $I_{(1),0}^s$ calculé à partir du schéma monophasé équivalent reconstitué par la méthode proposée en Annexe B, est supérieure à la valeur réelle du courant à vide de la machine (Figure II.41). Cet écart est dû à R_μ qui englobe la somme des pertes fer, des pertes mécanique et des pertes supplémentaires en charge. Par conséquent, étant donné que la méthode « ProtoCF » est basée sur l'association d'une valeur du Γ_e (ou de puissance utile) à une valeur de $I_{(1)}^s$, l'estimation ainsi obtenue est faussée aux points de fonctionnements très proches de la marche à vide. Malgré cet inconvénient, la méthode « ProtoCF » permet de trouver le Γ_e avec une erreur relative ne dépassant pas 8% sur la quasi-totalité de la plage de fonctionnement.

II.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté quatre méthodes non-invasives permettant l'estimation du couple électromagnétique avec différents degrés de précision :

- La première méthode, « ProtoI », est basée sur la mesure du courant statorique uniquement, mesure qui peut être réalisée de manière non-invasive. C'est la méthode la plus facile à mettre en œuvre car elle ne nécessite pas de phase de calibration. Cependant, et même si elle permet d'estimer le couple avec une erreur relative inférieure à 10% à partir de la mi-charge, l'inconvénient de cette méthode réside dans sa précision à faibles niveaux de charge.
- Dans le but d'accroître la précision du diagnostic énergétique, une deuxième méthode, utilisant les mesures du courant statorique et de la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion, permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative ne dépassant

pas 8% sur toute la plage de fonctionnement de la machine (sauf pour la machine de classe énergétique IE3, où l'erreur relative excède 15% au fonctionnement à vide). Néanmoins, et en contrepartie de l'amélioration de la précision, le protocole « *ProtoIF* » nécessite une phase de calibration qui requiert le passage de la machine par deux points de fonctionnements spécifiques : l'un proche de la marche à vide et l'autre au fonctionnement nominal de la machine. Nous allons montrer, dans le chapitre 4, comment il est possible de simplifier cette procédure de calibration afin qu'elle soit facilement applicable en milieu industriel.

- Après avoir constaté que la mesure non-invasive du courant n'est pas toujours possible en milieu industriel, une troisième méthode, appelée « *ProtoFF* » et basée sur la mesure des composantes tangentielle et axiale du flux magnétique de dispersion, a été développée. Cette troisième méthode permet l'estimation du couple avec une erreur relative inférieure à 10% dans la première moitié de la plage de variation du courant statorique et inférieure à 4% à partir de la mi-charge. Toutefois, et comme pour « *ProtoIF* », la méthode « *ProtoFF* » nécessite une phase de calibration pour un fonctionnement à vide et pour un fonctionnement nominal de la machine.
- Dans l'optique de faciliter la procédure de calibration, notamment dans le cas des moteurs surdimensionnés pour lesquels il n'est pas possible d'atteindre le régime nominal, une quatrième méthode, appelée « *ProtoCF* », a été proposée. Cette méthode est basée sur l'estimation du courant statorique à partir de la seule mesure de la composante axiale du flux de dispersion qui, associée avec une technique de reconstitution du schéma monophasé équivalent de la machine à partir des données constructeurs, permet l'estimation du couple électromagnétique avec une erreur relative ne dépassant pas 8%, sauf pour les points de fonctionnement voisins de la marche à vide. L'avantage majeur de cette méthode, en plus du fait qu'elle soit complètement non-invasive, est que la phase de calibration, qui nécessite la mesure additionnelle soit du courant soit de la composante tangentielle du flux externe, ne nécessite que le passage de la machine par deux points proches du fonctionnement à vide.

Une synthèse des quatre protocoles proposés pour la détermination non-invasive du couple électromagnétique est donnée au Tableau II.1.

Tableau II.1 : Synthèse des quatre protocoles proposés pour la détermination non-invasive du couple électromagnétique

	<i>Mesures</i>			<i>Calibration</i>		<i>Précision</i>	
	$I_{(1)}^s$	$E_{TAN(1)}$	$E_{Z(1)}$	<i>à vide</i>	<i>nominal</i>	<i>à vide</i>	<i>en charge</i>
<i>ProtoI</i>	oui	-	-	-	-	>15%	<10%
<i>ProtoIF</i>	oui	oui	-	oui	oui	<8%	<4%
<i>ProtoFF</i>	-	oui	oui	oui	oui	<10%	<6%
<i>ProtoCF</i>	-	-	oui	oui	-	>15%	<8%

La plus value de ce chapitre réside dans la présentation des méthodes de détermination du courant et du couple électromagnétique par la seule mesure du flux magnétique de dispersion. Les grandeurs mesurées ainsi que les différentes techniques de calibration proposées font l'originalité de ce travail et ont fait l'objet d'un dépôt de brevet.

Chapitre III : Estimation du niveau de charge d'un moteur asynchrone alimenté par une tension variable en conditions industrielles

III.1. Introduction

Le champ de dispersion peut être utilisé, comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, afin de déterminer le niveau de charge des machines asynchrones directement connectées au réseau. Nous avons largement montré que les applications utilisant cette grandeur sont multiples. Dans la majorité des cas « académiques », il est considéré que la machine est alimentée par un système parfait de tension, c'est-à-dire à la valeur nominale et sans déséquilibres. Or, les campagnes de mesures réalisées durant la thèse ont fait ressortir que, notamment en milieu industriel, les tensions au niveau de la boîte à bornes d'un moteur asynchrone peuvent être variables dans le temps. L'objectif de ce chapitre est donc de chiffrer la précision des méthodes présentées dans le chapitre 2 pour la détermination du courant et du couple dans le cas d'une alimentation de la machine par un système de tensions variables dans le temps. Nous nous sommes particulièrement focalisés sur la méthode de détermination du courant par la mesure de la composante axiale du flux de dispersion et sur les méthodes d'estimation du couple électromagnétique « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* ».

Ce chapitre est divisé en trois principales parties. Dans un premier temps, il s'agira de chiffrer l'impact des variations de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par la machine à l'extérieur de sa carcasse et, par conséquent, sur la précision des méthodes d'estimation du couple électromagnétique présentées dans le chapitre précédent. Dans un second temps, une étude de l'influence des légers déséquilibres de tension sur le flux de dispersion et sur les méthodes d'estimation du couple est menée. Dans un troisième temps, et même si cela sort des livrables imposés dans le cadre de la thèse, nous allons caractériser le comportement du flux de dispersion dans le cas des machines asynchrones alimentées par variateurs électroniques de fréquence. Une étude de l'applicabilité des méthodes de détermination du courant et du couple par « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » est également proposée.

III.2. Impact des variations de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par une machine asynchrone

Lors des essais réalisés dans le cadre de la caractérisation du champ magnétique de dispersion rayonné par une machine asynchrone alimentée par le réseau (Chapitre 2), il a été constaté, de manière logique compte tenu de l'impact de la saturation, que le flux de dispersion mesuré autour de la carcasse de la machine est fortement tributaire de la tension d'alimentation. L'objectif de cette partie est donc de chiffrer l'impact des variations, en régime permanent, de l'amplitude de la tension d'alimentation sur la fiabilité des méthodes d'estimation du courant et du couple électromagnétique basées sur la mesure du flux magnétique de dispersion.

La principale motivation de cette étude est que, notamment en milieu industriel, l'amplitude de la tension au niveau de la boîte à bornes des moteurs électriques dépend de plusieurs facteurs. Parmi ces facteurs il y a :

- d'une part, la norme française NF EN 50160 [94] qui impose aux fournisseurs d'électricité, pour chaque période de 7 jours, que 95% des valeurs efficaces moyennées sur 10 minutes soient dans une plage de plus ou moins 10% de la tension nominale du réseau basse tension ;
- d'autre part, les chutes de tension dans les câbles d'alimentation du moteur, dont la longueur peut atteindre plusieurs centaines de mètres dans certains cas. Ces chutes dépendent du courant qui y circule et, par conséquent, du niveau de charge du moteur qu'ils alimentent.

Ces deux facteurs conduisent donc, en régime permanent, à des variations de la tension d’alimentation au niveau de la boîte à bornes du moteur. La première étape consiste donc à identifier l’impact de ces variations de la tension d’alimentation sur le flux de dispersion rayonné par la machine.

III.2.1. Protocole expérimental

Dans cette optique, nous avons mesuré les évolutions, en fonction du courant statorique absorbé et donc du niveau de charge du moteur, des trois composantes du flux de dispersion rayonné par le moteur asynchrone 11kW de Classe IE2 pour différentes valeurs de la tension d’alimentation appliquée au niveau de la boîte à bornes du moteur, à savoir 215V, 220V, 225V, 230V et 232.5V. Le moteur, qui est mécaniquement couplé à une génératrice à courant continu débitant dans une caisse de charge résistive, est alimenté via un autotransformateur programmable (précision de $\pm 0.5V$). Deux capteurs bobinés identiques, de forme carrée 40x40mm et de 200 spires, sont fixés en positions tangentielle et normale sur la carcasse de la machine et un capteur bobiné de flux de dispersion axiale, adapté aux dimensions de la machine instrumentée, est fixé sur le flasque de la machine du côté de l’accouplement. Les positions de ces trois capteurs bobinés restent inchangées durant les différents essais.

III.2.2. Résultats expérimentaux

Les évolutions de $E_{TAN(1)}$, de $E_{NOR(1)}$ et de $E_{Z(1)}$ avec le courant statorique absorbé par le moteur MAS11kW4pC-IE2 sont illustrées respectivement aux Figures III.1, III.2 et III.3 pour les différentes valeurs de la tension d’alimentation $V_{(1)}^s$ appliquées.

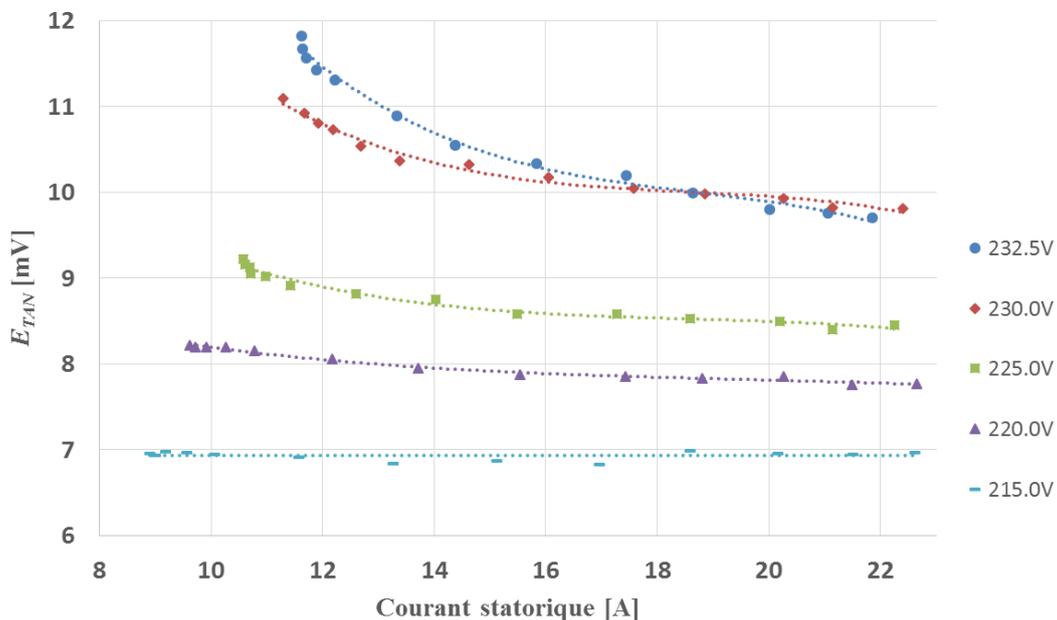


Figure III.1 : Évolutions de $E_{TAN(1)}$ avec $I_{(1)}^s$ pour différentes valeurs de $V_{(1)}^s$ [95]

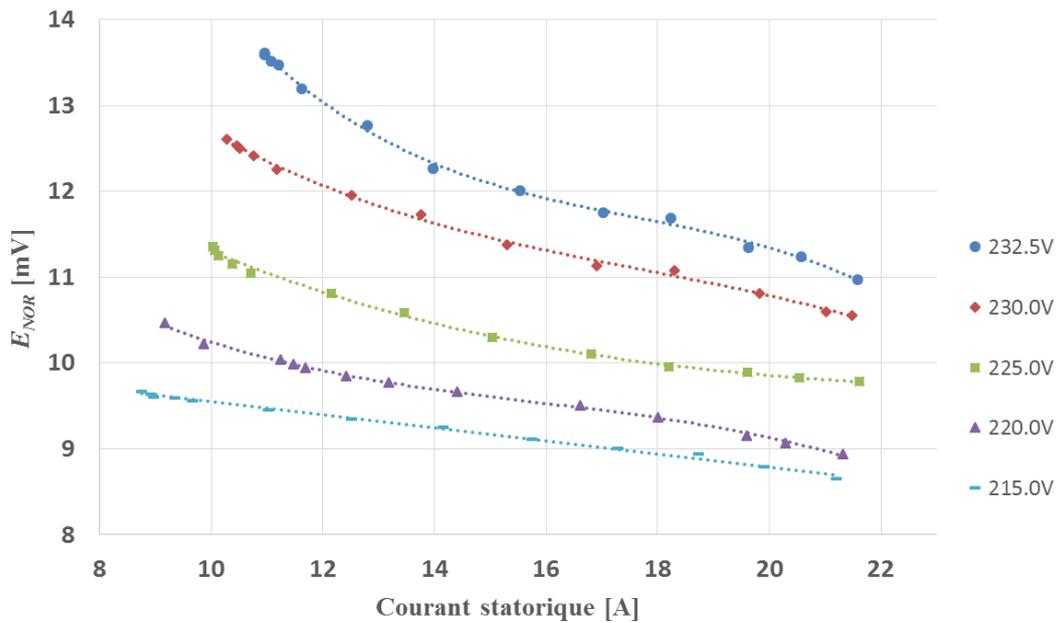


Figure III.2 : Évolutions de $E_{NOR(1)}$ avec $I_{(1)}^s$ pour différentes valeurs de $V_{(1)}^s$

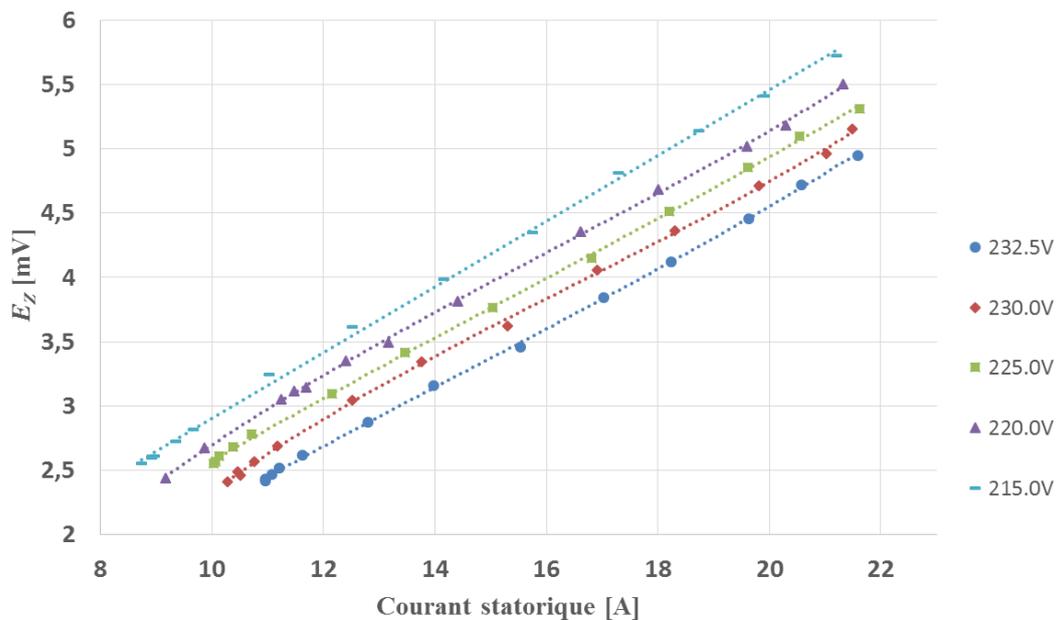


Figure III.3 : Évolutions de $E_{Z(1)}$ avec $I_{(1)}^s$ pour différentes valeurs de $V_{(1)}^s$

Les résultats des Figures III.1 et III.2 montrent que, pour les composantes normale et tangentielle du flux de dispersion, les variations de la tension d’alimentation ont des influences quasi-similaires sur les amplitudes des composantes fondamentales. Deux observations importantes sont constatées pour ces composantes, à savoir :

- Pour une même valeur de $I_{(1)}^s$, les amplitudes de $E_{TAN(1)}$ et de $E_{NOR(1)}$ augmentent avec l’augmentation de $V_{(1)}^s$;
- Cette augmentation est plus importante pour les points de fonctionnements proches de la marche à vide où nous avons l’apparition d’un « coude de saturation » dont la pente est plus prononcée avec l’augmentation de la tension d’alimentation.

Pour la composante axiale du flux de dispersion, les résultats de la Figure III.3 montrent que $E_{Z(1)}$ diminue avec l’augmentation de $V_{(1)}^s$. Ce phénomène s’explique par le fait que, pour un même niveau de charge, le moteur asynchrone absorbe plus de courant lorsqu’il est alimenté à tension réduite et, de ce fait, il rayonne plus suivant l’axe Z car le flux de dispersion axial n’est généré que par les courants qui circulent dans les têtes de bobines.

Ces résultats confirment que les variations de la tension d’alimentation ont un impact significatif sur l’amplitude des trois composantes du flux de dispersion.

Selon le déroulement chronologique de la thèse, à ce stade de l’étude, la méthode d’estimation du courant à partir de la composante axiale du flux de dispersion ainsi que la méthode d’estimation du couple électromagnétique « *ProtoFF* » n’avaient pas encore été développées. Par conséquent, et pour la suite de cette partie de l’étude, nous nous intéressons uniquement à la composante tangentielle du flux de dispersion car c’est la composante qui est utilisée dans la méthode d’estimation non-invasive du couple électromagnétique « *ProtoIF* » que nous appliquerons par la suite sur site industriel.

III.2.3. Analyse des résultats

Dans un premier temps et afin de corroborer les premières constatations observées expérimentalement sur l’influence des variations de la tension d’alimentation sur la composante tangentielle du flux de dispersion, une étude théorique, basée sur le schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone, est menée. Dans un second temps, ces résultats seront comparés à ceux obtenus à partir de simulations par éléments finis.

III.2.3.1. Modèle analytique

Comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, la composante tangentielle du flux de dispersion représente une image fiable du flux d’entrefer. Ainsi, le paramètre interne du schéma monophasé équivalent qui peut être associé à l’évolution de la composante tangentielle du flux de dispersion est \underline{E}^s aux bornes de la branche magnétisante (équation (II.18)), dont l’amplitude dépend de \underline{V}^s et du niveau de charge du moteur. En effet, l’augmentation du niveau de charge se traduit par l’accroissement de \underline{I}^s , ce qui a pour conséquence une augmentation de la chute de tension dans l’impédance statorique constituée de r^s et de x^s . Ainsi, pour \underline{V}^s donnée, l’amplitude de \underline{E}^s sera la plus élevée pour le point de fonctionnement à vide du moteur, celui pour lequel le courant absorbé \underline{I}^s sera le moins important.

Dans le but d’étudier l’impact des variations de V^s sur E^s , les éléments constituant le schéma monophasé équivalent de la MAS11kW4pC-IE2, illustré à la Figure III.4, sont déterminés expérimentalement par des essais classiques (à courant continu, à vide, à rotor calé,...). Afin de tenir compte de la chute de tension aux bornes de l’impédance statorique, les valeurs de x^s et de x'^r sont prises séparément à partir de la valeur de $N\omega$ déterminée expérimentalement à partir de l’essai à rotor calé. Pour ce faire, dans un premier temps et en accord avec les recommandations de la norme IEEE 112 [21] pour un design de machine asynchrone de « classe A », les valeurs de x^s et de x'^r sont supposées être égales. Dans un second temps, ces valeurs sont affinées par itérations successives, en utilisant le

logiciel Matlab™, jusqu'à ce que les valeurs du courant statorique, du couple utile, du facteur de puissance et du rendement calculées à partir du schéma monophasé équivalent au fonctionnement nominal de la machine soient proches, avec une erreur relative de 2%, à celles données sur la plaque signalétique de la machine étudiée.

Par ailleurs, et afin de prendre en compte les effets de la saturation due au comportement non-linéaire du circuit magnétique, les valeurs de l'impédance de la branche magnétisante sont déterminées expérimentalement pour différentes amplitudes de la tension d'alimentation appliquées sont données au Tableau III.1.

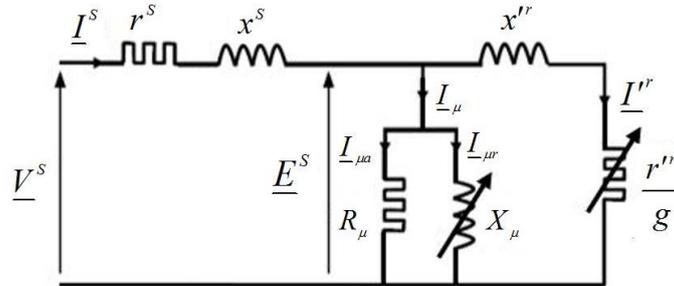


Figure III.4 : Schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone avec une réactance magnétisante variable avec E^s

Tableau III.1 : Valeurs des impédances de la branche magnétisante pour différentes valeurs de la tension d'alimentation appliquées

V^s (V)	232.5	230	225	220	215
R_μ (Ω)	324.4	326.3	325.6	324.7	323.4
X_μ (Ω)	24.46	25.35	26.36	27.99	29.13

Les variations de E^s avec I^s , et donc le niveau de charge du moteur, pour les différentes valeurs de V^s sont illustrées à la Figure III.5. Dans un premier temps, les courbes en pointillés sont calculées pour une valeur de X_μ constante et égale à celle déterminée à la valeur nominale de la tension d'alimentation $V^s = 230V$. Dans un second temps, afin de prendre en compte le phénomène de saturation, les valeurs de X_μ données au Tableau III.1 sont utilisées et E^s est recalculée pour les mêmes valeurs de V^s que dans le premier cas.

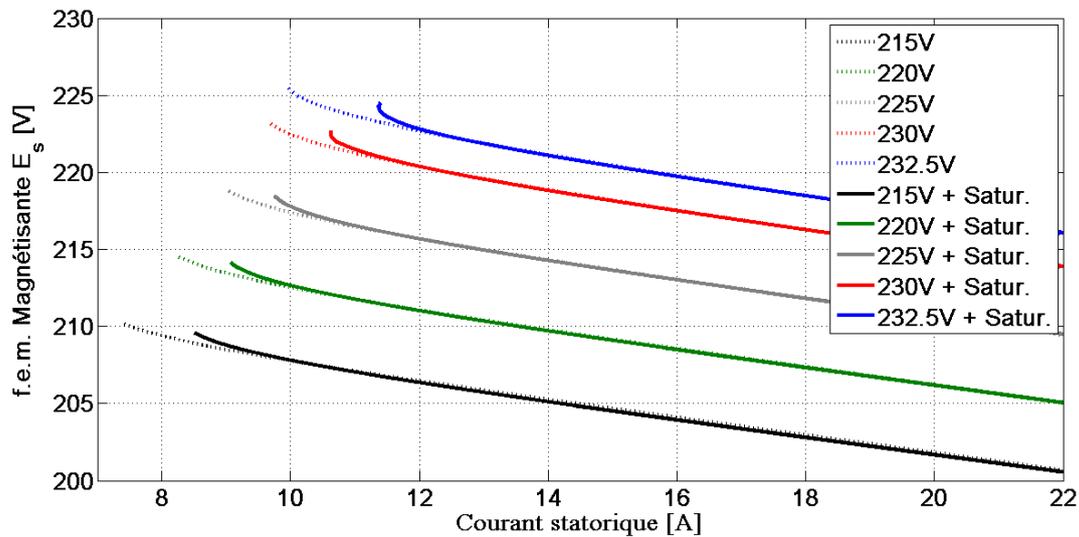


Figure III.5 : $E^s = f(I^s)$ pour différentes valeurs de V^s dans deux cas : X_μ constant (pointillés) et X_μ variable (trait continu).

Les résultats de la Figure III.5 confirment bien que E^s diminue avec la réduction de V^s et avec l'augmentation de I^s . Par ailleurs, les fonctionnements proches de la marche à vide de la machine conduisent à une variation non linéaire de E^s quelle que soit V^s . Cependant, pour le cas où X_μ est variable, la forme du « coude de saturation » est plus prononcée aux fonctionnements à très faibles niveaux de charge pour toutes les valeurs de la tension d'alimentation appliquées. Ce phénomène de saturation est plus accentué avec l'augmentation de V^s . De plus, l'augmentation de V^s a pour effet d'engendrer l'apparition du « coude de saturation » pour des valeurs inférieures du courant statorique.

Ce phénomène de non-linéarité de la variation de E^s est la conséquence de deux facteurs [96]:

- D'une part, il y a une augmentation intrinsèque au système, qui apparaît même dans le cas où la valeur de X_μ est constante. Cette évolution est due aux faibles valeurs du glissement pour les fonctionnements proches de la marche à vide de la machine.
- D'autre part, ce phénomène est fortement accentué par la variation non linéaire de X_μ en fonction de V^s . Ce second point est montré à la Figure III.6, qui illustre l'évolution de X_μ avec I^s pour les différentes valeurs appliquées de V^s .

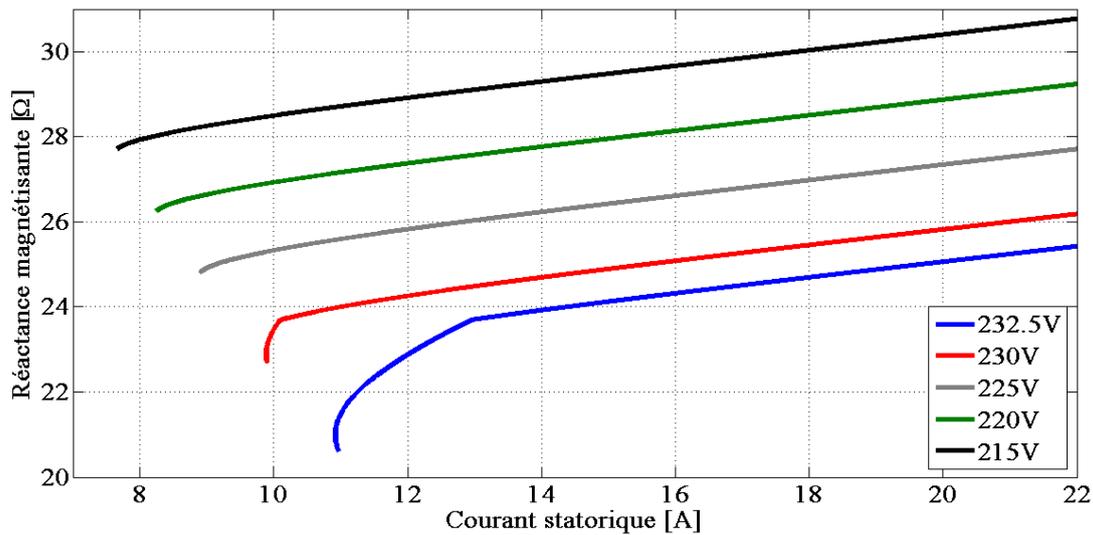


Figure III.6 : Evolution de X_{μ} avec I^s pour différentes valeurs de V^s

III.2.3.2. Approche numérique

Dans le but d’assurer ces résultats, une machine asynchrone, dont les caractéristiques en régime permanent correspondent à la machine 11kW de classe IE2, est modélisée en 3 dimensions avec le logiciel Flux3D™ et un couplage circuit est implémenté afin de simuler l’influence des variations de V^s sur le flux rayonné par la machine à l’extérieur de sa carcasse. Le modèle de la machine est fermé par une boîte d’air permettant d’imposer les conditions aux limites [97]. Afin d’optimiser le temps de calcul, seulement 1/16^{ième} de la machine est simulé. Le modèle est constitué de 940.000 points et le maillage est défini de sorte à pouvoir analyser l’induction autour de la carcasse, modélisée comme étant une pièce massive constituée d’aluminium. Les courants de Foucault circulant dans cette dernière et influençant la transmission du flux entre les différents milieux magnétique de la machine [74] sont pris en compte par le modèle. La courbe de première aimantation utilisée pour les circuits magnétiques statorique et rotorique est non-linéaire et est donnée à la Figure III.7. Différents niveaux de charge de la machine sont obtenus en variant le glissement entre 0.01% pour le fonctionnement à vide et 3.5%.

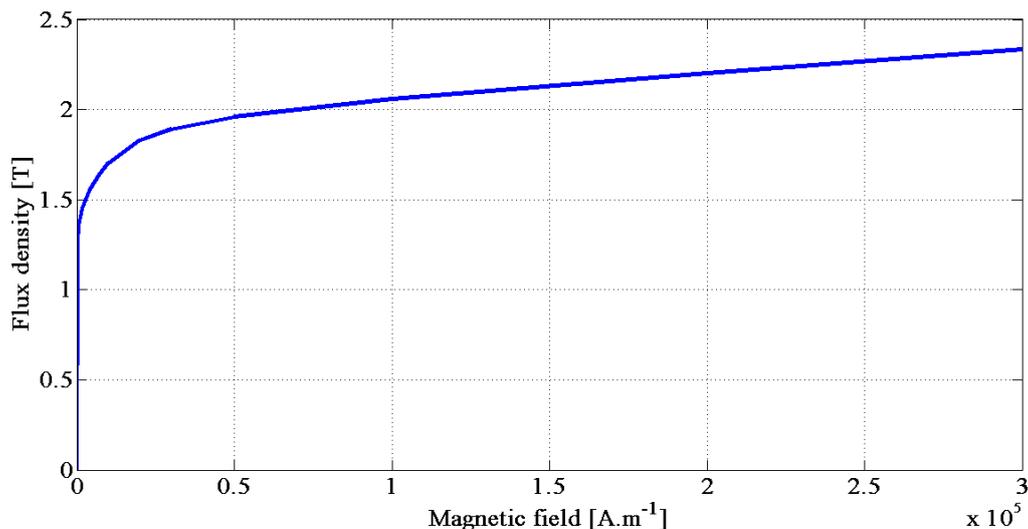


Figure III.7 : Courbe de première aimantation pour les circuits magnétiques statorique et rotorique

Différentes simulations sont réalisées pour V^s variant entre 220 V et 235 V. Les cartes de champs montrées à la Figure III.8 illustrent la répartition de la densité de flux magnétique dans et à l'extérieur de la carcasse de la machine pour $V^s = 220$ V ; à vide (a) et au régime nominal (b) et pour $V^s = 235$ V ; à vide (c) et au régime nominal (d). Du fait de la grande différence entre les valeurs de la densité de flux dans le circuit magnétique et dans l'air, l'échelle de visualisation des résultats est fixée de sorte à mettre en évidence les variations de l'induction à l'interface carcasse-air. Les cartes de champ de la Figure III.8 montrent que, à V^s donnée, l'induction à l'extérieur de la machine est plus importante pour le fonctionnement à vide. Ce phénomène s'explique par la modification des propriétés du circuit magnétique qui sature avec l'augmentation de E^s et qui, par conséquent, canalise moins bien le flux à l'intérieur de la machine.

L'induction magnétique le long du chemin tracé en pointillé sur la Figure III.8(a), situé au milieu du paquet de tôles statorique, est représenté sur la Figure III.9 aux régimes de fonctionnements nominal et à vide pour trois valeurs de V^s , à savoir 220V, 230V et 235V. Les résultats montrent que l'induction varie, selon la valeur de la tension d'alimentation appliquée et selon le niveau de charge de la machine, entre 1.33T et 1.53T. Ils montrent également que la valeur de l'induction varie significativement avec le niveau de charge de la machine. En effet, à V^s donnée, l'induction augmente de 2 à 3% lors de la marche à vide, par rapport au fonctionnement à la charge nominale de la machine, avec des saturations localisées au niveau du circuit magnétique. Par ailleurs, il est constaté que la distribution de l'induction est quasiment similaire pour les deux cas (a : $V^s = 220$ V / à vide) et (d : $V^s = 235$ V / nominal) ce qui confirme que l'état magnétique de la machine est fortement influencé par le niveau de charge.

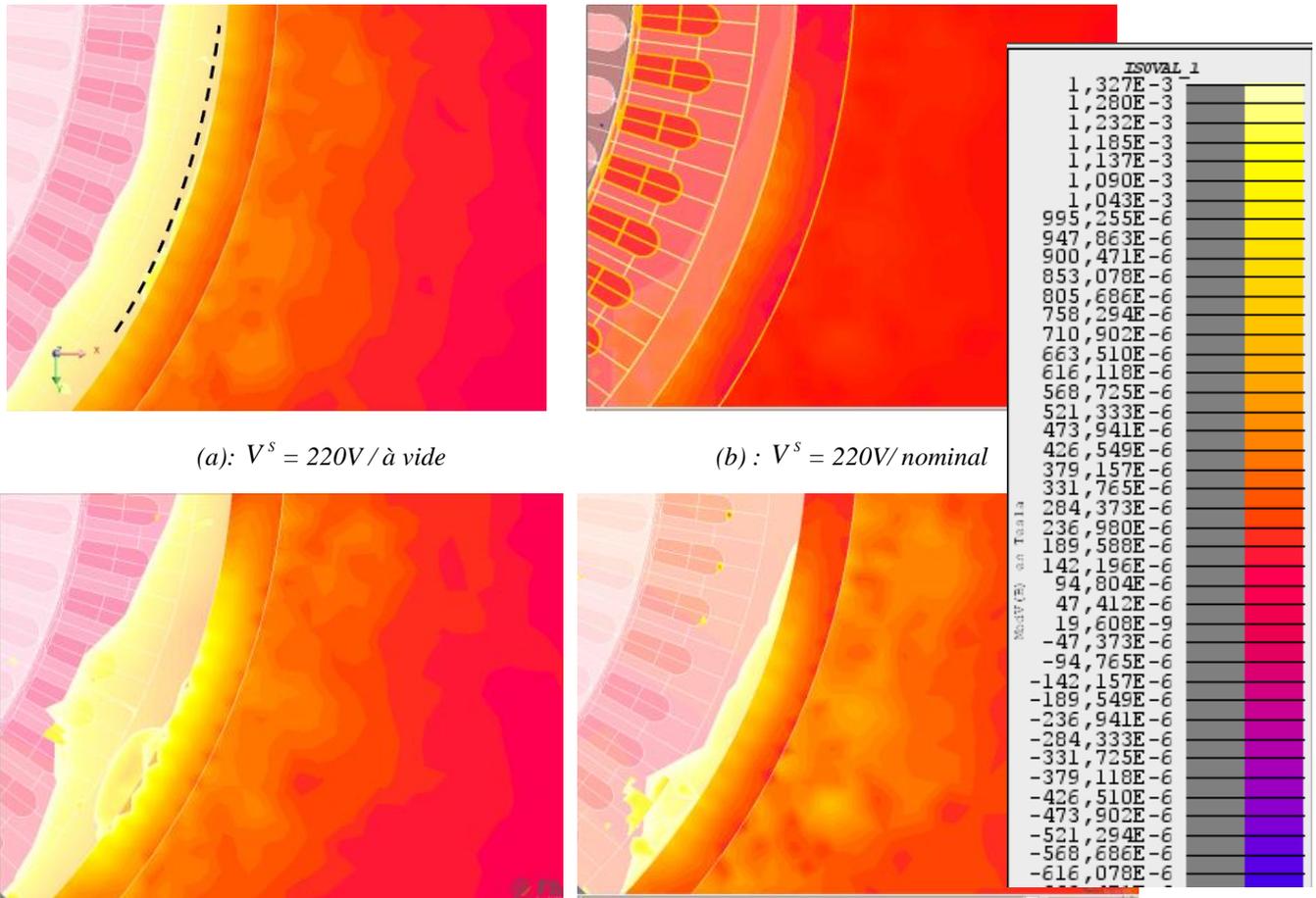


Figure III.8 : Distribution de l'induction à l'extérieur du circuit magnétique aux fonctionnements nominal et à vide pour $V^s = 220V$ et $V^s = 235V$

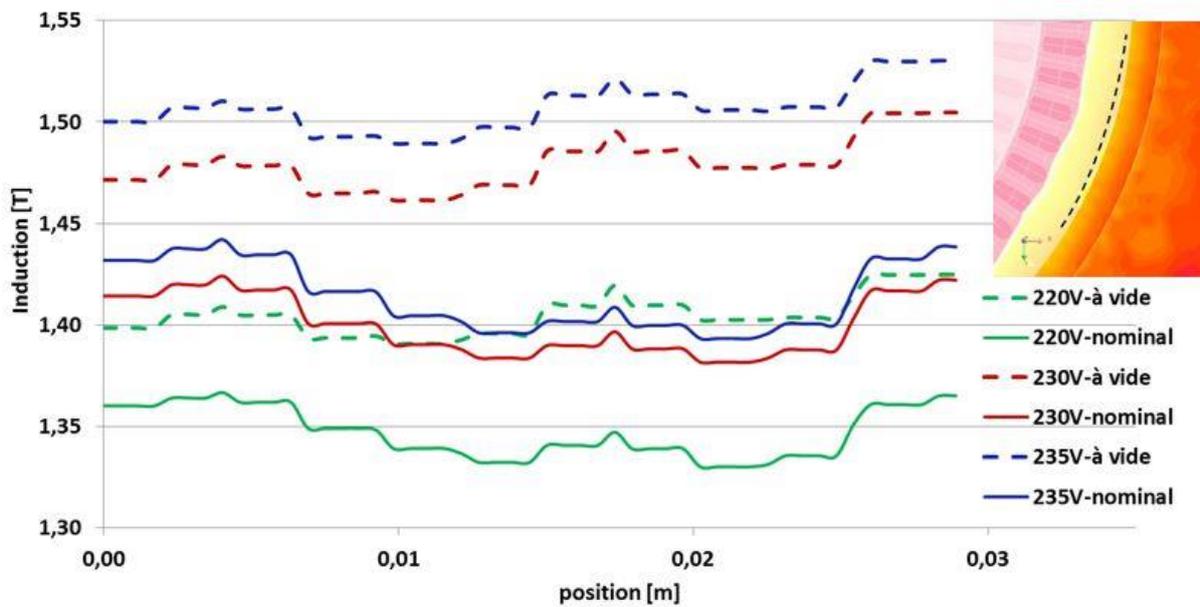


Figure III.9 : Variations de l'induction le long d'un chemin dans le circuit magnétique statorique aux fonctionnements nominal et à vide pour $V^s = 220V$, $230V$ et $235V$

Les résultats basés sur le schéma monophasé équivalent (Figures III.5 et III.6) ainsi que ceux obtenus à partir des simulations par éléments finis (Figures III.8 et III.9) confirment les premiers résultats observés expérimentalement (Figure III.1). Comme le montre la Figure III.1, une variation de 5% (11.5V) de V^s conduit à une variation de près de 20% de $E_{TAN,(I)}$. Cette variation atteint 30% pour les fonctionnements à faibles niveaux de charge. Par ailleurs et comme le montrent les résultats des simulations par éléments finis de la Figure III.9, pour $V^s = 230V$, l'induction dans la couronne statorique varie entre 1.46T et 1.39T, respectivement pour les fonctionnements à vide et nominal de la machine, soit une atténuation de 5%. Dans les mêmes conditions, l'induction externe varie entre 520 μ T et 350 μ T, ce qui correspond à une atténuation de 30% entre la marche à vide et le fonctionnement nominal. De plus, la variation de la tension d'alimentation V^s entre 230V et 220V conduit également, pour le fonctionnement à vide de la machine, à une atténuation de 30% du flux externe. Ces résultats sont en concordance avec ceux obtenus expérimentalement, illustrés à la Figure III.1.

Cette importante variation de l'induction à l'extérieur en comparaison à la variation de l'induction dans la culasse statorique, pour la même variation de V^s , est due au facteur d'atténuation globale \underline{K}_{glob} entre le flux d'entrefer et le flux externe de la machine (voir équation (II.10)). En effet, il a été démontré dans des travaux antérieurs [80], [81], [98] que le facteur d'atténuation globale \underline{K}_{glob} est inversement proportionnel à la perméabilité relative du fer statorique et ainsi, à X_μ . La variation de $|\underline{K}_{glob}|$ en fonction de la perméabilité relative du fer statorique est illustrée à la Figure III.10. Elle est calculée à partir des équations (II.11) à (II.15) en adaptant les paramètres du modèle aux caractéristiques de la machine étudiée, à savoir :

- paramètres géométriques : $R_{int}^{pt} = 76.15$ mm, $R_{ext}^{pt} = 120$ mm, $R_{int}^c = R_{ext}^{pt}$ et $R_{ext}^c = 130$ mm où les indices supérieurs « *pt* » et « *c* » indiquent respectivement le paquet de tôles statoriques et la carcasse et où les indices inférieurs « *int* » et « *ext* » indiquent respectivement les rayons interne et externe de la partie considérée du modèle ;
- perméabilité magnétique de la carcasse, constituée d'aluminium, est considérée égale à μ_0 ;
- position du capteur bobiné de flux de dispersion, placé à un centimètre de la carcasse de la machine, c'est-à-dire à $x = 140$ mm.

La Figure III.10 montre que, pour des valeurs de perméabilité relative allant jusqu'à 4000, la valeur de \underline{K}_{glob} augmente fortement avec la diminution de la perméabilité relative du fer statorique et, donc, de X_μ et, de ce fait, avec la saturation du circuit magnétique. Par ailleurs, la valeur de \underline{K}_{glob} est considérablement inférieure pour les fonctionnements à niveaux de charge élevés et/ou pour des valeurs inférieures de V^s . Ainsi, plus E^s est élevée, plus le circuit magnétique est saturé et donc plus la valeur de la perméabilité relative μ_r^{pt} du paquet de tôles statoriques diminue, ce qui cause une augmentation considérable du facteur d'atténuation globale \underline{K}_{glob} . C'est cette variation de \underline{K}_{glob} en fonction de E^s qui explique l'augmentation de l'amplitude de la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion rayonné par la machine asynchrone lors de l'augmentation de V^s , spécialement pour les fonctionnements à faibles niveaux de charge.

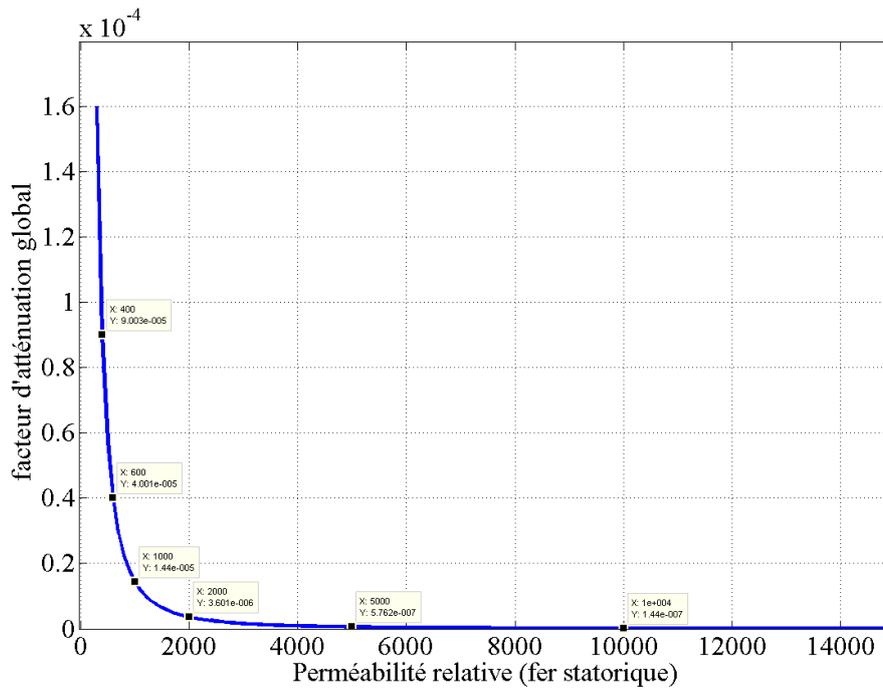


Figure III.10 : Variation du facteur d'atténuation globale K_{glob} en fonction de la perméabilité relative du paquet de tôles statoriques

Finalement, cette partie de l'étude nous permet de conclure que l'amplitude du flux magnétique de dispersion, rayonné par la machine à l'extérieur de sa carcasse, est fortement influencée par les petites variations de la tension d'alimentation V^s . Dans ce qui suit, nous allons quantifier l'impact des variations de V^s sur les méthodes d'estimations du courant statorique et du couple électromagnétique présentées dans le chapitre précédent.

III.2.4. Conséquences sur l'estimation du courant absorbé

L'objectif de cette partie est de quantifier l'impact des variations de la tension d'alimentation sur la méthode d'estimation non-invasive du courant statorique à partir de la mesure de la composante axiale du flux magnétique de dispersion. Ainsi, les évolutions de l'amplitude de la composante axiale fondamentale du flux de dispersion, relevées pour différentes valeurs de la tension d'alimentation (Figure III.3), sont utilisées pour l'estimation du courant statorique absorbé par le moteur. Les valeurs de référence utilisées pour la phase de calibration ont été choisies à partir des mesures réalisées à 230V par la « Méthode 1 » (par la mesure du courant) et ont été comparées aux valeurs obtenues pour les différentes valeurs de V^s . Les valeurs du courant statorique, estimées et mesurées pour les différents niveaux de V^s , sont illustrées à la Figure III.11. Les erreurs relatives entre le courant estimé et les valeurs mesurées pour chaque niveau de V^s sont données à la Figure III.12.

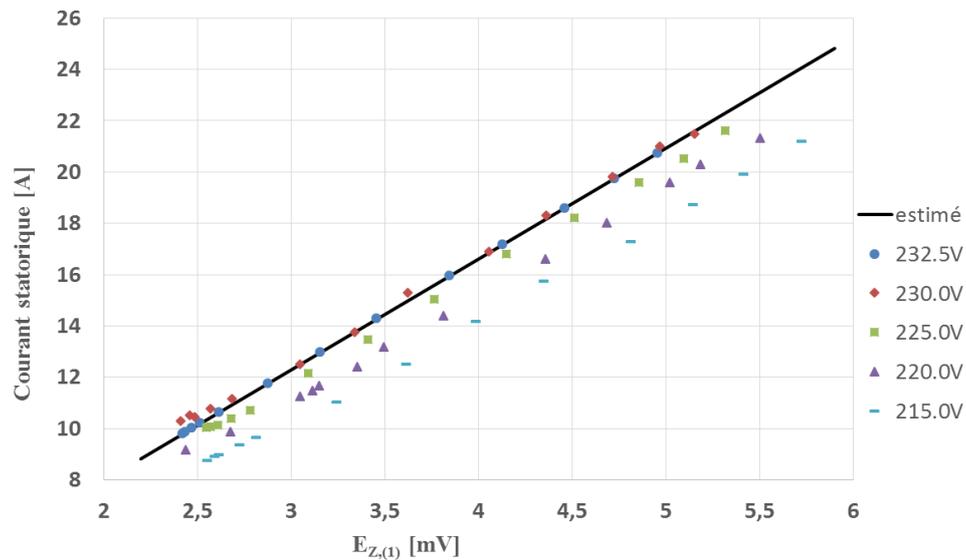


Figure III.11 : Evolutions, en fonction de $E_{Z,(1)}$, du courant estimé avec une calibration à 230V et des valeurs du courant mesuré pour différents V^s

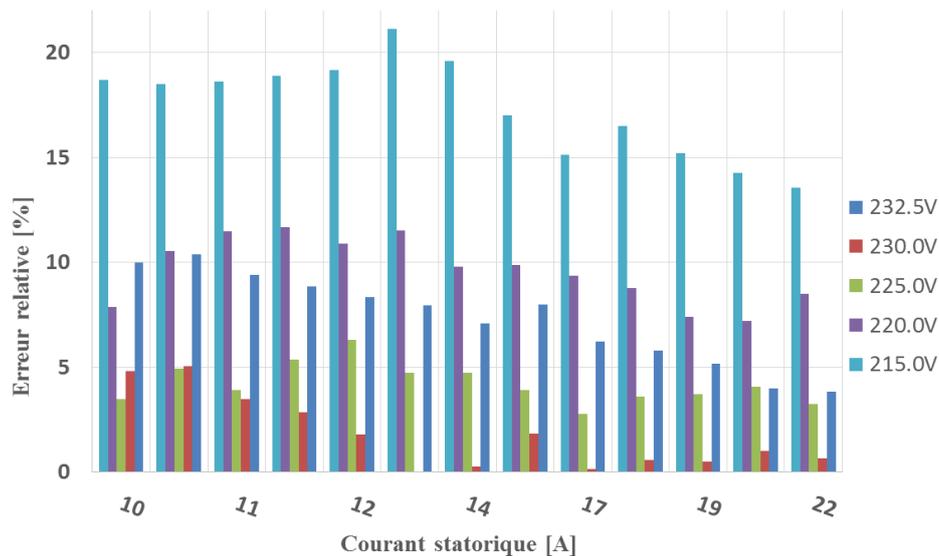


Figure III.12 : Erreurs relatives entre les courants estimés et mesurés pour différents V^s .

Les résultats de la Figure III.12 montrent que les valeurs de l’erreur relative entre le courant estimé et les valeurs mesurées n’excèdent pas 12%, sauf pour le cas où la machine est alimentée à 215V, soit à 6.5% en dessous de sa tension nominale. Par ailleurs, le fait d’alimenter la machine sous 232.5V, soit une surtension de 1%, engendre une erreur relative variant entre 4% et 10% alors que, lorsque la machine est alimentée par une tension de valeur efficace plus faible de 2% que la tension nominale (225V), l’erreur relative varie de 2.5% à 6%. De plus, comme nous pouvons le voir sur le Figure III.11, les évolutions de $I_{(1)}^s$ en fonction de $E_{Z,(1)}$ sont linéaires pour toutes les valeurs de V^s utilisées et, par conséquent, la précision de la méthode d’estimation, dans le cas d’une calibration réalisée à la bonne valeur de V^s , est équivalente à celle obtenue à 230V.

Ainsi, cette partie nous permet de conclure que la méthode développée permet d’estimer le courant statorique avec une erreur relative inférieure à 12% et cela, pour des valeurs de la tension

d’alimentation variant entre 220V et 232.5V. La question à laquelle répond le paragraphe suivant concerne l’influence de ces variations de V^s sur l’estimation du couple.

III.2.5. Conséquences des variations de la tension d’alimentation sur les méthodes d’estimation non-invasive du couple électromagnétique

L’objectif de cette partie est de chiffrer l’erreur relative introduite par les variations de V^s sur chacune des deux méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* ».

III.2.5.1. Conséquences sur « *ProtoIF* »

L’utilisation de « *ProtoIF* » est basée sur la mesure simultanée de $I_{(1)}^s$ et de $E_{TAN,(1)}$. La quantification de l’influence des variations de V^s a été réalisée en relevant, pour différentes valeurs de V^s et de manière simultanée :

- les variations de $E_{TAN,(1)}$ (Figure III.1) ;
- les évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction des variations du courant statorique par rapport à $I_{(1),0}^s$.

De plus, il est possible de considérer deux cas de figure :

- Soit la tension V^s aux bornes du moteur est différente de sa valeur nominale de manière permanente. Dans ce cas, il s’agit de chiffrer la précision de « *ProtoIF* » pour des machines qui fonctionnent à V^s légèrement différentes de V_n^s (alimentation par longs câbles par exemple).
- Soit la tension V^s varie dans le temps et, par conséquent, il s’agit de chiffrer l’impact de ces variations de V^s sur « *ProtoIF* ».

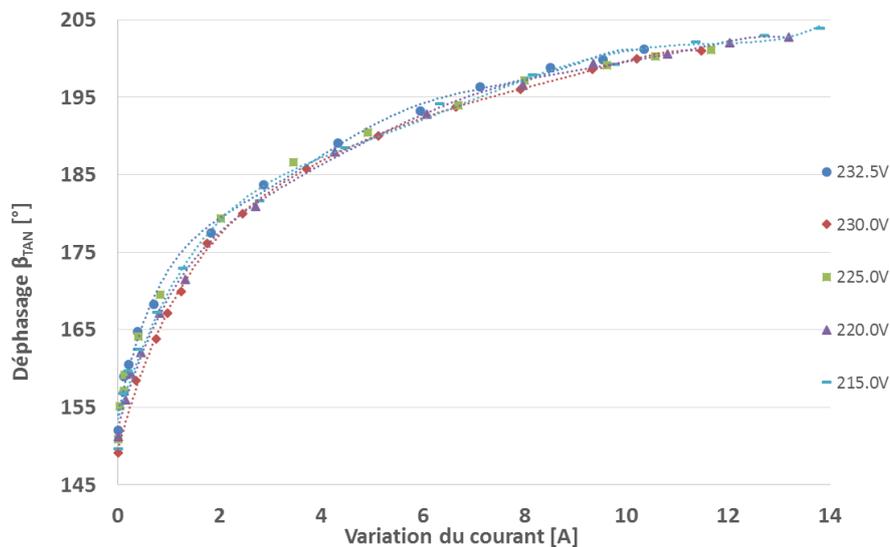


Figure III.13 : Évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction de la variation du courant statorique, pour les différentes valeurs de V^s

Les résultats illustrés à la Figure III.13 montrent que les variations de la tension d’alimentation n’ont pas d’influence notable sur l’évolution de $\beta_{TAN,(I)}$. Les écarts ne dépassent pas 3° pour une même variation du courant absorbé, soit 5% de la variation entre les fonctionnements nominal et à vide.

Ces évolutions de $\beta_{TAN,(I)}$ pour les différentes valeurs de V^s , sont utilisées, en plus de celles de $E_{TAN,(I)}$ de la Figure III.1, pour l’estimation du couple électromagnétique par la méthode « *ProtoIF* ». La calibration du protocole est réalisée, suivant les deux cas de figure possibles, de deux manières :

- Soit, la calibration est réalisée à la tension nominale (230V) et est utilisée pour les différents niveaux appliqués de la tension d’alimentation, sans tenir compte des variations de V^s . Dans ce cas, l’objectif est de chiffrer l’impact des variations de V^s survenue dans le temps. En effet, au regard du caractère non invasif de la méthode proposée, nous ne possédons pas d’informations relative à la tension d’alimentation dans le cas où la cellule est installée en milieu industriel et, de ce fait, la calibration est réalisée en supposant que la tension d’alimentation ne varie pas de sa valeur nominale. L’objectif est donc de chiffrer les limites des variations de V^s pour lesquelles la méthode d’estimation du couple électromagnétique « *ProtoIF* » donne des résultats répondant au cahier des charges, à savoir la détermination du niveau de charge du moteur à 15%. Les évolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées du couple électromagnétique par la méthode « *ProtoIF* » et les valeurs théoriques, calculées à partir du schéma monophasé équivalent tenant compte des variations des paramètres internes avec V^s , en fonction de $I_{(I)}^s$ et pour les différentes valeurs appliquée de V^s , sont illustrées à la Figure III.14.a dans le cas d’une calibration à 230V.
- Soit, la calibration est réalisée à la valeur de V^s appliquée. Dans ce cas, l’objectif est de déterminer la précision de la méthode « *ProtoIF* » dans le cas d’une alimentation du moteur à V^s différente de la valeur nominale. Les évolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par « *ProtoIF* » et les valeurs théoriques du couple sont illustrées à la Figure III.14.b dans le cas d’une calibration réalisée à chaque valeur de V^s .

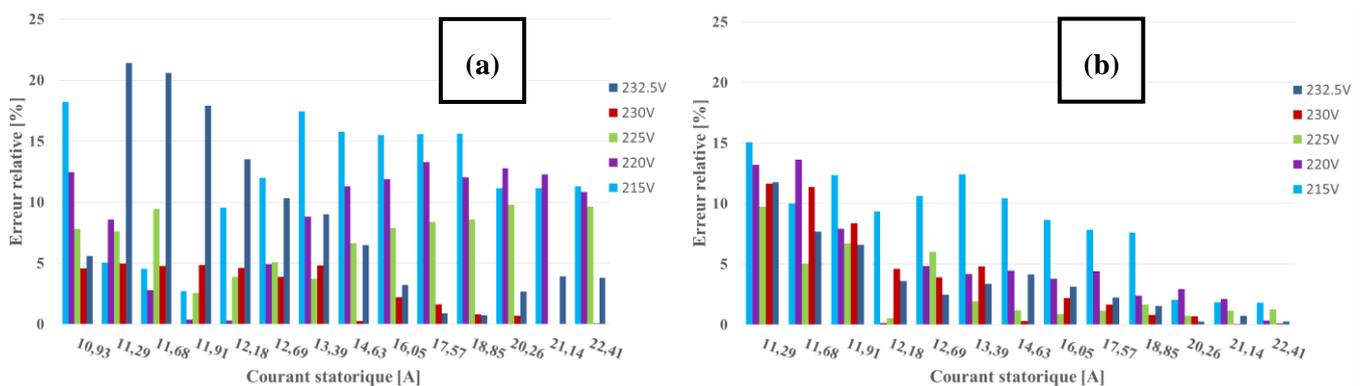


Figure III.14 : Erreurs relatives entre les valeurs estimées par « *ProtoIF* » et les valeurs théoriques du Γ_e pour différentes valeurs de V^s avec une calibration à : (a) 230V et (b) à la bonne valeur de V^s

Les résultats de la Figure III.14.a montrent que les variations de la tension d’alimentation V^s , lorsqu’elles surviennent dans le temps, ont un impact considérable sur la précision de la méthode

d’estimation du couple électromagnétique « *ProtoIF* ». La méthode « *ProtoIF* » permet d’estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative inférieure à 15% sur toute la plage de fonctionnement du moteur pour des valeurs de la tension d’alimentation variant entre 220V ($V_n^s - 4.5\%$) et la valeur nominale 230V. Par contre, lorsque la machine est alimentée à 215V ($V_n^s - 6.5\%$), l’erreur relative fluctue entre 3% et 16% avec une pointe à 18% pour le fonctionnement à vide. Enfin, lorsque la machine est alimentée sous 232.5V, soit 1% au-dessus de la valeur nominale, l’erreur relative atteint 22% pour les fonctionnements proches de la marche à vide de la machine alors qu’elle varie entre 1% et 6% à partir de la mi-charge. Par ailleurs, le fait d’alimenter le moteur à une tension V^s différente de sa valeur nominale, et comme montré à la Figure III.14.b, n’a pas un impact significatif sur la précision de l’estimation du couple électromagnétique par la méthode « *ProtoIF* », sauf dans le cas d’une alimentation à 215V ($V_n^s - 6.5\%$) où les valeurs de l’erreur relative augmentent d’environ 10% sur toute la plage de variation du courant mais, cependant, sans dépasser la limite imposée par notre cahier des charge à savoir, 15%. Par conséquent, nous pouvons conclure que la méthode « *ProtoIF* » est applicable aux moteurs alimentés à une valeur de V^s variant entre ($V_n^s - 6.5\%$) et ($V_n^s + 1\%$) dans le cas d’une variation permanente de V^s , et entre ($V_n^s - 4.5\%$) et (V_n^s) dans le cas d’une variation de V^s survenue dans le temps.

III.2.5.2. Conséquences sur « *ProtoFF* »

Nous nous intéressons dans cette partie à l’impact des variations de V^s sur la méthode « *ProtoFF* ». Nous avons relevé, en plus des mesures simultanées de $E_{TAN,(1)}$ (Figure III.1) et de $E_{Z,(1)}$ (Figure III.3), l’évolution de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ (Figure III.15).

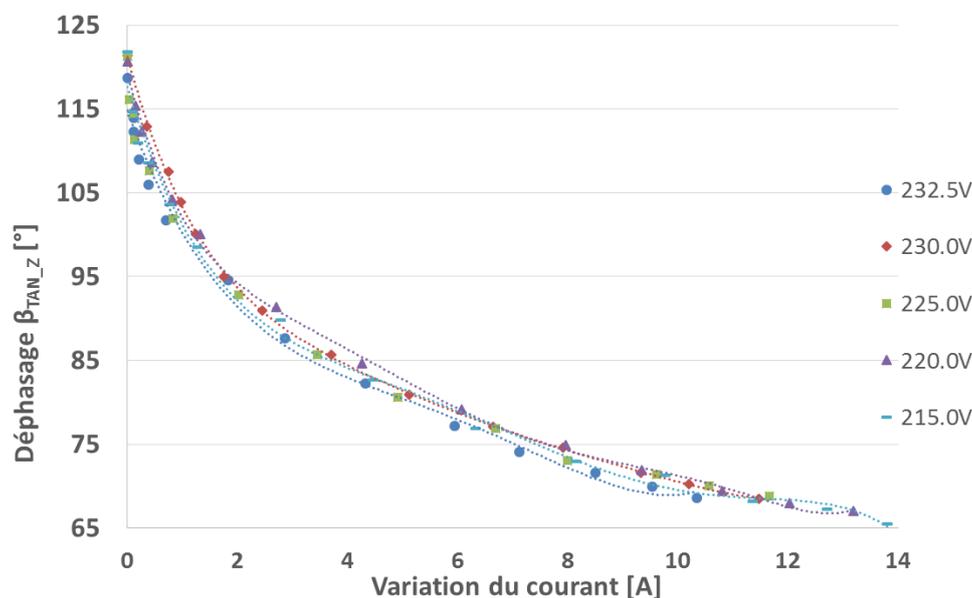


Figure III.15 : Evolutions de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ entre $E_{TAN,(1)}$ et $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, pour les différentes valeurs de V^s

Les résultats de la Figure III.15 montrent que, de la même manière que pour $\beta_{TAN,(1)}$, les variations de V^s n’ont pas d’influence remarquable sur l’évolution de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ en fonction de la

variation du courant absorbé par le moteur. Ces variations sont utilisées en complément de celles de $E_{TAN,(1)}$, illustrées à la Figure III.1, et de $E_{Z,(1)}$, illustrées à la Figure III.3, afin d’estimer le couple électromagnétique par la méthode « *ProtoFF* ». Comme pour « *ProtoIF* », l’influence des variations de V^s est étudiée pour « *ProtoFF* » dans le cas d’une variation permanente (Figure III.16.a) et dans le cas d’une variation survenue dans le temps (Figure III.16.b). Les variations théoriques du couple sont calculées en tenant compte des variations des paramètres internes avec V^s .

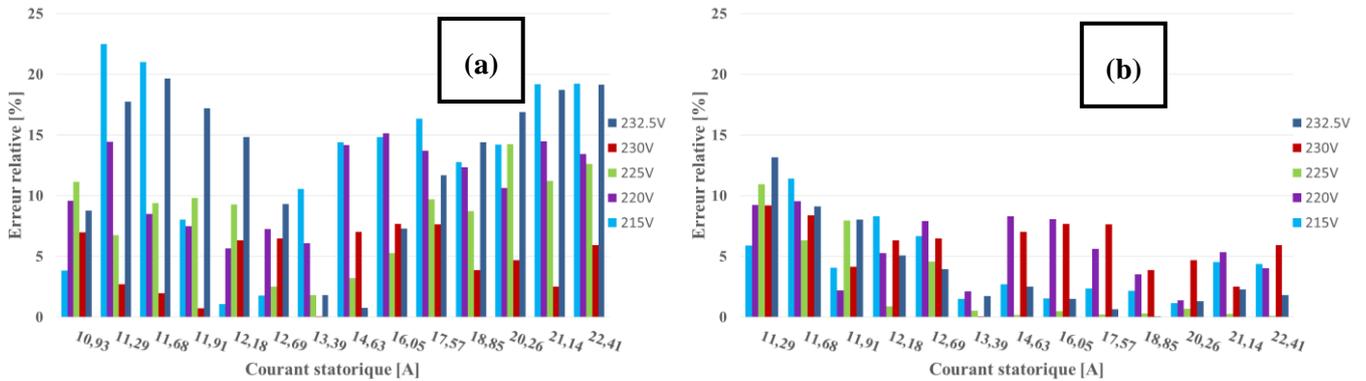


Figure III.16 : Erreurs relatives entre les valeurs estimées par « *ProtoFF* » et les valeurs théoriques du Γ_e pour différentes valeurs de V^s avec une calibration à : (a) 230V et (b) à la bonne valeur de V^s

Les résultats montrent que les variations de V^s , quand elles surviennent dans le temps, influencent considérablement la précision de la méthode « *ProtoFF* ». En effet, si l’erreur relative dans le cas d’une alimentation à la tension nominale ne dépasse pas 8%, elle fluctue entre 7% et 15% lorsque V^s est égale respectivement à 225V et à 220V, notamment pour les fonctionnements à forts niveaux de charge. Pour les cas où la machine est alimentée sous 215V, l’erreur relative varie globalement entre 2% et 22%, avec plusieurs valeurs supérieures à 15%, spécialement pour les points de fonctionnements proches des marches nominale et à vide de la machine. Par ailleurs et comme pour la méthode « *ProtoIF* », le fait d’alimenter la machine sous 232.5V cause une augmentation significative de l’erreur relative commise sur l’estimation du couple électromagnétique, avec des valeurs allant de 7% à 19% et qui augmentent en se rapprochant des fonctionnements nominal et à vide du moteur. Cependant, dans le cas d’une calibration réalisée à la valeur de V^s appliquée, et comme pour la méthode « *ProtoIF* », les variations permanentes de V^s n’impactent que légèrement la précision de la méthode « *ProtoFF* », qui permet d’avoir une estimation qui répond à notre cahier des charge pour les différentes valeurs de V^s appliquées dans le cadre de cette étude.

III.3. Impact d'un déséquilibre de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion rayonné par une machine asynchrone

Il n'est pas rare, notamment en milieu industriel, de trouver des systèmes de tensions déséquilibrés. Ces déséquilibres peuvent être directement dus à la machine ou bien tributaires de paramètres externes, tels que la distribution non-équilibrée des charges sur les trois phases au niveau du réseau interne de l'entreprise. De plus, à ces déséquilibres peut s'ajouter une dissymétrie des tensions sources puisque la norme NF EN 50160 [94] fixe, aux fournisseurs d'électricité, la limite acceptable des déséquilibres de tension à 2% par phase en milieu industriel.

L'objectif de cette partie est de chiffrer l'influence de faibles déséquilibres de la tension d'alimentation sur le flux magnétique de dispersion rayonné par la machine et, par conséquent, sur la précision des méthodes d'estimation non-invasive du couple électromagnétique.

III.3.1. Dispositif expérimental

Une alimentation programmable est utilisée pour appliquer des systèmes déséquilibrés de tensions triphasées à savoir, 230V sur deux phases et 225V sur une phase. Les essais à niveau de charge variable sont réalisés sur la MAS11kW4pC-IE2 et sur la MAS11kW4pC-IE3. La mesure du courant est réalisée sur la phase 3 avec une pince ampèremétrique de précision 0.01A. La composante tangentielle du flux magnétique de dispersion est mesurée par un capteur bobiné de forme carrée 40x40mm et de 200 spires, collé sur la carcasse de la machine, approximativement au milieu du paquet de tôles statorique. La composante axiale est mesurée par un capteur bobiné de flux de dispersion axial, adapté aux dimensions de chaque machine instrumentée et fixé sur le flasque de la machine du côté de l'accouplement. Ces deux capteurs bobinés sont fixés et leurs positions sont maintenues durant les différents essais réalisés sur la même machine. Pour cette étude, nous n'avons relevé que les grandeurs nécessaires à l'estimation du couple électromagnétique par les méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* ». Les variations selon $I_{(1)}^s$, sous les différents systèmes de tensions déséquilibrées appliqués, de $E_{TAN(1)}$ et de $E_{Z(1)}$, pour les deux machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, sont illustrées respectivement aux Figures III.17 et III.18.

III.3.2. Analyse des résultats

III.3.2.1. Cas de la composante tangentielle

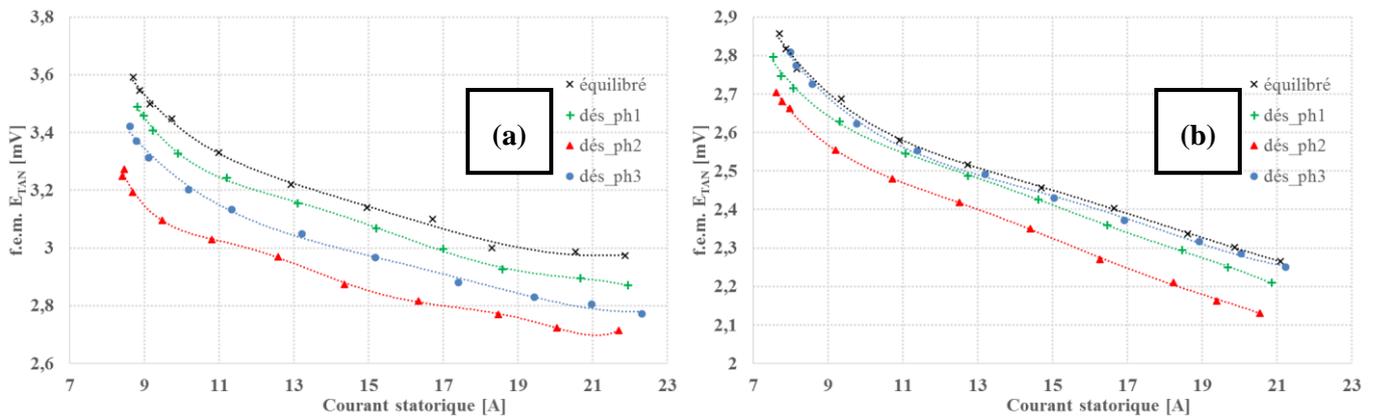


Figure III.17 : Évolutions de $E_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour différents systèmes de tensions déséquilibrés – (a) : MAS11kW4pC-IE2 et (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats de la Figure III.17 montrent que, pour un même point de fonctionnement, $E_{TAN,(1)}$ est influencée par les déséquilibres de la tension d’alimentation et cela, pour les deux classes énergétiques étudiées IE2 et IE3. Par ailleurs, il est important de noter que la machine rayonne moins dans le cas d’une alimentation sous un système déséquilibré de tensions. Les courbes d’évolutions de $E_{TAN,(1)}$ en fonction du courant statorique suivent des tendances quasi-similaires, avec des variations allant de 2% à 4%, dans les cas où la machine est alimentée sous tensions équilibrées et lorsque le déséquilibre de tension est appliqué sur la phase 1 ou la phase 3. Cependant, lorsque le déséquilibre en tension est appliqué sur la phase 2, les valeurs de $E_{TAN,(1)}$ sont nettement inférieures à celles mesurées dans le cas d’une alimentation sous un système équilibré de tensions avec une variation allant de 7% à 9%. Cette variation de $E_{TAN,(1)}$ causée par les déséquilibres en tension et par le changement de la phase sous-alimentée peut s’expliquer par deux facteurs. D’une part, les déséquilibres de la tension d’alimentation modifient l’état magnétique de la machine avec une répartition non uniforme du flux magnétique dans l’entrefer. D’autre part, la variation de l’amplitude de $E_{TAN,(1)}$ suite au changement de la configuration du système de tension déséquilibré s’explique par la répartition spatiale des phases dans les encoches statoriques. Par conséquent, pour un même point de fonctionnement de la machine et pour un même déséquilibre de la tension d’alimentation, l’amplitude de la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion dépend de la position du capteur bobiné autour de la carcasse.

III.3.2.2. Cas de la composante axiale

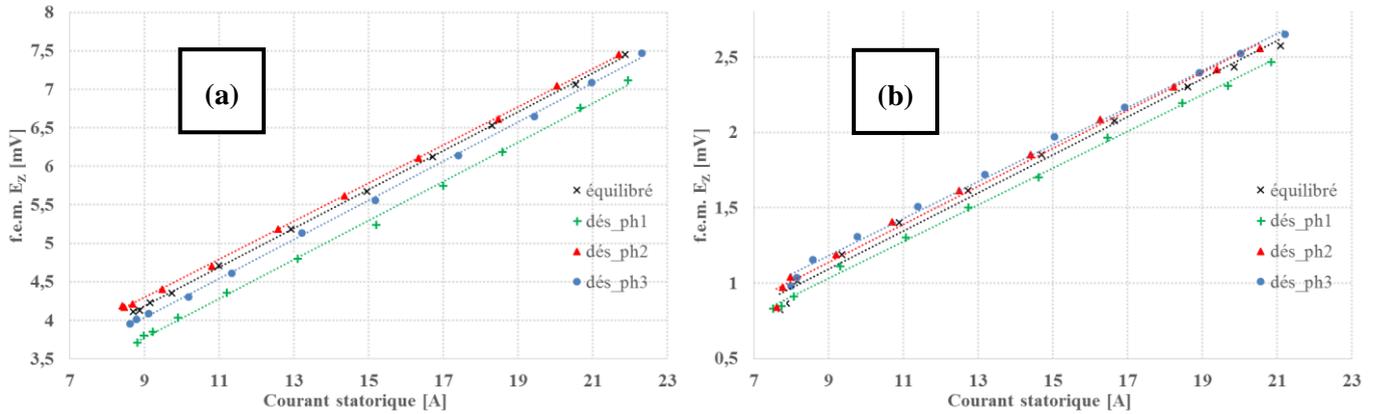


Figure III.18 : Évolutions de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour différents systèmes de tensions déséquilibrés – (a) : MAS11kW4pC-IE2 et (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés à la Figure III.18 montrent que, pour les deux machines étudiées, $E_{Z,(1)}$ est peu affectée par les déséquilibres de la tension d’alimentation. En effet, les variations de $E_{Z,(1)}$ en fonction du courant suivent des tendances linéaires avec des pentes quasi-identiques pour toutes les configurations de tensions appliquées. Cependant, cette influence est plus prononcée lorsque le déséquilibre en tension est appliqué sur la phase 1. Cette différence s’explique par la position du capteur bobiné, dont la position sur le flasque de la machine est située, principalement, en face des chignons de la phase 1. Cette position a été vérifiée avec une caméra thermique.

III.3.3. Conséquences sur l’estimation du courant absorbé

L’objectif de cette partie est de chiffrer l’impact des variations de $E_{Z,(1)}$, constatées suite à l’alimentation de la machine par des systèmes de tension déséquilibrés, sur la précision de la méthode d’estimation du courant absorbé à partir de la mesure de $E_{Z,(1)}$. Les évolutions de $E_{Z,(1)}$ mesurées sur les machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, illustrées à la Figure III.18, sont utilisées pour l’estimation du courant absorbé. Comme pour le cas des variations de la tension d’alimentation, la cellule, qui sera installée en milieu industriel, ne permet pas d’avoir des informations relatives aux tensions d’alimentation et donc au déséquilibres. Par conséquent, la calibration est réalisée en supposant que la machine est alimentée avec un système équilibré à sa tension nominale. Les valeurs de $I_{(1)}^s$ estimées et mesurées, qui sont calculées à partir de la moyenne des courants absorbés par les trois phases, pour les différentes configurations des tensions d’alimentation appliquées aux deux machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, sont illustrées à la Figure III.19. Les erreurs relatives commises entre les valeurs estimées et les valeurs mesurées sont données à la Figure III.20, pour chaque configuration du déséquilibre en tension.

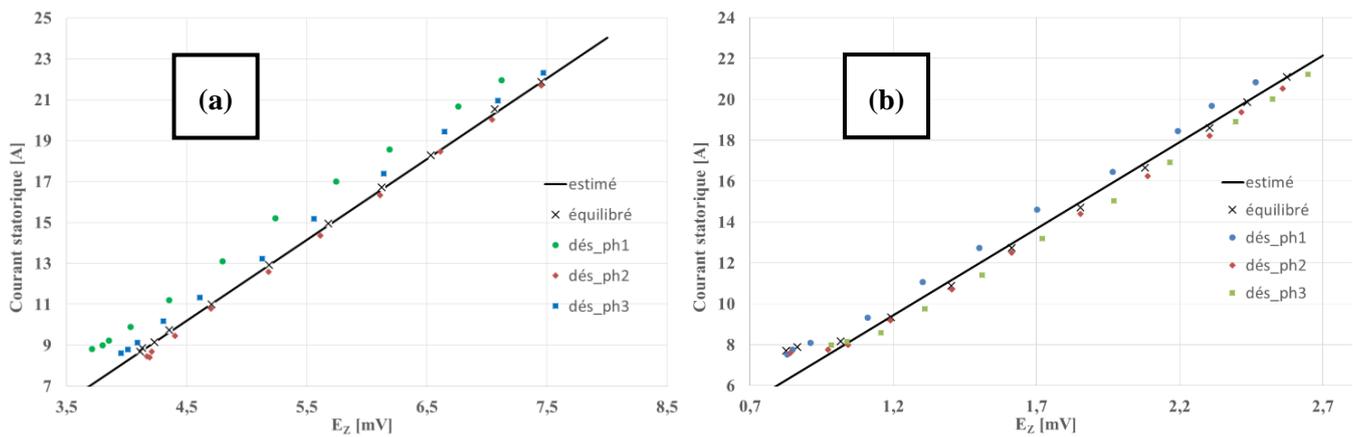


Figure III.19 : Évolutions, selon $E_{Z,(1)}$, de $I_{(1)}^s$ avec une calibration à 230V et des valeurs mesurées pour les différentes configurations du déséquilibre – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

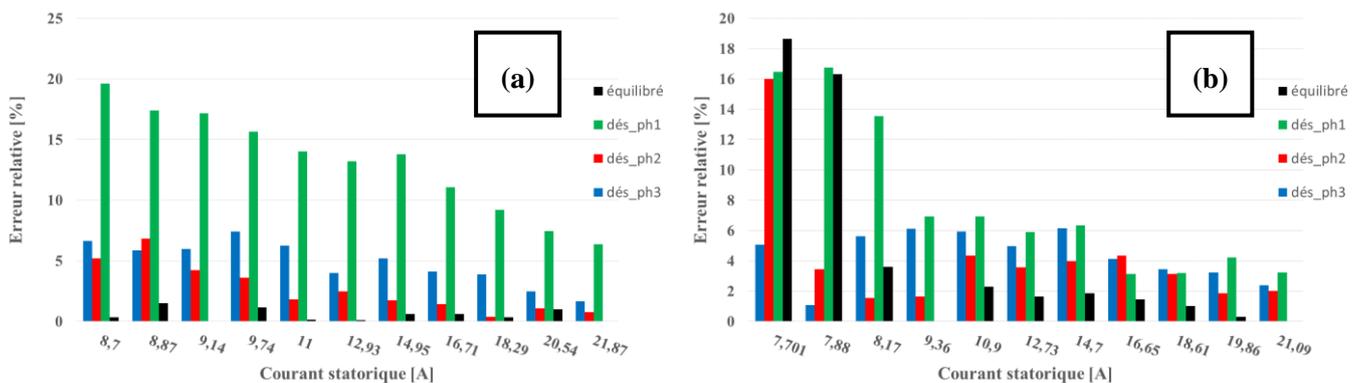


Figure III.20 : Évolutions des erreurs relatives entre le courant estimé et mesuré pour différents déséquilibres de tension – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés à la Figure III.19 montrent que la précision de la méthode d'estimation du courant absorbé à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion est tributaire des déséquilibres de la tension d'alimentation. En effet, comme le montre la Figure III.20.a pour la MAS11kW4pC-IE2, l'erreur relative commise sur l'estimation du courant ne dépasse pas 7% lorsque le déséquilibre en tension est appliqué sur la phase 2 ou sur la phase 3, alors qu'elle varie entre 7% et 19% quand la phase 1 est sous-alimentée. Pour la MAS11kW4pC-IE3, les résultats illustrés à la Figure III.20.b montrent que l'erreur relative commise sur l'estimation du courant est légèrement impactée par les déséquilibres en tension avec des valeurs ne dépassant pas 9% à partir des deux tiers de la plage de variation de $I_{(1)}^s$. Cependant, pour les points de fonctionnements proches de la marche à vide de la machine, l'erreur relative atteint 18% et ce, du fait de l'évolution non linéaire de $E_{Z,(1)}$ aux très faibles niveaux de charge pour la machine de classe énergétique IE3 (Figure III.18.b).

III.3.4. Conséquences sur l'estimation du couple électromagnétique par « ProtoIF » et par « ProtoFF »

L'objectif de cette partie est de chiffrer l'impact de l'influence des déséquilibres sur les méthodes « ProtoIF » et « ProtoFF ».

III.3.4.1. Conséquences sur « ProtoIF »

Nous avons relevé, simultanément et en plus des variations de $E_{TAN,(1)}$ (Figure III.17), les évolutions de $\beta_{TAN,(1)} = f(I_{(1)}^s)$, illustrés à la Figure III.21 pour les machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3 pour les différents systèmes déséquilibrés de tensions.

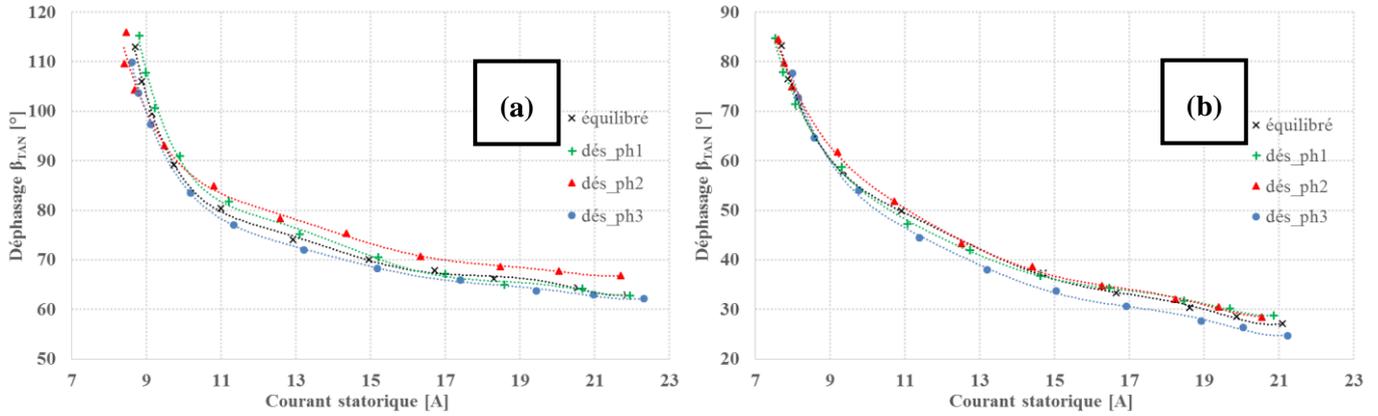


Figure III.21 : Évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour différents systèmes déséquilibrés de la tension d'alimentation – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats montrent que, pour les deux machines instrumentées, les évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ suivent la même tendance. Cependant, le fait d'appliquer un déséquilibre sur une phase de la tension d'alimentation impacte légèrement $\beta_{TAN,(1)}$ pour une même variation de $I_{(1)}^s$. Par ailleurs, cet impact dépend de la phase sur laquelle le déséquilibre est appliqué. En effet, lorsque le déséquilibre est appliqué sur la phase 1 ou sur la phase 3 de la MAS11kW4pC-IE2 (phases 1 ou 2 de la MAS11kW4pC-IE3), la variation de $\beta_{TAN,(1)}$, pour une même variation de $I_{(1)}^s$, ne dépasse pas 2° alors qu'elle atteint 5° (environ 9% de la plage de variation de $\beta_{TAN,(1)}$ entre les fonctionnements nominal et à vide de la machine) quand le déséquilibre est appliqué sur l'autre phase. Ainsi, et comme $E_{TAN,(1)}$ et $E_{Z,(1)}$, la valeur de $\beta_{TAN,(1)}$ mesurée pour un même point de fonctionnement est impactée par les déséquilibres de la tension d'alimentation, plus ou moins selon la configuration du déséquilibre et, par conséquent, selon les positions des capteurs bobinés utilisés pour la mesure de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$.

Les évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ sont utilisées, en plus de celles de $E_{TAN,(1)}$, pour l'estimation du couple électromagnétique par la méthode « ProtoIF ». Pour les deux machines et quelle que soit la configuration du système de tensions d'alimentation, la mesure du courant absorbé est réalisée à l'aide d'une pince ampèremétrique de précision 0.01A sur la phase 3. La calibration du protocole est réalisée pour un système de tensions équilibrées à la valeur nominale 230V et est utilisée pour les différents systèmes déséquilibrés de la tension d'alimentation appliqués sans tenir compte des déséquilibres de tensions. Les valeurs estimées du couple électromagnétique pour les différentes configurations sont comparées aux valeurs calculées par un bilan de puissance à partir de la puissance électrique débitée par la génératrice à courant continu dans une caisse de charges résistives. Les évolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par « ProtoIF » et les valeurs théoriques du couple électromagnétique sont illustrées à la Figure III.22 pour les deux machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3.

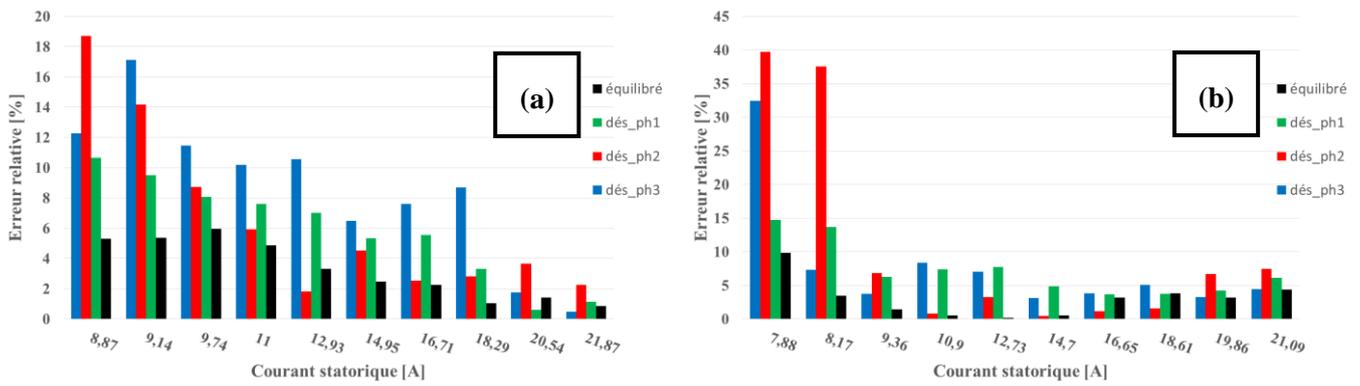


Figure III.22 : Évolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par « ProtoIF » et les valeurs théoriques du couple électromagnétique en fonction de $I_{(1)}^s$, pour différents déséquilibres de la tension – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Pour la machine MAS11kW4pC-IE2, les déséquilibres de la tension d'alimentation engendrent une augmentation évoluant entre 1 et 4% de l'erreur relative du couple électromagnétique, sur la majeure partie de la plage de variation du courant statorique (à partir de 9.74A). Pour les points de fonctionnements très proches de la marche à vide de la machine, l'erreur relative est supérieure à 15% dans le cas où le déséquilibre en tension est appliqué sur la phase 2 ou sur la phase 3. Par conséquent et lorsque la machine MAS11kW4pC-IE2 est alimentée par un système déséquilibré en tensions, la méthode non-invasive « ProtoIF » permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative variant entre 2% et 11%, sauf pour le point de fonctionnement à vide où l'erreur relative peut atteindre 18% selon la configuration du système déséquilibré de tension et la position du capteur.

Pour la machine MAS11kW4pC-IE3, les résultats de la Figure III.22.b montrent que, comme pour la machine MAS11kW4pC-IE2, le fait d'appliquer un système déséquilibré de tensions cause une augmentation allant de 1% à 6% de l'erreur relative commise sur l'estimation du couple électromagnétique. Par ailleurs, les valeurs de l'erreur relative entre les valeurs estimées et les valeurs théoriques du couple électromagnétique ne dépassent pas 10%, hormis pour les points de fonctionnement voisins de la marche à vide de la machine, où l'erreur relative dépasse 35%. Cette variation importante de l'erreur relative au voisinage du fonctionnement à vide s'explique par les faibles valeurs du couple électromagnétique à estimer à ces niveaux de charge.

Finalement, cette partie de l'étude nous permet de conclure que, même si les déséquilibres de la tension d'alimentation ont un impact sur la méthode d'estimation « ProtoIF », cette dernière permet de déterminer la valeur du couple électromagnétique de manière non-invasive, comme cela a été vérifié pour des machines de classes énergétiques IE2 et IE3, avec une erreur relative qui répond aux exigences du cahier des charges, sauf pour les fonctionnements très proches de la marche à vide.

III.3.4.2. Conséquences sur « ProtoFF »

Afin d'utiliser la méthode d'estimation non-invasive du couple électromagnétique basée uniquement sur la mesure du flux magnétique de dispersion « ProtoFF », nous avons mesuré sur les deux machines instrumentées MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, en plus des variations de $E_{TAN,(1)}$ (Figure III.17) et de $E_{Z,(1)}$ (Figure III.18), les évolutions de $\beta_{TAN,Z,(1)}$ pour les différents systèmes de tensions déséquilibrées, montrées à la Figure III.23 pour les deux machines.

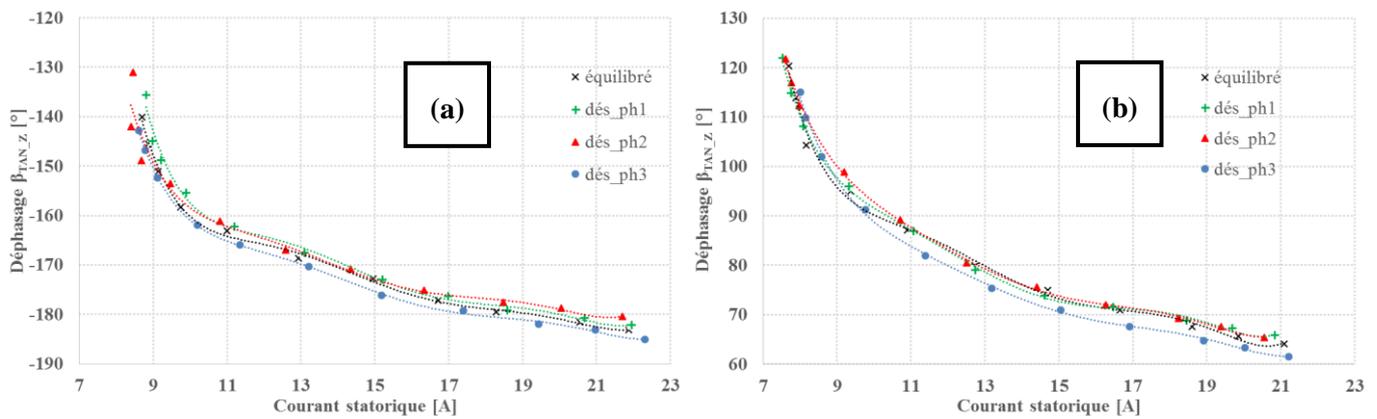


Figure III.23 : Évolutions de $\beta_{TAN_Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour différents systèmes déséquilibrés de la tension d'alimentation – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats de la Figure III.23 montrent que, de manière similaire à $\beta_{TAN(1)}$, l'alimentation par un système déséquilibré de tension n'a pas d'influence considérable sur l'évolution de $\beta_{TAN_Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ pour les deux machines instrumentées. Ces valeurs mesurées de $\beta_{TAN_Z(1)}$ sont utilisées, en plus de $E_{TAN(1)}$ et de $E_{Z(1)}$, pour la détermination du couple électromagnétique par la méthode « ProtoFF ». La calibration réalisée pour un système équilibré de tensions à 230V est utilisée pour les différents systèmes déséquilibrés appliqués, sans tenir compte des variations de la tension de chaque phase. Les évolutions, en fonction de $I_{(1)}^s$, des erreurs relatives entre les valeurs estimées avec la méthode « ProtoFF », calibrée à 230V pour un système de tensions équilibré, et les valeurs théoriques du couple électromagnétique, calculées à partir d'un bilan de puissances, sont illustrées à la Figure III.24 pour les deux machines instrumentées.

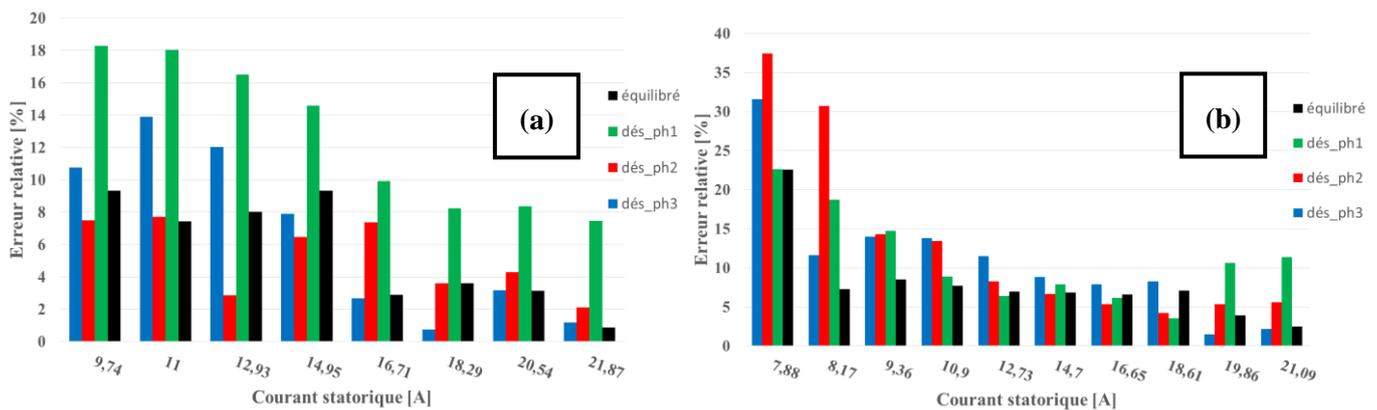


Figure III.24 : Évolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par « ProtoFF » et les valeurs théoriques du couple électromagnétique en fonction de $I_{(1)}^s$, pour différents systèmes déséquilibrés de la tension d'alimentation – (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats montrés à la Figure III.24.a nous permettent de constater que, pour la machine MAS11kW4pC-IE2, les déséquilibres de la tension d'alimentation ont pour conséquence une augmentation allant de 4% à 9% de l'erreur relative commise entre les valeurs estimées et les valeurs théoriques du couple électromagnétique. Pour le cas où l'estimation du couple est la moins précise, à

savoir lorsque le déséquilibre en tension est appliqué à la phase 1, la valeur de l’erreur relative commise sur l’estimation ne dépasse pas 10% à partir de la moitié de la charge nominale du moteur. Par contre, et toujours pour le cas où l’estimation est la moins précise, l’erreur relative ne dépasse pas 18% dans la première moitié de la plage de variation de $I_{(1)}^s$. Par conséquent, et pour la MAS11kW4pC-IE2, la méthode non-invasive « *ProtoFF* » permet d’estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative variant entre 8% et 18% dans le cas mesuré le moins précis pour une alimentation par un système déséquilibré de tensions. Les valeurs de l’erreur relative peuvent être inférieures à celles citées selon la configuration du système déséquilibré de tension et la position des capteurs bobinés utilisés pour la mesure des composantes tangentielle et axiale du flux externe.

De plus, les résultats de la Figure III.24.b, montrent que, comme pour la MAS11kW4pC-IE2, le fait d’appliquer un système déséquilibré de tensions à la MAS11kW4pC-IE3 cause aussi une diminution de précision de l’estimation du couple. Par ailleurs, les valeurs de l’erreur relative entre les valeurs estimées et les valeurs théoriques du couple électromagnétique ne dépassent pas 15%, sauf pour les points de fonctionnement très proches de la marche à vide, où l’erreur relative atteint entre 30% et 40%. Cette variation importante de l’erreur relative au fonctionnement à vide s’explique, comme dans le cas de l’application de la méthode « *ProtoIF* » à la machine MAS11kW4pC-IE3, par les faibles valeurs du couple électromagnétique à estimer à ces niveaux de charge et par l’évolution non-linéaires de $E_{Z(1)}$ aux valeurs de $I_{(1)}^s$ proches du courant à vide pour la MAS11kW4pC-IE3, qui a pour conséquence une erreur relative plus importante sur l’estimation du courant aux faibles niveaux de charge.

Nous pouvons donc conclure que, même si les déséquilibres de la tension d’alimentation impactent la précision de la méthode « *ProtoFF* », elle permet néanmoins d’estimer, comme vérifié pour les machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, la valeur du couple électromagnétique de manière non-invasive. De manière globale, les méthodes dans ces conditions, répondent aux exigences du cahier des charges, sauf pour les fonctionnements voisins de la marche à vide.

III.4. Caractérisation du flux de dispersion dans le cas des machines asynchrones alimentées à fréquence variable

Même si le cahier des charges imposé dans le cadre de la thèse ne prévoit de déterminer le niveau de charge des machines asynchrones que dans le cas d’une alimentation directe par le réseau, l’objectif de cette partie, qui est très exploratoire, est la caractérisation du flux de dispersion dans le cas d’une alimentation de la machine par variateur électronique de vitesse. La finalité est d’étudier la faisabilité de l’application des méthodes d’estimation du couple électromagnétique « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » dans ces conditions.

III.4.1. Dispositif expérimental

La machine MAS11kW4pC-IE2 est accouplée mécaniquement à une génératrice à courant continu, qui débite dans une caisse de charge résistive. La machine asynchrone est alimentée via un variateur de vitesse industriel, fonctionnant à une fréquence de découpage de 3kHz, aux fréquences 30Hz, 40Hz et 50Hz. Un capteur bobiné de forme carrée 20x20mm et de 200 spires, fixé sur la carcasse de la machine asynchrone approximativement au milieu du paquet de tôles statoriques, est utilisé pour la mesure de la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion. La composante axiale est mesurée par un capteur bobiné adapté aux dimensions de la machine instrumentée et fixé sur le flasque

de la machine du côté de l’accouplement. Les deux capteurs bobinés sont fixés et leurs positions sont maintenues durant les différents essais réalisés sur la même machine. La mesure du courant est réalisée en utilisant une pince ampèremétrique de précision 0.01A sur une phase aléatoire de la machine. Les signaux mesurés de E_{TAN} , de E_Z et de I^s sont reliés à l’analyseur de spectres Brüel & Kjaer et seules la composante fondamentale de chaque signal est utilisée. De plus, nous mesurons, en plus de la vitesse de rotation, la puissance absorbée par la machine asynchrone ainsi que la puissance débitée par la génératrice à courant continu dans la caisse de charges résistives afin de calculer, par un bilan de puissances, le couple électromagnétique théorique développé par le moteur asynchrone à chaque point de fonctionnement. Pour cette étude, nous n’avons relevé que les composantes du flux externe nécessaires à l’estimation du couple électromagnétique par les méthodes « ProtoIF » et « ProtoFF ». Par conséquent, la composante normale du flux magnétique de dispersion n’a pas été mesurée. Par ailleurs, les mêmes séries d’essais sont réalisés sur la machine MAS11kW4pC-IE3 en veillant à garder les positions des capteurs bobinés fixes pour les différentes phases d’essais.

III.4.2. Résultats expérimentaux

Les évolutions, pour les différentes fréquences de la tension d’alimentation appliquées, de $E_{TAN,(1)}$ et de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, pour les deux machines MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, sont illustrées respectivement aux Figures III.25 et III.26. Les évolutions de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ sont illustrées respectivement aux Figures III.27 et III.28. Les différentes évolutions, relevées dans le cas de l’alimentation par variateur électronique de vitesse, sont comparées à celles mesurées dans le cas où la machine est directement alimentée par le réseau.

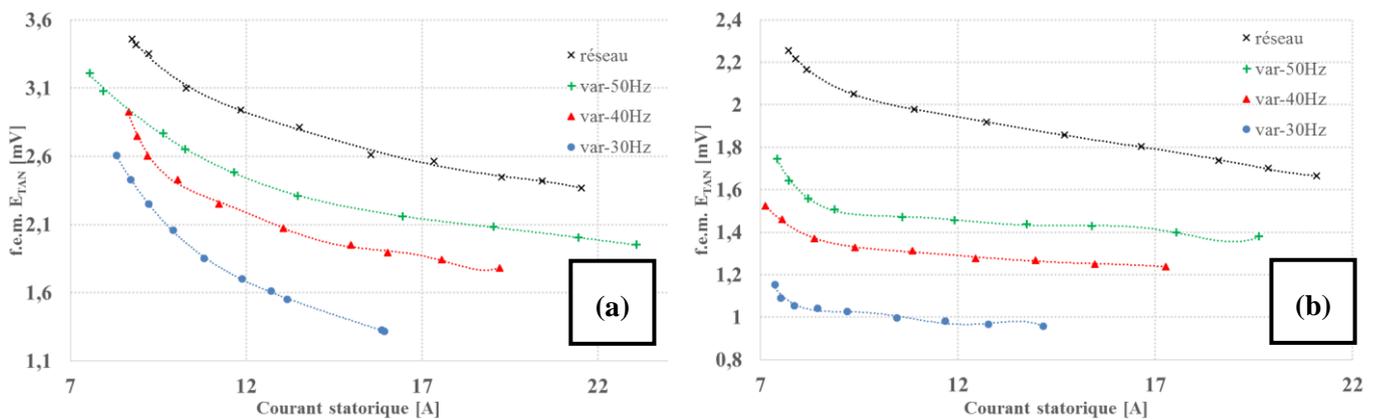


Figure III.25 : Évolutions de $E_{TAN,(1)} = f(I_{(1)}^s)$, pour une alimentation directe par le réseau et pour une alimentation par variateur aux fréquences (30, 40 et 50Hz)
 (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés à la Figure III.25 montrent que le fait d’alimenter la machine à fréquence variable a de fortes répercussions sur l’amplitude de $E_{TAN,(1)}$. En effet, par rapport à une alimentation directe par le réseau, le fait d’alimenter la machine par variateur de vitesse à 50Hz, donc à la même fréquence que celle du réseau, a pour conséquence, en plus du changement de tendance de la courbe d’évolution de $E_{TAN,(1)}$ en fonction du courant, une importante diminution, de l’ordre de 15% pour la MAS11kW4pC-IE2 et de 25% pour la MAS11kW4pC-IE3, de $E_{TAN,(1)}$ pour une même valeur de

$I_{(1)}^s$. De plus, il apparaît clairement que, pour une même valeur de $I_{(1)}^s$, $E_{TAN(1)}$ diminue considérablement avec la diminution de la fréquence de la tension d’alimentation. Ce dernier phénomène s’explique par le fait que $V_{(1)}^s$ diminue avec la diminution de la fréquence (commande à V/f constant) ce qui se traduit par une diminution de E^s aux bornes de la branche magnétisante et, donc, par une baisse de la densité de flux magnétique générée dans l’entrefer de la machine et par la même occasion une baisse du champ rayonné à l’extérieur de la machine.

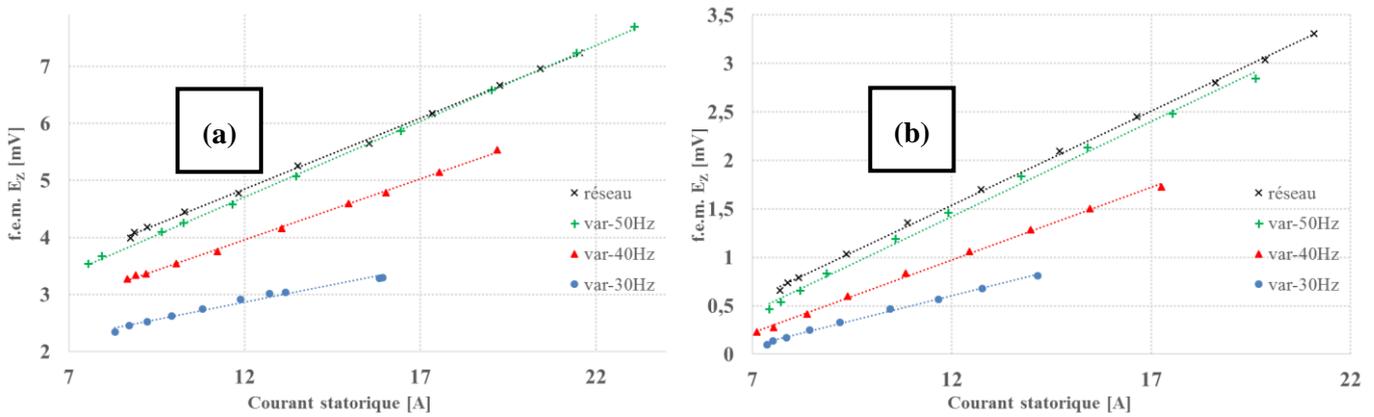


Figure III.26 : Évolutions de $E_{Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, pour une alimentation directe par le réseau et pour une alimentation par variateur aux fréquences (30, 40 et 50Hz)
 (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Pour $E_{Z(1)}$, les résultats de la Figure III.26 montrent que, comme pour $E_{TAN(1)}$, l’alimentation de la machine à une fréquence inférieure engendre une diminution de l’amplitude de $E_{Z(1)}$. Cependant, il est important de noter que les évolutions de $E_{Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ suivent des tendances quasi-linéaires et cela, quelle que soit la fréquence de la tension d’alimentation. Par ailleurs, ces résultats nous permettent de constater que, pour les deux machines instrumentées, l’évolution de $E_{Z(1)}$ avec $I_{(1)}^s$ obtenue dans le cas d’une alimentation à 50Hz par variateur de fréquence est très similaire à celle obtenue pour une alimentation directe par le réseau. Ainsi, et dans l’optique où il serait possible de réaliser la calibration de la méthode d’estimation du courant à partir de la composante axiale du flux de dispersion, il serait possible de déterminer la valeur du courant à différentes fréquences uniquement à partir de la mesure de $E_{Z(1)}$.

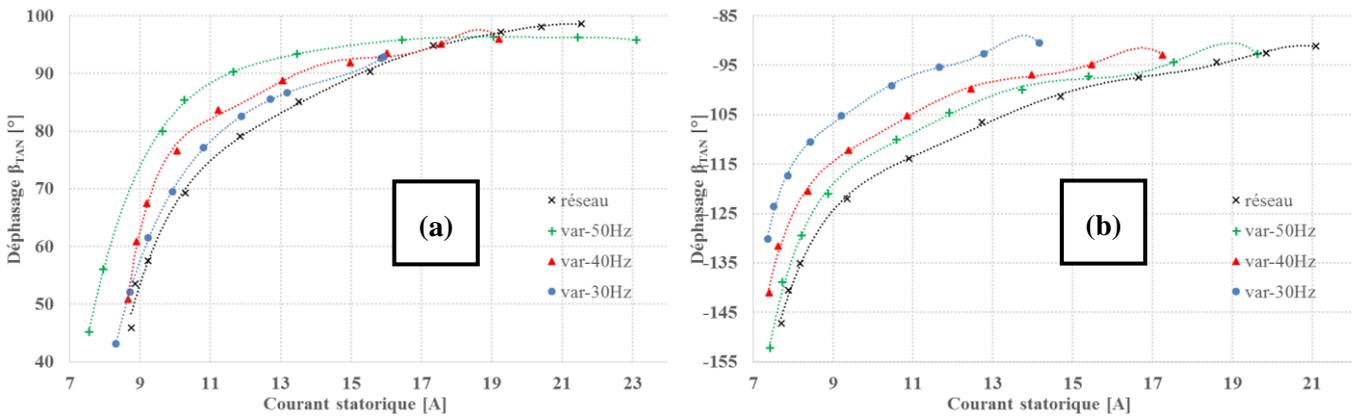


Figure III.27 : Évolutions de $\beta_{TAN(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, pour une alimentation directe par le réseau et pour une alimentation par variateur aux fréquences (30, 40 et 50Hz)
 (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

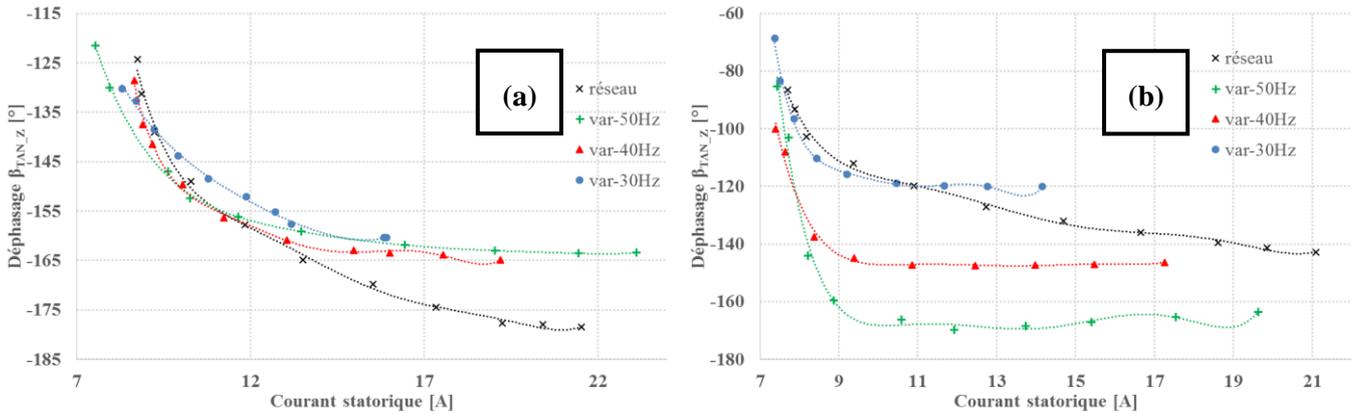


Figure III.28 : Évolutions de $\beta_{TAN_Z(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, pour une alimentation directe par le réseau et pour une alimentation par variateur aux fréquences (30, 40 et 50Hz)
 (a) : MAS11kW4pC-IE2, (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés aux Figures III.27 et III.28 montrent que, pour les deux machines asynchrones 11kW de classes énergétiques IE2 et IE3, l'alimentation par variateur de fréquence a une influence notable sur $\beta_{TAN(1)}$ et $\beta_{TAN_Z(1)}$. Cette influence se traduit, en plus d'une variation de la valeur pouvant atteindre 30° pour la même valeur de $I_{(1)}^s$, par un changement des tendances suivies par l'évolution de $\beta_{TAN(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z(1)}$ lors de l'alimentation de la machine à fréquence variable : $\beta_{TAN(1)}$ et $\beta_{TAN_Z(1)}$ varient fortement pour les faibles niveaux de charge pour se stabiliser autour d'une valeur ensuite.

III.4.3. Estimation du courant à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion dans le cas d'une alimentation à fréquence variable

Dans cette partie, nous étudions la faisabilité de l'estimation de $I_{(1)}^s$ à partir de la mesure de $E_{Z,(1)}$ dans le cas d'une alimentation à fréquence variable. Dans cette optique, nous utilisons les évolutions de $E_{Z,(1)}$ mesurées pour les fréquences 30Hz, 40Hz et 50Hz sur les MAS11kW4pC-IE2 et MAS11kW4pC-IE3, afin d'appliquer la méthode d'estimation du courant statorique à partir de $E_{Z,(1)}$. La calibration par la méthode 1 (à partir de la mesure du courant) est réalisée à chaque changement de fréquence. Les valeurs estimées sont comparées aux valeurs mesurées et les erreurs relatives commises sur l'estimation du courant sont illustrées à la Figure III.29 pour les deux machines. Il est important de noter que les valeurs nominales du courant n'ont pas pu être atteintes lors de l'alimentation aux fréquences 30Hz et 40Hz du fait de la diminution de la vitesse de rotation et par conséquent de la puissance débitée par la génératrice à courant continu dans la caisse de charges résistives.

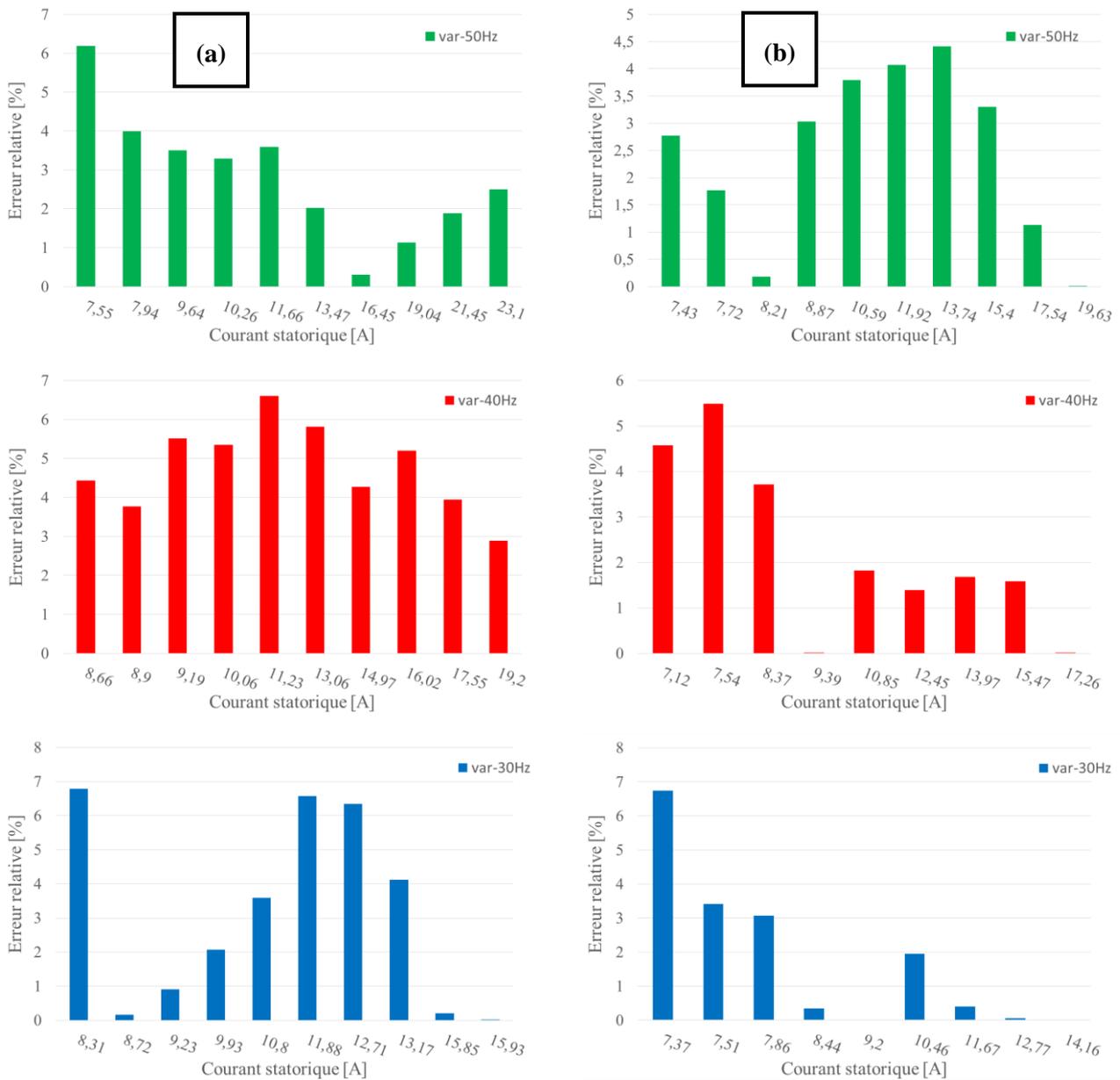


Figure III.29 : Évolutions des erreurs relatives entre les valeurs de $I_{(1)}^s$ estimées et mesurées – alimentation aux fréquences 30Hz, 40Hz et 50Hz – (a) : MAS11kW4pC-IE2 et (b) : MAS11kW4pC-IE3

Ces résultats montrent que la méthode développée permet pour les deux classes IE2 et IE3, même dans le cas d'une alimentation à fréquence variable, d'estimer $I_{(1)}^s$ à partir de la mesure de $E_{Z(1)}$. En effet, l'erreur relative commise sur l'estimation de $I_{(1)}^s$ ne dépasse pas 7% pour les différentes fréquences appliquées et cela, pour les deux machines. Cependant, il est important de souligner le fait que la calibration a été réalisée à chaque changement de fréquence. S'il est aisé de déterminer la fréquence de la composante fondamentale à partir du spectre de $E_{Z(1)}$, la calibration de la méthode d'estimation pour une infinité de fréquences est problématique. Néanmoins, cette méthode reste applicable dans le cas d'une alimentation à fréquence variable, lorsque la loi de commande est réalisée de sorte à avoir des paliers fixes de fréquence en sortie du variateur, comme dans le cas des commandes à deux vitesses. Par ailleurs, il est important de rappeler que la calibration a été réalisée par la méthode 1 et, par conséquent, les valeurs de l'erreur relative commise sur l'estimation seront peut-être plus importantes dans le cas d'une calibration par méthode non-invasive.

III.4.4. Conséquences sur « ProtoIF » et sur « protoFF »

Quels résultats donnent « ProtoIF » et « ProtoFF » dans le cas d'une alimentation à fréquence variable ? Nous avons utilisé les évolutions de $E_{TAN,(1)}$, de $E_{Z,(1)}$, de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN_Z,(1)}$ relevées pour des alimentations à 30Hz, 40Hz et 50Hz. Les valeurs estimées du couple électromagnétique sont comparées aux valeurs théoriques calculées à partir du schéma monophasé équivalent, dont les valeurs des réactances sont adaptées selon la fréquence d'alimentation. Les erreurs relatives commises sur l'estimation du couple électromagnétique à ces fréquences, sont illustrées à la Figure III.30 pour la méthode « ProtoIF » et à la Figure III.31 pour la méthode « ProtoFF ».

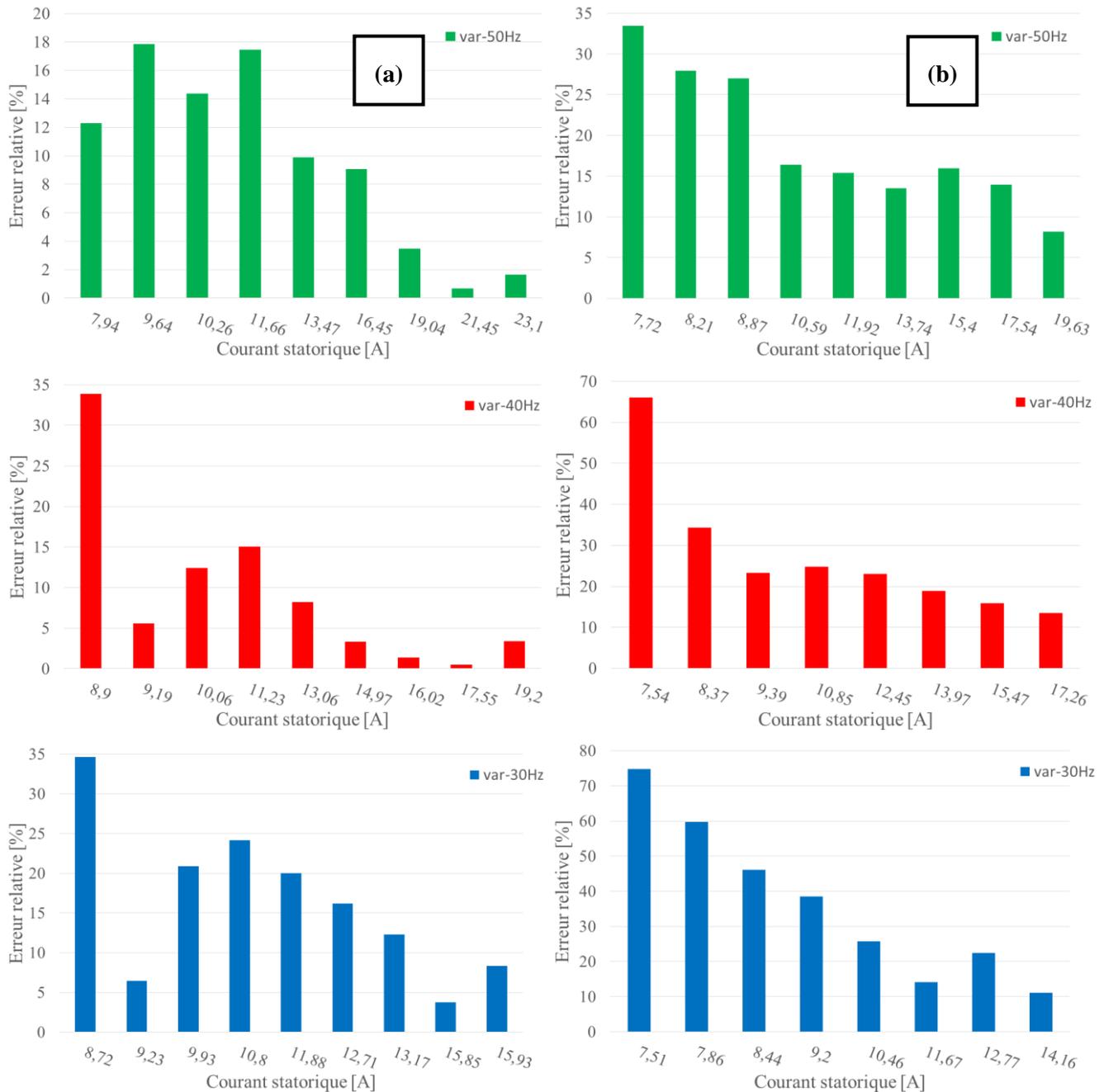


Figure III.30 : Evolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par « ProtoIF » et les valeurs théoriques du couple électromagnétique en fonction de $I_{(1)}^s$, pour différentes fréquences (30Hz, 40Hz et 50Hz) – (a) : MAS11kW4pC-IE2 et (b) : MAS11kW4pC-IE3

Les résultats illustrés à la Figure III.30 montrent que la précision de la méthode « *ProtoIF* » est affectée lors de l'alimentation à fréquence variable de la machine. Cependant, pour la machine MAS11kW4pC-IE2, l'erreur relative commise sur l'estimation du couple électromagnétique par « *ProtoIF* » ne dépasse pas 20%, sauf pour le fonctionnement à vide. Par ailleurs, pour la machine MAS11kW4pC-IE3, l'erreur relative varie entre 10%, aux fonctionnements proches du point nominal, et 70% pour le fonctionnement à vide. De plus, les valeurs de l'erreur relative augmentent avec la diminution de la fréquence.

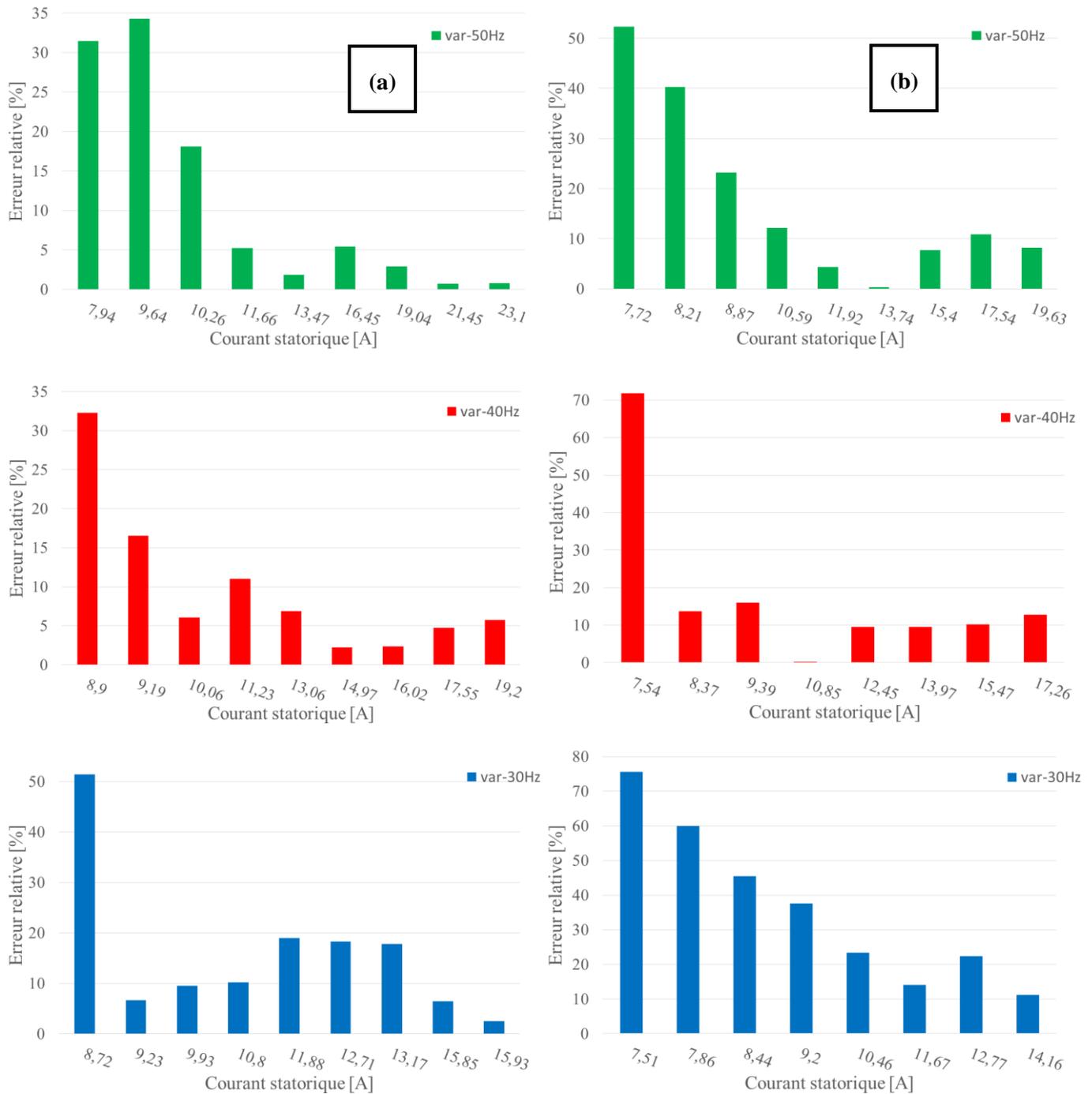


Figure III.31 : Evolutions des erreurs relatives entre les valeurs estimées par la méthode « *ProtoFF* » et les valeurs théoriques du couple électromagnétique en fonction du courant statorique $I_{(1)}^s$, pour différentes fréquences (30Hz, 40Hz et 50Hz) – (a) : Mas11kW_IE2, (b) : Mas11kW_IE3

Pour la méthode « *ProtoFF* », les résultats de la Figure III.31 montrent que, pour la MAS11kW4pC-IE2, les erreurs relatives ne dépassent pas 20% sauf pour la marche à vide, avec plusieurs valeurs inférieures à 10%, notamment pour les fonctionnements à forts niveaux de charge. Le même constat est fait pour la machine MAS11kW4pC-IE3, sauf à 30Hz, où l’erreur relative augmente fortement et varie entre 15 et 60%. Ces erreurs sont dues à plusieurs paramètres :

- Le fait de changer la fréquence modifie la tension d’alimentation, ce qui, comme démontré précédemment, impacte le flux de dispersion.
- Le coefficient d’atténuation global entre le flux d’entrefer et le flux rayonné dépend fortement de la fréquence. Ainsi, en plus des variations liées aux changements de fréquence et de la tension, l’amplitude et la phase du flux de dispersion varient suite à la modification du coefficient d’atténuation globale causée par le changement de la fréquence.

Cette partie montre qu’appliquer les méthodes de détermination du couple électromagnétique à partir du courant et du flux de dispersion conduit à des erreurs importantes lorsque la machine fonctionne avec un convertisseur électronique de puissance. Par contre, et c’est un résultat fort intéressant, la méthode de définition de $I_{(1)}^s$ à partir de la mesure de $E_{Z,(1)}$ se révèle fiable. Ce résultat pourrait être exploité dans d’autres travaux futurs pour déterminer le couple électromagnétique

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, approches expérimentale, théorique et numérique ont permis de comprendre et d’exploiter le comportement du flux de dispersion. L’analyse porte sur la précision des différentes méthodes développées pour la détermination du courant et du couple électromagnétique, dans le cas d’une alimentation variables.

En premier lieu, il a été montré que les variations de la tension d’alimentation ont un impact significatif sur l’amplitude des trois composantes du flux de dispersion. Un modèle analytique ainsi que des simulation par éléments finis ont permis de mettre en exergue la relation étroite qui existe entre l’amplitude de la tension d’alimentation et le flux de dispersion rayonné. La validation expérimentale réalisée au laboratoire sur la MAS11kW4pC-IE2 a fait ressortir que :

- La méthode développée dans le chapitre 2 permet d’estimer le courant statorique à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion avec une erreur relative inférieure à 12% ;
- Les méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » permettent d’estimer le couple électromagnétique avec une précision qui répond à notre cahier des charges lorsque l’amplitude de la tension d’alimentation varie :
 - entre 215V et 232.5V dans le cas d’une variation permanente de la tension d’alimentation ;
 - entre 220V et 230V dans le cas d’une variation de tension survenue dans le temps.

En second lieu, l’influence des déséquilibres du système de tensions d’alimentation sur le flux de dispersion a été quantifiée. L’étude expérimentale réalisée sur deux machines permet de conclure que :

- La précision de la méthode d’estimation du courant à partir du flux de dispersion est impactée par les déséquilibres de la tension d’alimentation. La précision est tributaire de la phase sous-alimentée et, par conséquent, de la position du capteur sur le flasque de la machine. De manière générale, cette méthode permet de déterminer une image du courant avec une erreur relative inférieure à 10% sur toute la plage de fonctionnement, sauf pour les régimes très proches de la marche à vide où elle atteint 19% ;

- La méthode « *ProtoIF* » permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative qui varie entre 2% au fonctionnement nominal et 11% aux régimes de fonctionnements très proches de la marche à vide. Cependant, l'erreur relative dépasse 15% pour le fonctionnement à vide de la machine. Mis à part pour le régime de fonctionnement à vide, la méthode « *ProtoIF* » permet d'estimer le couple électromagnétique avec une précision qui répond à notre cahier des charge et ce, même dans le cas d'une alimentation par un système déséquilibré de tensions ;
- Même si la précision de la méthode « *ProtoFF* » est fortement impactée par les déséquilibres de la tension d'alimentation, cette dernière permet néanmoins d'estimer la valeur du couple électromagnétique de manière complètement non-invasive avec une précision qui répond aux exigences de notre cahier des charges, sauf pour les fonctionnements voisins de la marche à vide.

En troisième lieu, la caractérisation expérimentale du flux de dispersion dans le cas d'une alimentation à fréquence variable a permis de mettre en évidence que :

- Le fait d'alimenter la machine à fréquence variable a de fortes répercussions sur les amplitudes et les phases des composantes tangentielle et axiale du flux de dispersion ;
- Les évolutions de $E_{Z,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ suivent des tendances quasi-linéaires et cela, quelle que soit la fréquence de la tension d'alimentation. Plus particulièrement, l'évolution relevée dans le cas d'une alimentation à 50Hz par variateur électronique de fréquence est très similaire à celle obtenue dans le cas d'une alimentation directe par le réseau.

Les campagnes de mesures réalisées sur la MAS11kW4pC-IE2 et sur la MAS11kW4pC-IE3 ont montré que, à condition que la phase de calibration soit réalisée aux différentes fréquence, la méthode proposée dans le chapitre 2 permet de déterminer la valeur du courant absorbé à partir de la mesure du flux de dispersion avec un erreur relative ne dépassant pas 7%, même dans le cas d'une alimentation à fréquence variable. Cette méthode peut s'avérer être très intéressante, notamment dans le cas des commandes à deux ou trois vitesses. Par ailleurs, ces campagnes de mesures nous ont permis de constater que les méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* », telles qu'elles sont définies dans le chapitre 2, ne permettent pas d'estimer le couple électromagnétique développé par les machines asynchrones alimentées à fréquence variable avec une précision qui répond à notre cahier des charges.

Chapitre IV : Diagnostic et optimisation énergétiques de moteurs asynchrones en milieu industriel

IV.1. Introduction

Maintenant que nous avons présenté les méthodes de détermination non-invasives du couple électromagnétique et que nous avons étudié l'applicabilité de ces méthodes dans des conditions d'alimentation variables, nous allons présenter la cellule de diagnostic énergétique qui a été développée pour répondre aux exigences fixées par le partenaire industriel.

Ce chapitre peut être divisé en cinq grandes parties. La première concerne la réalisation de la cellule de diagnostic énergétique. Dans cette partie, nous allons présenter les différentes étapes suivies lors du développement et de la mise en place du système permettant l'acquisition et la transmission, de manière complètement non-invasive, des données nécessaires à l'application des protocoles de détermination du niveau de charge des moteurs asynchrones sur site industriel. Dans la deuxième partie, nous allons présenter l'algorithme général qui permet la détermination du niveau de charge d'une machine asynchrone directement connectée au réseau à partir des données transmises par la cellule. Dans la troisième partie, les cycles de fonctionnements relevés par la cellule sont utilisés pour l'étude de l'adéquation d'un moteur asynchrone à la charge qu'il entraîne. Les algorithmes relatifs à la détermination de la puissance nominale du moteur adapté à un cycle de fonctionnement défini et à la prise en compte de l'aspect énergétique dans la sélection du moteur sont présentés. Dans la quatrième partie, nous allons présenter deux exemples d'application de la cellule de diagnostic énergétique sur le site industriel AD. Les résultats obtenus pour la MAS315kW4pC-IE1 seront exploités à des fins d'optimisation énergétique et ceux de la MAS75kW4pC-IE1 seront discutés. Enfin, nous allons présenter, dans la cinquième partie de ce chapitre, une réflexion sur la gestion d'un parc moteur sur site industriel. Cette réflexion a pour objectif d'apporter des éléments de réponse sur la différence de performances que présentent les moteurs neufs et les moteurs ayant subi un rebobinage et, par conséquent, d'affiner la règle dite « des 40% ».

IV.2. Cycles de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Les caractéristiques d'un moteur asynchrone sont fournies par le constructeur pour une utilisation continue qui permet d'atteindre l'équilibre thermique de la machine, correspondant au service-type S1. À titre d'exemple, un moteur de 11kW peut effectivement fournir cette puissance pour un fonctionnement continu et constant sans échauffement préjudiciable pour la machine. Cependant, si le régime de fonctionnement de la machine intègre de nombreuses phases d'accélération ou de démarrages, ce moteur ne sera pas en capacité de se refroidir correctement et aura par conséquent, tendance à chauffer, parfois jusqu'à se détériorer. Dans ce cas, il faut choisir un moteur de puissance supérieure, par exemple 15kW, permettant d'évacuer correctement l'énergie calorifique. À l'inverse, si le même moteur de puissance 11kW doit entraîner une charge de 11kW sur des cycles très brefs, avec très peu de démarrages à l'heure, la machine aura suffisamment de temps pour se refroidir entre chaque cycle. Dans ce cas, il sera possible de sous-dimensionner le moteur en choisissant un modèle de 9kW par exemple, pour un moindre coût d'achat. Ainsi, le calcul de la puissance équivalente-S1 permet de choisir le moteur le plus adapté au cycle de fonctionnement du processus entraîné.

IV.2.1. Cycles de fonctionnement types

À des fins de conception, les informations relatives au type de service, fournies au constructeur, doivent être les plus précises possibles. Les types de services possibles sont, en théorie, illimités. Cependant, et afin de permettre aux fabricants et aux utilisateurs des moteurs de parvenir à un accord, dix types de services principaux, de S1 à S10, sont spécifiés par la norme CEI60034-1 [99]. La plupart des cas rencontrés dans la pratique peuvent être ramenés à l'un des types de service définis par cette norme et rappelés en Annexe C.

IV.2.2. Valeurs moyennes de la puissance pour un cycle de fonctionnement défini

S'il paraît aisé de déterminer la puissance utile d'un moteur nécessaire à entrainer une charge constante en service continu S1, l'utilisation réelle d'un moteur asynchrone, notamment en milieu industriel, est bien souvent différente du service type S1 car la puissance requise pour fournir le couple utile nécessaire à la charge, et donc l'intensité de courant absorbé, n'est pas constante (Figure IV.1). Ainsi et pour les différents services types décrits par la norme CEI60034-1, les constructeurs de machines électriques préconisent de remplacer les évolutions unitaires de la puissance, du couple et du courant par une valeur efficace moyenne sur le cycle de fonctionnement, comme indiqué à l'équation (IV.1) [93], où P_i est la puissance utile fournie par le moteur sur la durée t_i . Par ailleurs, lorsque les valeurs des puissances utiles unitaires diffèrent de plus d'un facteur deux, le calcul de la puissance efficace moyenne devient trop imprécis. Dans ce cas, il est conseillé d'utiliser les variations du courant statorique absorbé par le moteur afin de calculer une intensité moyenne [100] en remplaçant, dans l'équation (IV.1), les valeurs unitaires de puissance par celle du courant absorbé.

$$P_{u_éq} = \sqrt{\frac{\sum_i^n (P_i^2 \cdot t_i)}{\sum_i^n t_i}} = \sqrt{\frac{P_1^2 \cdot t_1 + P_2^2 \cdot t_2 + K + P_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + K + t_n}} \tag{IV.1}$$

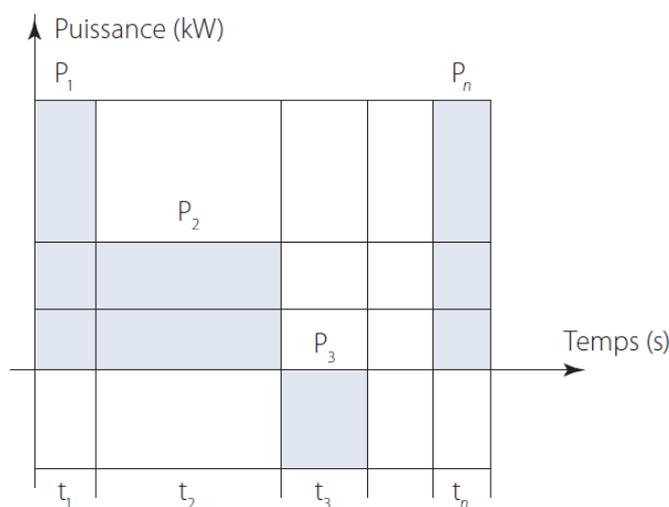


Figure IV.1 : exemple d'un cycle de fonctionnement à charge variable

IV.3. Système d'identification du cycle de fonctionnement d'un moteur asynchrone en milieu industriel

Quatre protocoles d'estimation non-invasive du couple électromagnétique ont été proposés pour répondre à la demande du partenaire industriel. Pour que l'application de ces protocoles reste non-invasive, il est nécessaire de développer une cellule de diagnostic énergétique dont l'installation et l'exploitation soient facilement réalisables, même par du personnel non-spécialiste et, surtout, ne nécessitant pas de travaux de maintenance supplémentaires, tels que la mise en œuvre de chemins de câbles qui peut s'avérer être une opération délicate et onéreuse dans bien des cas. Ainsi, la cellule de diagnostic à développer a été élaborée de sorte qu'elle réponde aux exigences imposées pour une utilisation en milieu industriel. Le cahier des charges reprenant ces exigences est le suivant :

- 1) cellule de taille réduite, facile à installer par du personnel non-spécialiste ;
- 2) la communication entre la cellule et l'organe collecteur de données doit être la moins invasive possible (pas de chemins de câbles à installer) ;
- 3) la cellule doit être autonome du point de vue énergétique, au moins le temps de relever plusieurs cycles de fonctionnement sur une même machine (de l'ordre de quelques jours) ;
- 4) l'exploitation des données relevées par la cellule doit se faire à distance, c'est-à-dire qu'une fois que la cellule est installée, nous dirons alors que le diagnostic est « délocalisé » ;
- 5) le système doit être évolutif, c'est-à-dire que le fait d'ajouter/retirer des cellules ou des capteurs ne doit avoir aucun impact sur le système de transmission.

Par conséquent, au regard de ces exigences, notre choix s'est portée sur deux solutions :

- Le stockage des données est effectué sur une carte mémoire, le temps de relever plusieurs cycles de fonctionnements. Le post-traitement des données enregistrées se fait sur ordinateur. Dans ce cas, on ne répond pas au critère n° 4 de notre cahier des charges à savoir, la délocalisation du diagnostic. Nous pourrions l'utiliser dans les configurations pour lesquelles la transmission des données ou l'accès à un réseau n'est pas possible ;
- L'utilisation d'un réseau de capteurs sans fils (RCSF, WSN : Wireless Sensors Network), dont un schéma d'ensemble est proposé à la Figure IV.2. Le réseau de capteurs sans fils est composé d'un ensemble de cellules (repère 1 sur la Figure IV.2) dont chacune a la capacité de collecter des données et de les transférer à un organe collecteur, qui sert aussi de passerelle (repère 2 sur la Figure IV.2) entre deux protocoles de communication : radio et Ethernet. La passerelle transmet ensuite ces données, via le réseau interne de l'entreprise, à l'ordinateur central (repère 3 sur la Figure IV.2), où elles sont stockées dans une base de données. L'analyse des données à distance (repère 4 sur la figure IV.2) et la prise de décision se fait par un accès, via internet, au serveur Web.

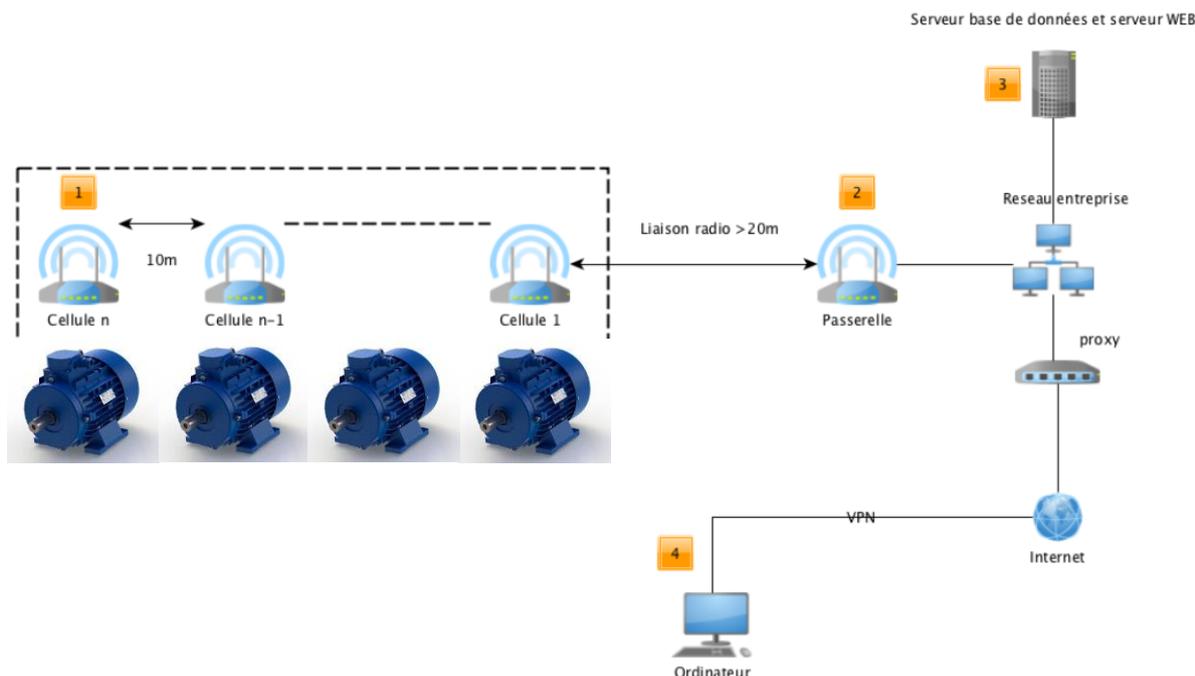


Figure IV.2 : Schéma d'ensemble du système de transmission sans fil des données

IV.3.1. Système de transmission sans fil des données

La réalisation du système de transmission sans fil des données, illustré à la Figure IV.2, repose sur un ensemble de technologies qui permettent, une fois assemblées, d'obtenir un système cohérent, fonctionnel et répondant au cahier des charges. Fabrice Morganti, co-encadrant de cette thèse, a grandement contribué à ces travaux relatifs à la transmission sans fil de données.

IV.3.1.1. Choix du protocole et du matériel radio

Suite aux avancées considérables réalisées cette dernière décennie dans le domaine de la communication sans fil, de nouvelles technologies, telles que les réseaux de capteurs sans fils (RCSF) ont été développées. Cette technologie présente l'avantage d'un faible coût et d'une très basse consommation énergétique, ce qui en fait un candidat idéal pour la réalisation de notre système de transmission sans fil des données. L'introduction à grande échelle des RCSF pour la surveillance et l'asservissement des fonctions non-critiques dans les différents secteurs a conduit à l'émergence du concept de la standardisation des réseaux sans fil radio à bas débit et à portée variable suivant l'environnement industriel considéré (obstacles métalliques, naturels,...) et la puissance de la couche radio considérée LP-WPANs (Low-Power Wireless Personal Area Networks) [101], [102] qui est finalement devenue la norme IEEE 802.15.4 [103] en 2003. Cette norme propose une couche physique et couche liaison de données adaptées aux applications à faible débit (250kbit/s) dont l'autonomie énergétique est une contrainte forte, comme c'est le cas dans notre projet.

Dans le monde industriel coexistent de nombreux réseaux basés sur IEEE 802.15.4 ; les plus utilisés sont ZigBee, WirelessHART et ISA100.11.a. Leurs principales caractéristiques sont comparées au Tableau IV.1.

Tableau IV.1 : Caractéristiques des principales technologies, basées sur IEEE 802.15.4, utilisées dans le milieu industriel [104]

	ZigBee	WirelessHART	ISA100.11a
Couche physique	IEEE 802.15.4-2003 868 MHz/915 MHz ou 2,4 GHz	IEEE 802.15.4-2006 2,4 GHz	IEEE 802.15.4-2006 2,4 GHz
Couche MAC	IEEE 802.15.4-2003 CSMA/CA + Saut de fréquences lent	IEEE 802.15.4-2006 TDMA + Saut de fréquence et modulation SESF	IEEE 802.15.4-2006 CSMA/CA + Saut de fréquence rapide
Topologie	<i>Tree, Star, Mesh</i>	<i>Star, Mesh</i>	<i>Star, Mesh</i>
Passage à l'échelle	Jusqu'à 65 536 nœuds par réseau + jusqu'à 65 536 réseaux (adresse de nœud sur 16 bits et adresse de groupe réseau sur 16 bits) + adresses étendues optionnelles sur 64 bits	Identificateur réseau sur 16 bits (dans trois classes : <i>Permanent</i> , <i>Temporary, Manufacturing</i>) Adresse nœud sur 16 bits (<i>nickname</i>) + adresse 64 bits IEEE EUI	Adresse hiérarchique réseau sur 128 bits : 64 bits pour le réseau + 64 bits pour le nœud
Stratégie de routage	AODV + Routage par l'arbre	Routage par graphe (<i>Link State Routing</i>)	Routage par graphe (<i>Link State Routing</i>)

Dans le cadre de la mise en place du système de transmission sans fil des données de la Figure IV.3, notre choix s'est porté sur l'utilisation d'un réseau LP-WPANs qui est celui qui répond le mieux à nos exigences [105]. Plus particulièrement, le protocole « ZigBee » permet une transmission radio dans la bande de fréquence 2.4 GHz. Ce protocole, dont les principales caractéristiques sont résumées au Tableau IV.2, présente de nombreux avantages, à savoir :

- optimisation pour la faible consommation de la couche radio ;
- faible coût du matériel ;
- envoi sécurisé des données ;
- débit pouvant atteindre 250 KB/s ;
- possibilité de coexister dans un même environnement avec d'autres réseaux sans fil, notamment Wifi 2.4 GHz.

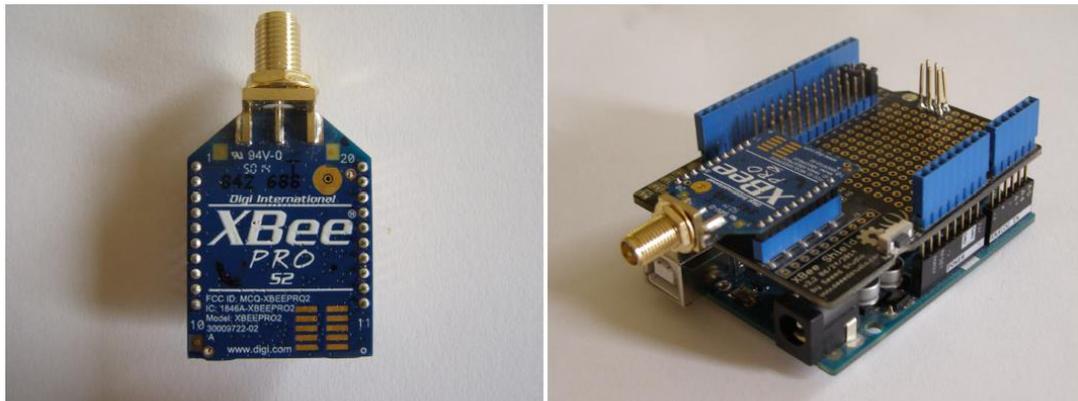
Tableau IV.2 : Principales caractéristiques du protocole 802.15.4(ZigBee)

Débit	250 kbit/s, 40 kbit/s, 20 kbit/s
Adressage	16 bit (court), 64 bit (long)
Topologie	étoile, <i>peer to peer</i> , <i>cluster/tree</i>
Mode d'accès	CSMA-CA (Carrier sense multiple access with collision avoidance)
Mode de connexion	Mise en réseau automatique par le coordinateur protocole de liaison complet pour un échange fiable
Puissance	puissance gérée pour assurer une consommation minimale de la couche radio environ 1 mW (0 dB m) mesure de la puissance du signal reçu
Nombre de canaux radio	16 canaux dans la bande de 2.4 GHz utilisation optionnelle de l'acquittement de paquets

Le matériel choisi pour la réalisation du RCSF est le module Xbee-PRO[106], dont une photographie est donnée à la Figure IV.3.a. Les principales caractéristiques de ces deux modules sont résumées au Tableau IV.3.

Tableau IV.3 : Performances des modules Xbee et Xbee-PRO [106]

Spécifications	Xbee (ZigBee)	Xbee-PRO (ZigBee)
Portée intérieure/urbaine	≤ 60 m	≤ 90 m
Portée extérieure (ligne de mire)	≤ 100 m	≤ 3200 m
Puissance de sortie (transmission)	max 8 dBm	max 18 dBm
Débit de données	250 kbit/s	250 kbit/s
Sensibilité en réception	max -101 dBm	-102 dBm
Tension d'alimentation	2.1 V à 3.6 V	2.7 V à 3.6 V
Courant de fonctionnement	33 mA à 45 mA	120 mA à 3.3 V



(a) Module radio de type Xbee

(b) Module radio associé à Arduino

Figure IV.3 : Module radio utilisé dans notre étude

Les modules Xbee et Xbee-Pro sont équipés d'un microcontrôleur et utilisent une couche radio ZigBee. De plus, ces modules peuvent être programmés pour trois fonctions distinctes :

- fonction de coordinateur (coordinator) : c'est l'organe central qui va gérer l'ensemble du RSCF.
- fonction de routeur (router) : c'est un nœud ZigBee qui peut :
 - rejoindre un réseau existant ;
 - envoyer des données ;
 - recevoir des données ;
 - rediriger les données des autres cellules vers le coordinateur.
- fonction de dispositif terminal (end device) : Le dispositif émet et reçoit des données mais il n'assure pas la redirection des trames reçues. Cette configuration est destinée aux cellules pour lesquelles on souhaite minimiser la consommation énergétique.

Ainsi, et suivant la disposition et la programmation des différentes cellules, le RSCF peut avoir plusieurs topologies réseaux (paire à paire, maillé, étoilé et arbre) dont une représentation visuelle est illustrée à la Figure IV.4.

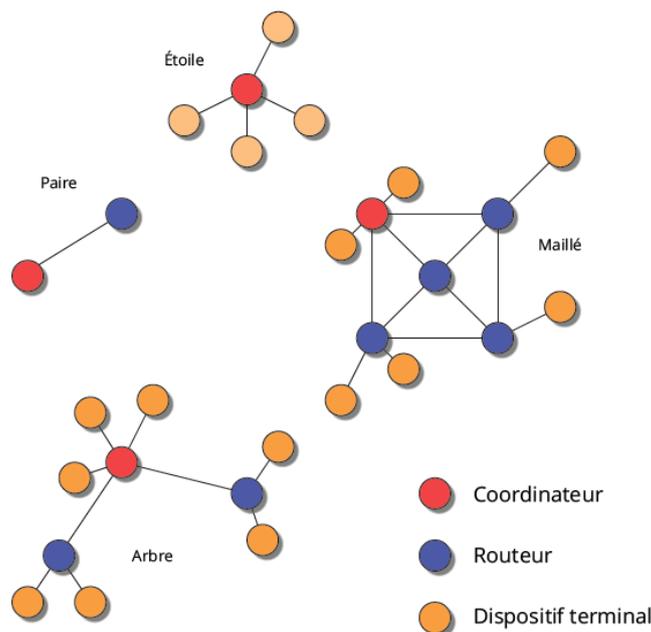


Figure IV.4 : Topologies réseaux possibles avec les modules Xbee

Dans le cas du RCSF réalisé dans le cadre de notre étude (Figure IV.2), nous avons opté pour la topologie maillée afin de permettre à la cellule la plus éloignée de la passerelle, de transmettre l'information non pas directement au coordinateur mais à la cellule voisine. Cette configuration permet de réduire la consommation énergétique dédiée à la transmission radio.

IV.3.1.2. Intégration d'un microcontrôleur :

Même si le module Xbee-PRO possède par construction des entrées analogiques, ces dernières ont une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de 50 Hz, trop faible pour notre étude. Par conséquent, il est nécessaire d'associer un microcontrôleur capable de réaliser une conversion A/N dans une plage de fréquences de l'ordre de quelques kHz, voire quelques dizaines de kHz.

L'ajout d'un microcontrôleur au module radio permet également d'augmenter les performances en termes de stockage des données. Il est possible de trouver sur le marché des microcontrôleurs performants et à très faible consommation [107] qui, associés à une plate-forme de développement telle qu'Arduino [108], permettent la réalisation rapide d'un capteur « *intelligent* ». Une photographie de l'association du module Xbee-PRO avec la plate-forme Arduino est donnée à la Figure IV.3.b. Cette association permet de disposer d'un outil facilement configurable, puisqu'un accès USB autorise la programmation complète de la cellule. Le Tableau IV.4 regroupe les caractéristiques du module Arduino seul.

Tableau IV.4 : Performances de la plate-forme de développement ADRUINO UNO [108]

Caractéristiques	Valeur
Micro-contrôleur	ATmega328P
tension d'alimentation 5 V	
Entrées/Sorties	14 (dont 6 sorties PWM)
Entrées analogiques	6
DC Courant par E/S	20 mA
DC Courant pour 3.3 V	20 mA
Mémoire programme	32 kB dont 0.5 kB utilisé par le "bootloader"
SRAM	2048 B
EEPROM	1024 B
Vitesse d'horloge	16 MHz

IV.3.1.3. Conception de l'étage d'entrée

Bien que l'entrée d'un convertisseur A/N possède son gain propre, il est nécessaire d'introduire un étage adaptateur et amplificateur afin de contrôler et de filtrer les signaux issus des capteurs, particulièrement pour les capteurs de champ de dispersion. Le principe de cet étage repose sur l'utilisation d'un amplificateur d'instrumentation, fonctionnant dans une gamme de tension d'alimentation dissymétrique. Un filtrage passif de type RC est inséré à l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Notons la présence, sur chacune des entrées négatives, d'une tension de référence égale à la moitié de la tension de référence du convertisseur A/N, car le microcontrôleur est alimenté de façon asymétrique.

IV.3.1.4. Conception de la passerelle

Afin d'intégrer les cellules (repère 1 sur la Figure IV.2) dans le réseau informatique de l'entreprise, une passerelle a été intégrée entre les deux protocoles (ZigBee vers Ethernet). Cette passerelle (repère 2 sur la Figure IV.2) doit permettre de recevoir les trames envoyées au format ZigBee et de les stocker dans une base de données (repère 3 sur la Figure IV.2) afin d'être exploitées ultérieurement. Contrairement à la cellule, la passerelle nécessite une structure logicielle plus performante et donc une plateforme de développement plus évoluée. Etant donné que le système à concevoir doit avoir un faible coût, notre choix s'est orienté vers un système embarqué de type *Raspberry Pi* sur lequel est déployée une distribution LINUX pour les processeurs de type ARM. Le système d'exploitation est gravé sur un support de type carte SD qui, par précaution, est configurée en mode lecture seule afin de posséder un système qui ne fera aucune écriture sur la carte et permettra le retour à l'état initial à n'importe quel moment en cas de coupure de l'alimentation.

IV.3.1.5. Déploiement des serveurs Base De Données (BDD) et WEB

Les serveurs BDD et WEB (repère 3 sur la Figure IV.2), point d'accès central du système par le biais du réseau informatique de l'entreprise, sont installés sur un PC de bureau classique sans configurations particulières et possèdent les caractéristiques suivantes :

- Serveur BDD : c'est le serveur de base de données réalisé avec MySQL, un système gratuit de gestion de bases de données relationnelles (SGBDR). L'utilisation d'une base de données va permettre de regrouper un nombre important d'informations sur la structure topologique des cellules ;
- Serveur WEB (ou serveur HTTP) : permet de réaliser des requêtes respectant le protocole de communication client-serveur HyperText Transfer Protocol (HTTP), qui a été développé pour le World Wide Web. Celui-ci permet de développer l'interface accessible par tout ordinateur connecté en réseau à l'aide d'un navigateur internet (repère 4 sur la figure IV.2).

La communication avec la passerelle se réalise via le réseau Ethernet de l'entreprise, le serveur recevant les requêtes de la passerelle pour un enregistrement dans la base de données. Une interface WEB, exploitable avec un navigateur WEB quelconque, permet de concevoir une interface regroupant l'ensemble des informations nécessaires à l'exploitation des données. Un exemple de l'interface générale est présenté à la Figure IV.5 ; nous avons choisi de faire apparaître les grandeurs les plus importantes, à savoir :

- le nom des différentes cellules installées et connectées à la passerelle ;
- la date et l'heure ;
- la valeur efficace du courant absorbé par chaque moteur instrumenté ;
- le couple électromagnétique développé, calculé en permanence par « *ProtoI* » et par « *ProtoIF* » à partir du moment où la calibration est réalisée (la valeur de « *ProtoIF* » est de -1 sinon).

De plus, il est possible d'accéder aux détails relatifs à chaque machine instrumentée en cliquant sur l'onglet « view details ». La Figure IV.6 montre les détails relatifs à une machine asynchrone de puissance 315kW instrumentée sur le site industriel. Nous pouvons consulter les données relatives à la machine instrumentée, notamment le numéro de série, la puissance nominale, l'intensité nominale et la vitesse nominale, mais également, de visualiser les variations du courant et du couple dans le temps.

The screenshot shows a web interface with a navigation bar at the top containing 'Live Sensors', 'Home', 'Admin', 'About', and 'Contact'. Below the navigation bar is the title 'Global dashboard'. The main content area features a table with the following data:

Cells	Date	Hour	Current RMS(A)	Protol	ProtolIF	Action
Cell1_Val	2015-10-21	18:05:46	537.1283	1813.126	-1	View details
Cell2_Val	2015-10-21	18:05:46	537.1283	1813.126	-1	View details

Figure IV.5 : Page d'accueil de l'interface WEB



Figure IV.6 : Détail des grandeurs exploitées graphiquement pour chaque cellule

IV.3.1.6. Assemblage du système

Les différents éléments choisis sont assemblés afin de réaliser un système cohérent et fonctionnel. Le schéma donné à la Figure IV.7 représente la structure de la première partie du système, installée à proximité de la machine à instrumenter et nommée « cellule » dans notre travail. La cellule, dont la procédure de conception est détaillée dans [109], englobe l'étage d'entrée, le microcontrôleur et matériel de transmission radio et/ou le dispositif de stockage sur carte SD. La seconde partie du système, dont le schéma détaillé est illustré à la Figure IV.8, englobe le coordinateur de données (la passerelle), qui est connecté au réseau interne de l'entreprise via une liaison Ethernet, ainsi que les serveurs BDD et WEB, qui peuvent être déployés à n'importe quel endroit de l'entreprise et consultés à distance via une connexion internet.

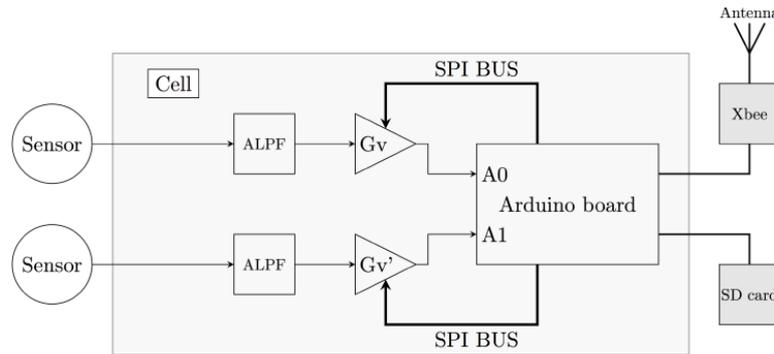


Figure IV.7 : Détail de la structure d'une cellule de transmission sans fil des données [109]

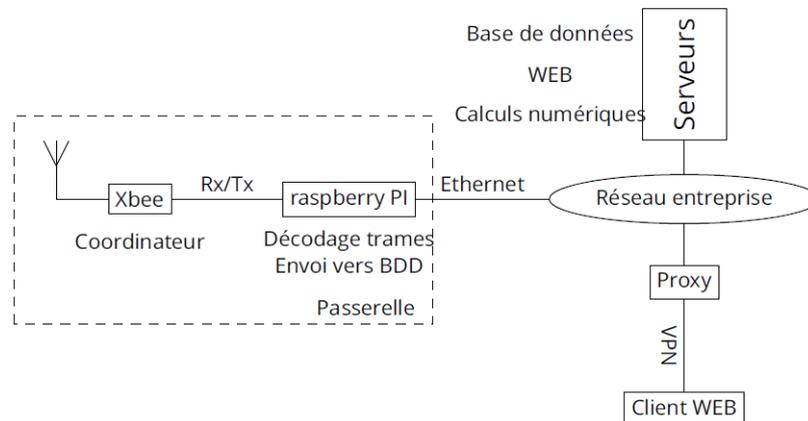


Figure IV.8 : Schéma d'assemblage de la passerelle et des serveurs BDD et WEB

IV.3.1.7. Architecture logicielle du système

Afin de rendre l'ensemble du dispositif opérationnel, plusieurs langages de programmation ont été mis en oeuvre. Nous distinguons trois architectures logicielles, réparties comme suit :

- La cellule placée à proximité du moteur : la plateforme de développement Arduino fonctionne avec un langage de bas niveau (assembleur) et sa programmation est réalisée avec un langage proche du C++ via l'interface IDE, qui est un environnement de développement intégré fourni par le constructeur d'Arduino.
- La passerelle ZigBee/Ethernet : cette partie est programmée sur un noyau Linux. Les trames reçues sont décodées, interprétées puis envoyées pour être stockées dans la base de données. Pour réaliser toutes ces opérations, le langage Python est utilisé car il offre un grand nombre de bibliothèques qui permettent de réaliser le décodage et le stockage des données de manière simple.
- Les serveurs BDD et WEB ainsi que les calculs numériques, relatifs aux méthodes développées pour le diagnostic énergétique, sont installés sur un système construit sur un noyau Linux. Plusieurs langages sont déployés :
 - Python : un programme permet de récupérer les informations requises de la base de données et de démarrer les calculs numériques ;
 - Octave, logiciel gratuit, est un clone de Matlab. C'est la partie logicielle la plus importante puisque c'est elle qui permet de réaliser tous les calculs numériques, relatifs au diagnostic énergétique de la machine instrumentée. Les valeurs résultantes sont stockées dans une table de la base de données.

- Pour la réalisation de l'interface WEB, nous utilisons :
 - ✓ le langage PHP qui permet l'accès à la base de données afin de récupérer les informations à afficher ;
 - ✓ l'architecture informatique AJAX, qui combine JavaScript, les CSS, JSON, XML, le DOM et le XMLHttpRequest et qui permet d'améliorer la maniabilité et le confort d'utilisation des applications internet ;
 - ✓ le framework Bootstrap qui permet de réaliser le design de l'application en intégrant les différents formats d'écran (téléphone, tablette et ordinateur).

Afin de bien exposer le fonctionnement du système de transmission sans fil des données, les algorithmes développés pour les différentes plateformes sont résumés sous forme d'organigrammes à la Figure IV.9 pour la cellule et à la Figure IV.10 pour la passerelle. Chaque mesure est constituée de 640 points dont l'envoi est réalisé par trames de 64 octets. Par conséquent, pour chaque point de mesure (courant ou flux), les données acquises par les ports analogiques A_0 et A_1 , une fois codées, sont transmises sous forme de 10 trames de 64 octets. La passerelle, quant à elle, reçoit les trames des différentes cellules en permanence et les assemble par paquets de 10 trames afin de reconstituer les données envoyées par chaque cellule.

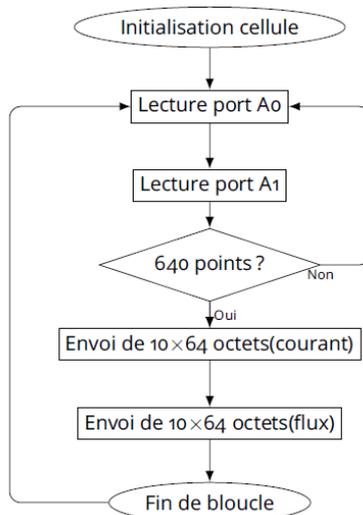


Figure IV.9 : Organigrammes des algorithmes utilisés au niveau de la cellule (envoi des données)

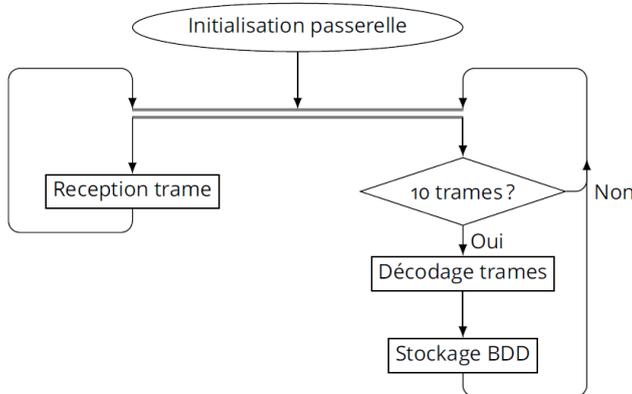


Figure IV.10 : Organigramme utilisé au niveau de la passerelle pour la réception des trames et le stockage sur la BDD

IV.3.1.8. Pourquoi cette architecture ?

La structure mise en place peut paraître lourde. Sa conception résulte de plusieurs facteurs :

- Premièrement, les logiciels gratuits ont été privilégiés.
- Deuxièmement, toujours en vue de minimiser les coûts, des éléments matériels peu onéreux, tels que le *Raspberry Pi*, ont vite retenu notre attention.
- Troisièmement, la définition des signaux à transmettre a guidé nos choix, les calculs exploitant la phase des signaux transmis sans fil.
- Quatrièmement, l'architecture doit permettre de rendre la cellule énergétiquement quasi autonome pour une durée correspondant à une analyse.

IV.3.2. Implantation de l'algorithme de détermination du niveau de charge d'un moteur asynchrone

De par le déroulement chronologique fixé au début du projet, l'installation de la cellule de diagnostic énergétique sur le site industriel Aluminium Dunkerque a été réalisée à la fin de la première année de thèse. À cette époque de l'étude, les méthodes d'estimation du courant et du couple électromagnétique basées uniquement sur la mesure du flux magnétique de dispersion n'avaient pas encore été développées. De ce fait, seuls les deux protocoles « *ProtoI* » et « *ProtoIF* » ont été utilisés pour l'estimation du niveau de charge des moteurs du site industriel. Du fait de la complémentarité de ces deux méthodes d'estimation du couple électromagnétique, nous avons choisi de les utiliser en parallèle. En effet, le « *ProtoI* » permet d'estimer le couple électromagnétique quel que soit le point de fonctionnement et cela, sans nécessiter de calibration. Le « *ProtoIF* » présente l'avantage de donner une estimation du couple électromagnétique avec plus de précision, mais n'est utilisable qu'à partir du moment où la phase de calibration est réalisée.

IV.3.2.1. Calibration de « *ProtoIF* » en milieu industriel

La technique « *ProtoIF* » consiste à déterminer la valeur du couple électromagnétique à partir de la mesure du courant statorique et de la composante tangentielle du flux de dispersion à partir de l'équation (II.25). Si les valeurs nominales du $\Gamma_{e,n}$ et de $I_{(1),n}^s$ peuvent être obtenues à partir des informations mentionnées sur la plaque signalétique de la machine instrumentée, les valeurs de $E_{TAN,(1),n}$ au fonctionnement nominal et de $\beta_{TAN,(1)}$ aux points de fonctionnements à vide $\beta_{TAN,(1),0}$ et nominal $\beta_{TAN,(1),n}$ doivent être mesurées ou estimées.

En milieu industriel, le point de fonctionnement d'un moteur électrique est tributaire du process qu'il entraîne et, dans la majorité des cas (moteurs alimentés par le réseau), l'exploitant ne peut contrôler le point de fonctionnement avec précision. Pour cette raison, nous sommes dans l'obligation de trouver des astuces qui permettent d'estimer $E_{TAN,(1),n}$, $\beta_{TAN,(1),n}$ et $\beta_{TAN,(1),0}$ nécessaires à la calibration de « *ProtoIF* ».

Les mesures réalisées au laboratoire ont permis de constater que les variations de $E_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction du courant peuvent être assimilées à des droites à partir de 50% de la plage de

variation du courant statorique ($I_{(1)}^s \in [I_{(1),0}^s, I_{(1),n}^s]$). De plus, nous supposons que $\beta_{TAN,(1)}$ varie aussi linéairement en fonction de $I_{(1)}^s$ pour les fonctionnements voisins de la marche à vide et jusqu'à 25% de la plage de variation du courant. Par conséquent, l'estimation des trois grandeurs nécessaires à la calibration de « ProtoIF » est réalisée par linéarisation de la manière suivante :

- **Estimation de $E_{TAN,(1),n}$ et de $\beta_{TAN,(1),n}$** : il suffit de mesurer un point dans chacune des deux zones A et B illustrées aux Figures IV.11 et IV.12 :
 - *Zone A* : de 50% à 65% de la plage de variation du courant statorique $[I_{(1),0}^s, I_{(1),n}^s]$
 - *Zone B* : de 75% à 95% de la plage de variation du courant statorique $[I_{(1),0}^s, I_{(1),n}^s]$

Ces deux points sont utilisés pour calculer les équations des droites qui régissent les évolutions de $E_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ à partir de 50% de la plage de variation du courant. Ainsi, il sera possible d'estimer, par linéarisation, les valeurs de $E_{TAN,(1),n}$ et de $\beta_{TAN,(1),n}$. Dans l'optique d'améliorer la précision de l'estimation, les deux points mesurés sont mis à jour durant la vie de la cellule :

- Dans la *Zone A* : en se rapprochant de 50% de la plage de variation du courant $[I_{(1),0}^s, I_{(1),n}^s]$
- Dans la *Zone B* : en se rapprochant de 95% de la plage de variation du courant $[I_{(1),0}^s, I_{(1),n}^s]$

De plus, si la machine passe par un point de fonctionnement qui correspond à une valeur de $I_{(1)}^s$ comprise entre 95% et 105% de la plage de variation du courant, ce point de fonctionnement est considéré comme étant le régime nominal de la machine.

- **Estimation de $\beta_{TAN,(1),0}$** : En considérant que $\beta_{TAN,(1)}$ varie linéairement avec $I_{(1)}^s$ pour les valeurs allant du fonctionnement à vide jusqu'à 25% de la plage de variation du courant, il est possible d'estimer par linéarisation la valeur du déphasage $\beta_{TAN,(1),0}$ au fonctionnement à vide sans que la machine ne passe par ce point de fonctionnement. En effet, pour déterminer l'équation de la droite qui régit les variations de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ dans cette zone de fonctionnement, il suffit d'avoir deux points de mesure, espacés de 10% de la variation possible du courant statorique entre les fonctionnements à vide et nominal, dans l'intervalle allant de $I_{(1),0}^s$ à 25% de la plage de variation du courant, comme illustré à la Figure IV.12.

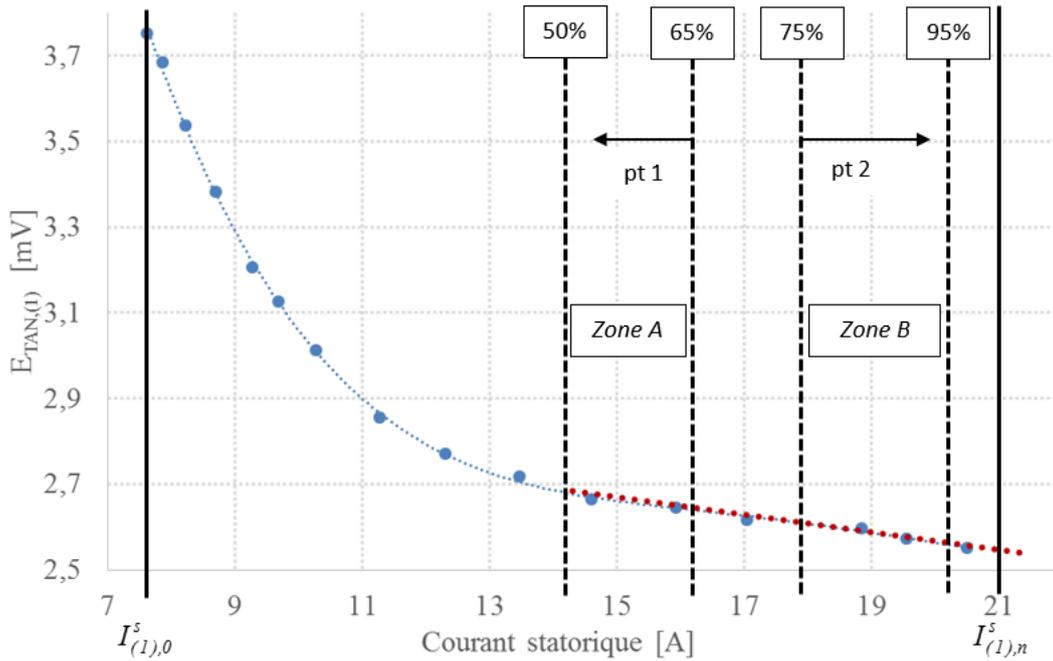


Figure IV.11 : Procédure d'estimation de $E_{TAN,(1),n}$ par linéarisation

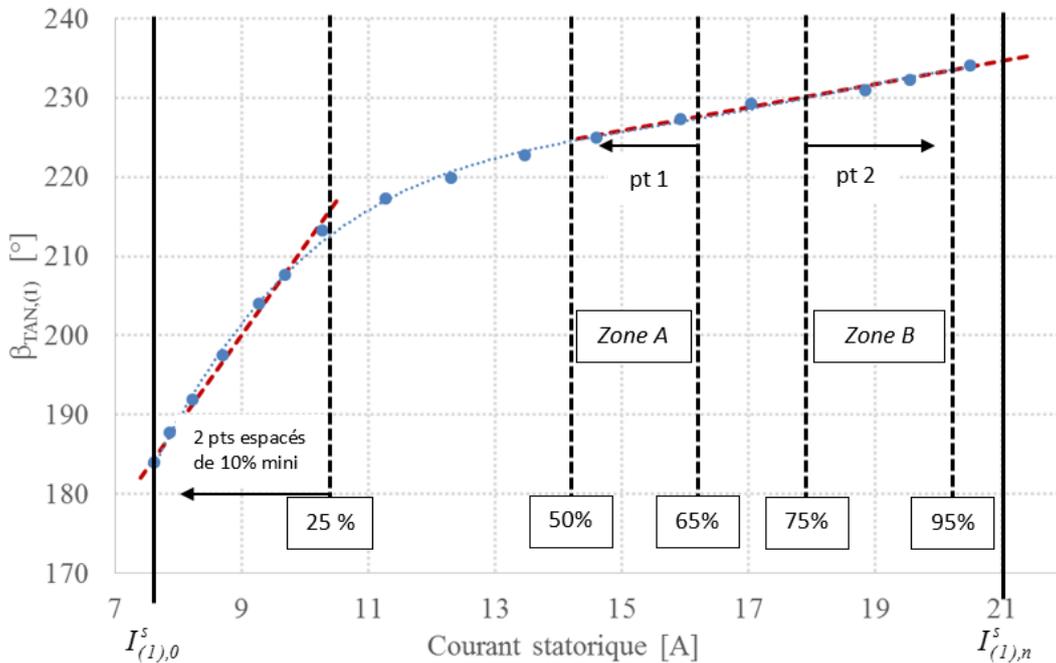


Figure IV.12 : Procédure d'estimation de $\beta_{TAN,(1),0}$ et de $\beta_{TAN,(1),n}$ par linéarisation

Cette technique d'estimation de $\beta_{TAN,(1),0}$, $\beta_{TAN,(1),n}$ et $E_{TAN,(1),n}$ est basée sur l'hypothèse d'une évolution linéaire des courbes de $\beta_{TAN,(1)}$ et de $E_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ dans des plages de fonctionnement bien définies. Cette hypothèse, non démontrée, est établie suite aux résultats expérimentaux, mesurés au laboratoire sur des machines de différentes puissances. Néanmoins, l'estimation de ces trois grandeurs par linéarisation permet la calibration de « ProtoIF » sans la condition

du passage de la machine par ses points de fonctionnement nominal et à vide, condition qui n'est pas réalisable dans bien des cas en milieu industriel.

IV.3.2.2. Algorithme général pour l'estimation du couple électromagnétique

L'algorithme le plus abouti de notre travail est certainement celui de la détermination du couple électromagnétique à partir de « *ProtoI* » et/ou de « *ProtoIF* ». Selon la construction de la cellule, cet algorithme peut être implanté :

- soit dans le serveur BDD dans le cas d'une configuration de la cellule en mode transmission sans fil des données. Les données temporelles des deux signaux $e_{TAN,(1)}$ et $i_{(1)}^s$ sont récupérées en temps réel ;
- soit sur un ordinateur externe dans le cas où les données sont stockées sur une carte SD.

Une fois les données temporelles de $e_{TAN,(1)}$ et $i_{(1)}^s$ récupérées, une analyse spectrale est réalisée avec la recherche de la composante fondamentale sur le signal du courant.

Si l'estimation du couple par « *ProtoI* » est effectuée en permanence, celle obtenue à partir de « *ProtoIF* » n'est pas possible immédiatement après la mise en route de la cellule. En effet, l'application de « *ProtoIF* » nécessite le passage de la machine par des points particuliers afin d'établir la phase de calibration. Pour ce faire, la valeur fondamentale efficace du courant mesuré est comparée à sa valeur nominale, introduite préalablement dans le programme, avec les autres caractéristiques obtenues à partir de la plaque signalétique de la machine instrumentée. Un second programme, basé sur la comparaison en continu de $I_{(1)}^s$ à $I_{(1),n}^s$, permet de stocker les points de mesure relatifs au passage du moteur par des points de fonctionnement particuliers. Ces points de mesure seront utilisés pour l'estimation de $\beta_{TAN,(1),0}$, de $\beta_{TAN,(1),n}$ et de $E_{TAN,(1),n}$ par linéarisation. Une fois la calibration par linéarisation accomplie, l'algorithme principal bascule sur l'estimation du couple par « *ProtoIF* ». De plus, le programme relatif à la calibration par linéarisation de « *ProtoIF* » reste actif tant que la cellule est installée sur la même machine et les résultats enregistrés antérieurement sont mis à jour par apprentissage à chaque fois que le moteur passe par un point de fonctionnement plus avantageux pour la calibration. L'algorithme général du déroulement de l'estimation du couple électromagnétique est représenté sur l'organigramme de la Figure IV.13.

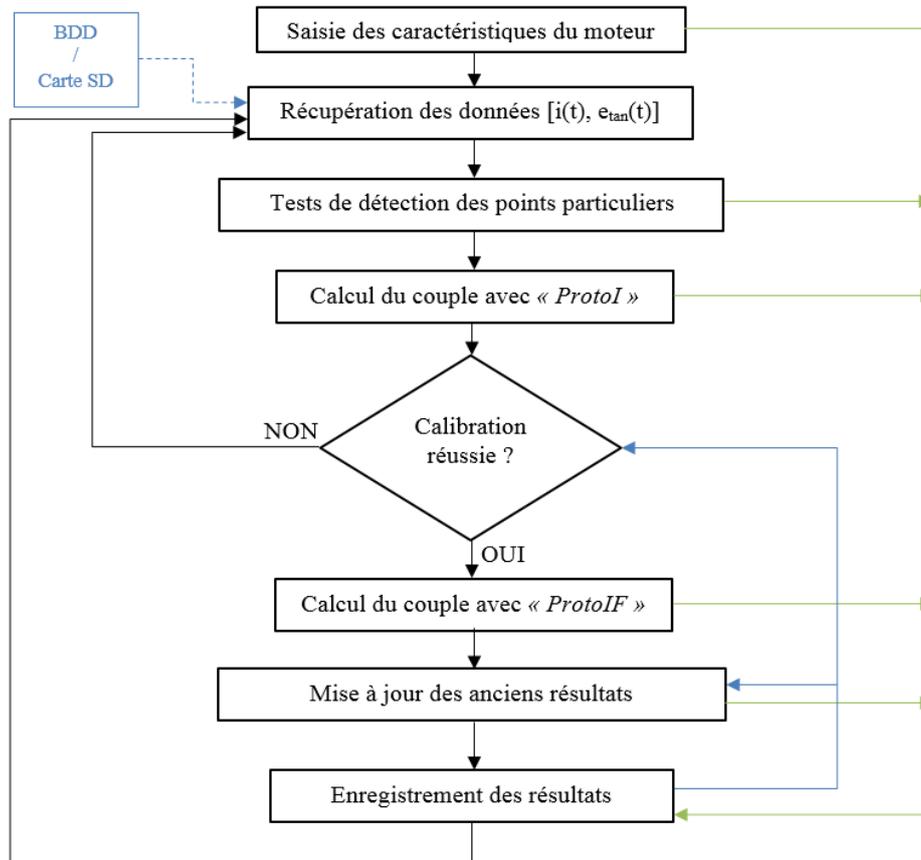


Figure IV.13 : Organigramme de l'algorithme général du calcul du couple par les méthodes « ProtoI » et « ProtoIF »

IV.4. Etude de l'adéquation d'un moteur asynchrone alimenté par le réseau à sa charge

Une fois le cycle de fonctionnement déterminé à l'aide de la cellule de diagnostic énergétique développée, l'objectif est de statuer sur l'adéquation du moteur installé avec la charge qu'il entraîne. D'une part, il est nécessaire de chiffrer la puissance utile équivalente en fonction du type de service afin d'ajuster au mieux la puissance du moteur au process. En effet, si le fait de sous-dimensionner un moteur conduit à sa détérioration accélérée, le fait de le faire tourner en sous-charge engendre une baisse considérable du rendement et du facteur de puissance. D'autre part, et notamment avec le développement de nouvelles technologies de moteurs plus efficaces, il est primordial d'étudier les possibilités de l'accroissement de l'efficacité énergétique par le passage à des moteurs de rendements supérieurs.

IV.4.1. Détermination de la puissance nominale du moteur adapté à un cycle de fonctionnement défini

Dans le but de déterminer la puissance nominale d'un moteur asynchrone en fonction d'un cycle de fonctionnement défini, il est d'abord nécessaire de calculer la puissance utile équivalente $P_{u_éq}$ pour le cycle relevé. Elle est obtenue à partir de la valeur du couple résistant, soit directement dans le cas

d'une charge constante, soit à partir de l'équation (IV.1) pour les services à niveaux de charge variables. Une fois la valeur de la puissance utile équivalente déterminée, il faut sélectionner, dans les catalogues des constructeurs de moteurs électriques, le moteur dont la valeur de la puissance nominale P_n , à la vitesse de rotation de la charge, est juste au-dessus de $P_{u_éq}$ calculée au préalable. L'étape suivante consiste en un calcul itératif de la puissance nominale équivalente $P_{n_éq}$ en fonction du cycle de fonctionnement défini, en choisissant le moteur suivant dans l'ordre croissant des puissances jusqu'à l'obtention d'une valeur de $P_{n_éq}$ inférieure à celle de la puissance nominale P_n du moteur sélectionné. Enfin, dans le cas de nombreuses phases de démarrage, il est préconisé [93], [100], [110] d'estimer $P_{n_éq}$ pour une durée d'une heure. $P_{n_éq}$, calculée à partir de l'équation (IV.2), prend en considération $P_{u_éq}$ fournie à la charge sur un temps de fonctionnement utile t_u , ainsi que la puissance absorbée P_{tr} lors des régimes transitoires d'une durée t_{tr} , et ce pour les différents cycles de travail effectués par le moteur durant une heure.

$$P_{n_éq} = \sqrt{\frac{P_{u_éq}^2 \cdot t_u + P_{tr}^2 \cdot t_{tr}}{3600}} \quad (IV.2)$$

P_{tr} représente les puissances associées aux n phases de démarrages équivalents par heure du moteur, qui englobe la somme des nD démarrages complets, des nF freinages électriques faisant intervenir de façon directe le bobinage statorique ou le bobinage rotorique et des ni impulsions qui représentent les phases de démarrage incomplet, c'est-à-dire les phases de démarrage où la vitesse de la machine n'excède pas le tiers de la vitesse nominale, comme indiqué à l'équation (IV.3), où k et k' sont des coefficients respectivement égaux à 3 et à 0.50 pour les moteurs à cage d'écureuil d'une part et, d'autre part, à 0.80 et à 0.25 pour les moteurs à bagues.

$$n = nD + k \cdot nF + k' \cdot ni \quad (IV.3)$$

Si les régimes transitoires sont assimilés aux n phases de démarrages équivalents du moteur par heure, la formule permettant un calcul simplifié de la puissance nominale équivalente sur une durée d'une heure est donnée à l'équation (IV.4), où t_d est le temps de démarrage réalisé avec le moteur de puissance P_n et I_d/I_n l'appel de courant du moteur au démarrage. Le facteur de marche f_{dm} est fixé par le cahier des charges et il représente le rapport entre la durée de mise sous tension du moteur pendant le cycle et la durée totale du cycle de fonctionnement relevé.

$$P_{n_éq} = \sqrt{\frac{n \cdot t_d \cdot \left[\frac{I_d}{I_n} \cdot P_n \right]^2 + (3600 - n \cdot t_d) \cdot P_{u_éq}^2 \cdot f_{dm}}{3600}} \quad (IV.4)$$

Une fois la puissance nominale du moteur choisie (lorsque $P_{n_éq} < P_n$), il est nécessaire de vérifier que :

- le temps de démarrage calculé est inférieur aux limites admissibles fixées par le constructeur ;

- la puissance maximale du cycle n'exécède pas deux fois la puissance utile nominale P_n ;
- la capacité de surcharge du moteur choisi soit assurée par la condition que le couple résistant maximal imposé par la charge à la vitesse de rotation nominale soit inférieur à 1.1 fois le couple maximal pouvant être développé par le moteur.

L'algorithme pour la détermination de P_n minimale du moteur nécessaire à l'entraînement d'une charge, pour un cycle de fonctionnement identifié, est illustré à la Figure IV.14.

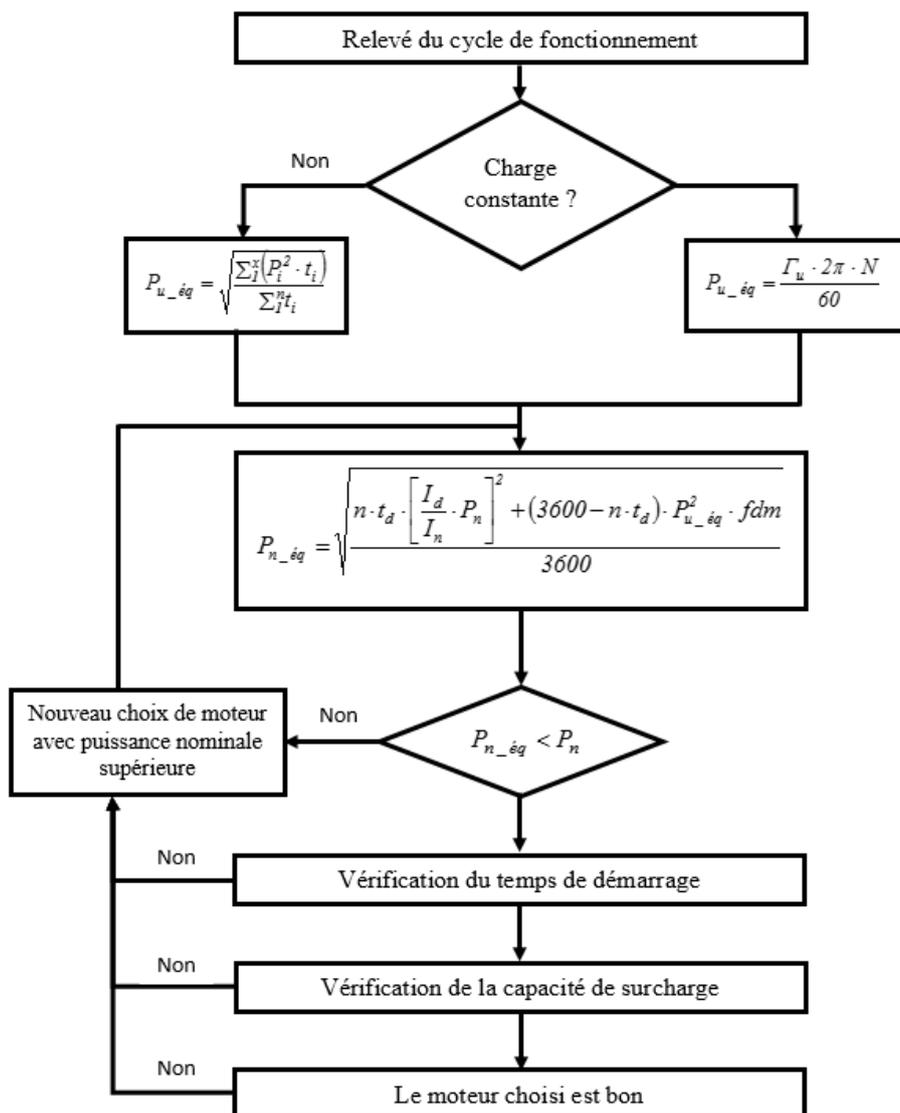


Figure IV.14 : Algorithme pour la détermination de la puissance nominale minimale d'un moteur adapté à un cycle de fonctionnement défini

Il est important de rappeler que l'objectif du calcul de P_n nécessaire à l'entraînement de la charge dont le cycle de fonctionnement a été relevé via la cellule de diagnostic, est de répondre à la question : « le moteur actuellement installé est-il adapté à la charge qu'il entraîne ? ». Pour répondre à cette question, il suffit de comparer la puissance nominale du moteur installé à celle calculée. Trois cas peuvent se présenter :

- La puissance nominale du moteur choisi à partir du calcul est égale ou légèrement (jusqu'à 15%) inférieure à celle du moteur installé : dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance du moteur installé est bien adaptée au process.
- La puissance du moteur choisi par le calcul est supérieure à la puissance nominale du moteur installé : dans le cas, nous pouvons conclure que le moteur est sous-dimensionné et qu'il est nécessaire de le remplacer en urgence afin d'éviter sa détérioration, qui, dans certains cas, peut aller jusqu'à sa destruction rapide et, donc, un arrêt non programmé de la chaîne de production.
- La puissance nominale du moteur choisi par le calcul est considérablement inférieure (plus que 15%) à celle du moteur installé : dans ce cas, le moteur installé est surdimensionné. Puisque, le rendement ainsi que le facteur de puissance influencent l'efficacité économique d'un moteur électrique et que ces deux paramètres diminuent notablement pour les fonctionnements sous charge réduite, il est nécessaire, même si le moteur installé peut fournir la puissance nécessaire au bon fonctionnement de la charge entraînée, d'estimer les gains énergétiques réalisables suite au remplacement du moteur.

IV.4.2. Prise en compte de l'efficacité énergétique dans la sélection du moteur

De manière générale, et plus particulièrement dans le cas des moteurs surdimensionnés, il est nécessaire de prendre en considération l'aspect énergétique dans le choix du moteur le plus adapté à entraîner un processus défini. L'idée est de calculer les gains énergétiques, et donc économiques, potentiellement réalisables avec un moteur asynchrone à rendement premium IE3 ou super premium IE4. Il est également possible de remplacer un moteur asynchrone par un moteur synchrone à aimants permanents mais, dans le cadre de la thèse, nous nous limitons au remplacement par des moteurs asynchrones.

Dans le but de calculer les gains énergétiques possibles suite à un remplacement de moteur, il est primordial de déterminer l'énergie absorbée par le moteur actuellement installé Mot_{act} et celui que l'on prévoit d'installer dans le futur Mot_{fut} . Dans bien des cas, les gains énergétiques annoncés par les fournisseurs de moteurs électriques sont calculés en supposant que la machine fonctionne en service continu S1 à sa puissance nominale alors que d'un point de vue pratique, la puissance absorbée par la charge est variable dans le temps. Ces changements du niveau de charge engendrent la variation du rendement du moteur pendant le cycle de fonctionnement et ainsi, une variation de l'énergie absorbée. Par conséquent, il est important de calculer les gains énergétiques envisageables spécifiquement pour le cycle de fonctionnement réel relevé par la cellule de diagnostic énergétique, notamment les variations de la puissance utile fournie par le moteur et la durée de fonctionnement effectif.

- Dans un premier temps, la démarche suivie consiste à estimer les valeurs des éléments constitutifs du schéma monophasé équivalent de chacune des deux machines Mot_{act} et Mot_{fut} à partir des données disponibles sur les catalogues des constructeurs de moteurs électriques. La reconstitution du schéma monophasé équivalent de chaque machine, en plus de l'estimation des pertes mécaniques et des pertes supplémentaires en charge, permet la détermination de la puissance absorbée sur toute la plage de variation de la puissance utile de la machine entre g_0 et g_n , voire en surcharge.

- Dans un second temps, l'idée est de calculer la puissance absorbée par le moteur actuellement installé P_{abs_act} et par le moteur futur P_{abs_fut} , pour fournir le couple utile nécessaire pour accomplir le cycle de fonctionnement relevé sur le process. Ce calcul des différentes valeurs de puissance absorbée va permettre, en plus des durées de chaque palier calculable à partir du cycle de fonctionnement, de déterminer les énergies absorbées E_{abs_act} et E_{abs_fut} , respectivement par chacun des moteurs Mot_{act} et Mot_{fut} pour le cycle de fonctionnement préalablement défini. La comparaison de E_{abs_act} et E_{abs_fut} sur une période d'une année conduit à la détermination des gains énergétiques réalisables suite au remplacement de Mot_{act} par Mot_{fut} . L'organigramme de la Figure IV.15 illustre l'algorithme suivi pour le calcul des gains énergétiques annuels dans l'optique du remplacement d'un moteur asynchrone.

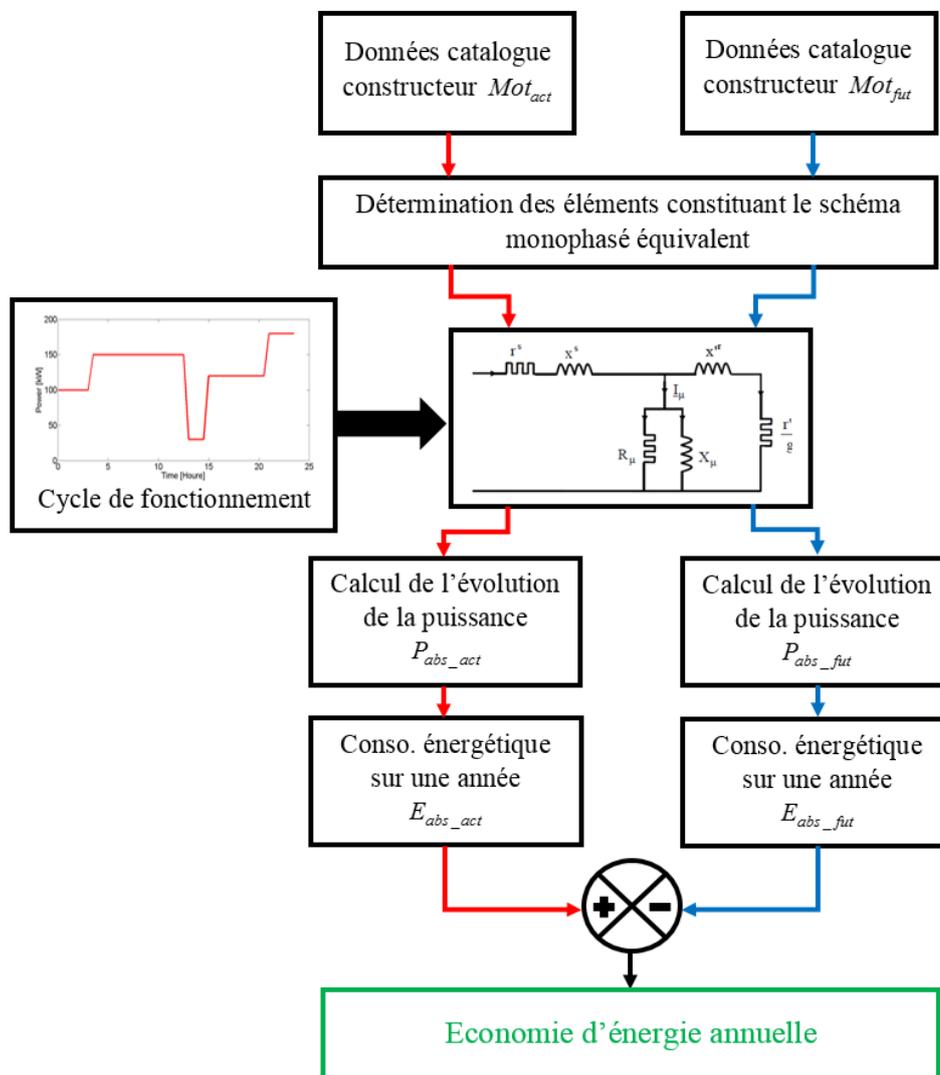


Figure IV.15 : Algorithme suivi pour le calcul des gains énergétiques annuels envisageables suite au remplacement de Mot_{act} par Mot_{fut}

IV.5. Application sur site industriel

La cellule ainsi développée, permet de déterminer le niveau de charge d'un moteur asynchrone, directement alimenté par le réseau, avec une erreur relative ne dépassant pas 10 %. L'application sur site industriel nous a conduits à optimiser la cellule et à étudier l'influence du positionnement du capteur.

IV.5.1. Influence de l'inclinaison du capteur de flux de dispersion sur « ProtoIF »

À la demande du partenaire industriel, la cellule développée doit être facile à installer, même par du personnel non spécialiste. Si l'installation d'une pince ampèremétrique pour la mesure du courant paraît aisée, la fixation sur la carcasse de la machine du capteur bobiné, servant à la mesure de la composante tangentielle du flux de dispersion, n'est pas aussi simple. En effet, la bobine doit être fixée de sorte à ne capter que la composante tangentielle du flux de dispersion. Cela signifie que l'inclinaison du capteur par rapport à l'axe de la machine peut induire une mesure éventuellement erronée et, par conséquent, impacter le protocole d'estimation du couple « ProtoIF ». Ce paramètre n'est pas à négliger compte-tenu de la géométrie complexe de la carcasse des machines à ailettes.

Dans le but de chiffrer l'influence de l'inclinaison du capteur bobiné autour de l'axe de la machine sur la composante tangentielle du flux de dispersion mesurée et, donc, sur les valeurs du couple estimées par « ProtoIF », des essais sont réalisés sur la MAS11kW4pC-IE2. Le principe de l'essai consiste à fixer un capteur bobiné de 200 spires, de forme carrée 20x20mm, en position tangentielle et de varier l'inclinaison du capteur comme illustré à la photographie et schéma de la Figure IV.16. Les évolutions de $E_{TAN,(1)}$ et de $\beta_{TAN,(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$, données respectivement aux Figures IV.17 et IV.18, sont mesurées pour différentes inclinaisons angulaires du capteur bobiné autour de l'axe de la machine, respectivement 0°, 5° et 10°.

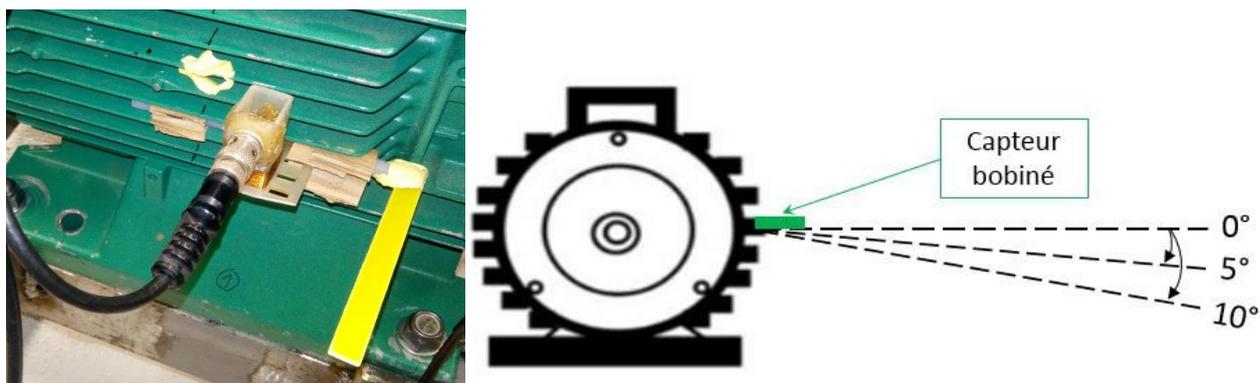


Figure IV.16 : Photographie et schéma du principe de la mesure de $E_{TAN,(1)}$ selon l'inclinaison du capteur

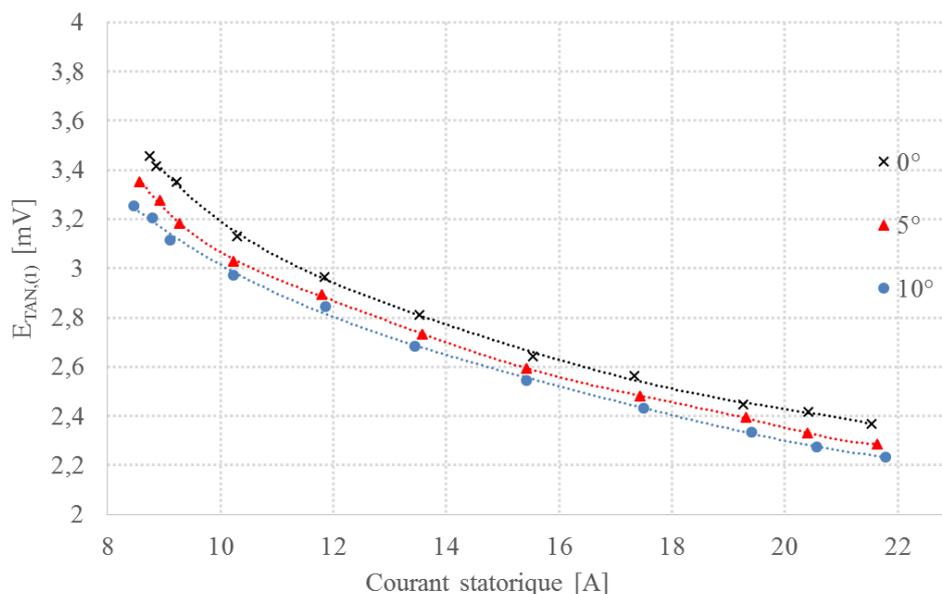


Figure IV.17 : Variations de $E_{TAN,(1)}(I_{(1)}^s)$ pour les trois inclinaisons 0° , 5° et 10° du capteur bobiné autour de l'axe de la MAS11kW4pC-IE2

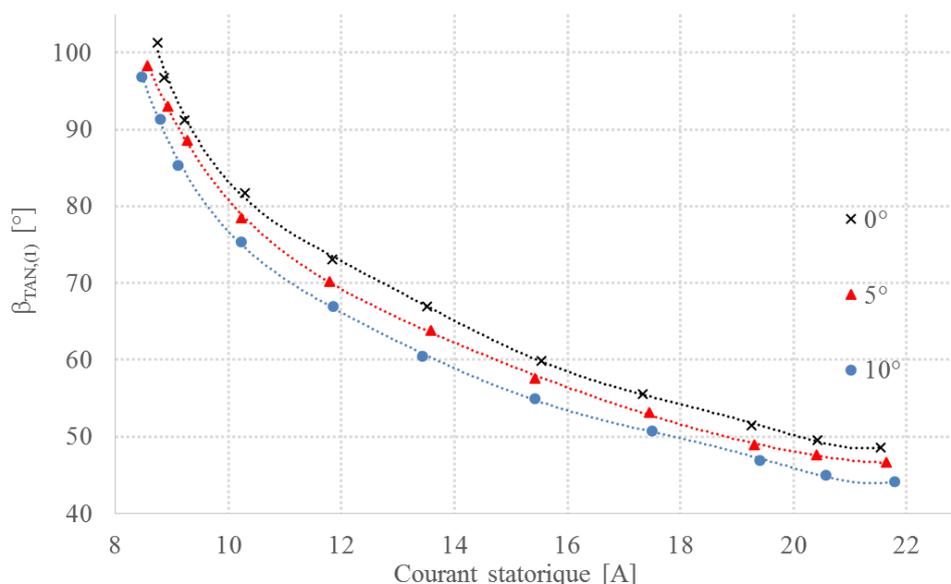


Figure IV.18 : Variations de $\beta_{TAN,(1)}(I_{(1)}^s)$ pour les trois inclinaisons 0° , 5° et 10° du capteur bobiné autour de l'axe de la MAS11kW4pC-IE2

Les résultats illustrés à la Figure IV.17 montrent que l'inclinaison du capteur bobiné impacte légèrement $E_{TAN,(1)}$. En effet, pour une même valeur de $I_{(1)}^s$, une inclinaison de 5° du capteur bobiné entraîne une diminution d'environ 1mV, ce qui représente 4% de $E_{TAN,(1),n}$. Cependant, il est important de noter que les évolutions de $E_{TAN,(1)}(I_{(1)}^s)$, pour les différentes inclinaisons imposées du capteur bobiné, suivent la même tendance. Par ailleurs, les résultats de la Figure IV.18 permettent de faire le même constat pour $\beta_{TAN,(1)}(I_{(1)}^s)$, avec, pour une même valeur de $I_{(1)}^s$, une diminution de la valeur du déphasage de 2° suite à l'inclinaison de 5° du capteur bobiné.

Afin de quantifier l'impact de l'inclinaison du capteur bobiné sur la précision de « *ProtoIF* », les résultats de mesures illustrés aux Figures IV.17 et IV.18 sont utilisés pour l'estimation du couple. Deux cas sont possibles :

- soit, le capteur n'est pas correctement installé dès le départ : dans ce cas, la calibration est réalisée pour chaque inclinaison du capteur ;
- soit, le capteur est bien installé initialement mais son inclinaison a varié durant le temps pour des raisons qui peuvent être diverses (mauvaise fixation, vibrations de la machine...) : dans ce cas, la calibration est réalisée pour une inclinaison égale à 0° , c'est-à-dire la position idéale.

Les erreurs relatives commises sur l'estimation du couple par « *ProtoIF* », par rapport aux valeurs théoriques obtenues à partir du schéma monophasé équivalent associé à la MAS11kW4pC-IE2, sont illustrées aux Figures IV.19 et IV.20, respectivement dans le cas d'une inclinaison initiale et dans le cas d'une inclinaison survenue après la calibration.

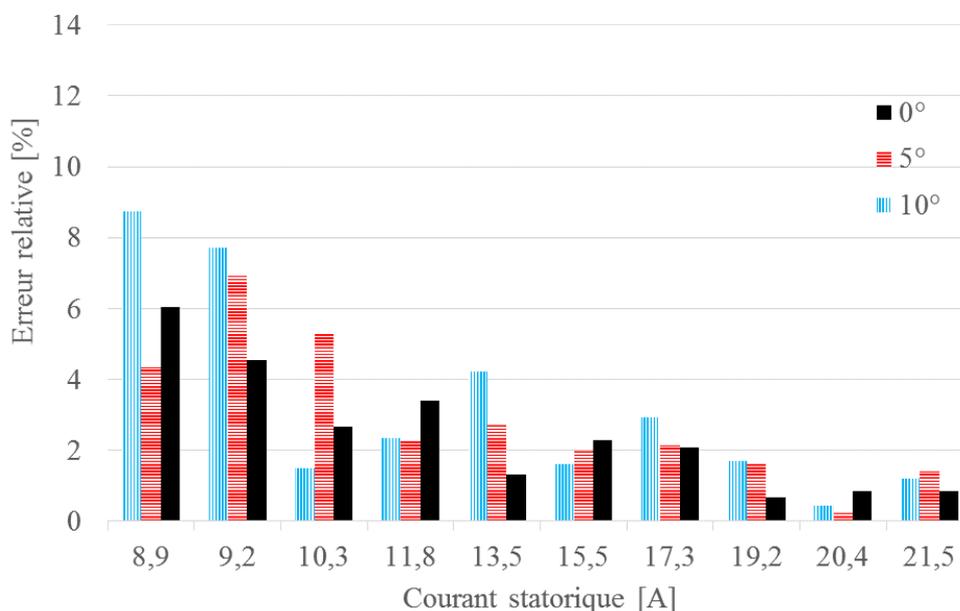


Figure IV.19 : Erreurs relatives entre les valeurs du couple électromagnétique théoriques et estimées par « *ProtoIF* » dans le cas d'une inclinaison initiale du capteur bobiné

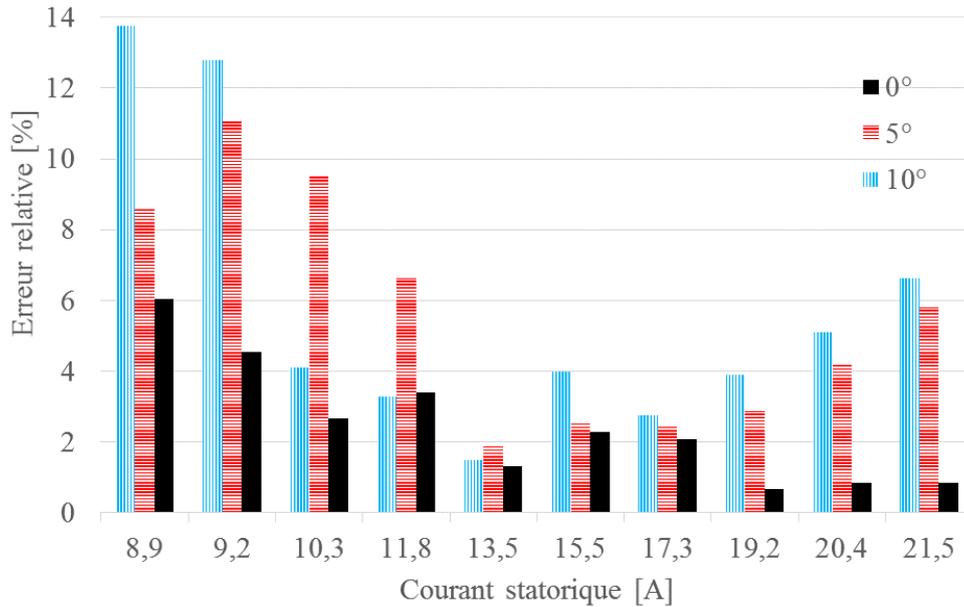


Figure IV.20 : Erreurs relatives entre les valeurs du couple électromagnétique théoriques et estimées par « ProtoIF » dans le cas d'une inclinaison du capteur bobiné survenue dans le temps

Les résultats de la Figures IV.19 montrent que l'inclinaison initiale du capteur bobiné, de l'ordre de quelques degrés, influence la précision de l'estimation du couple par « ProtoIF ». Les effets restent modérés.

- Dans le cas des inclinaisons de 5° et de 10° du capteur bobiné, l'erreur relative commise sur l'estimation du couple pour une même valeur de $I_{(1)}^s$ n'augmente pas de plus de 2% par rapport à une inclinaison de 0° du capteur. Cela s'explique par le fait que les évolutions de $E_{TAN(1)}$ et de $\beta_{TAN(1)}$ en fonction de $I_{(1)}^s$ suivent les mêmes tendances pour les différentes inclinaisons. Par conséquent, pour une variation donnée de $I_{(1)}^s$, les variations de $E_{TAN(1)}$ et de $\beta_{TAN(1)}$ sont similaires quelle que soit l'inclinaison du capteur bobiné.
- La figure IV.20 montre que l'erreur relative commise sur l'estimation du couple, dans le cas d'une inclinaison de 5° ou de 10° survenue dans le temps, augmente significativement (de 1% à 8%) par rapport à l'erreur commise dans le cas de l'inclinaison initiale du capteur (0°), notamment pour les points de fonctionnement proche de la marche à vide. Cette augmentation de l'erreur relative est expliquée par le fait que « ProtoIF » a été calibré dans le cas d'une inclinaison du capteur égale à 0°.

L'inclinaison initiale du capteur, de quelques degrés, n'est, *in fine*, pas un paramètre très influant sur la précision de l'estimation du couple par « ProtoIF ». Cependant, la variation de l'inclinaison du capteur bobiné dans le temps engendre une augmentation significative de l'erreur relative commise sur l'estimation du couple. Par conséquent, il sera important de s'assurer de la bonne fixation du capteur bobiné, approximativement au milieu du paquet de tôles statoriques et avec une inclinaison de 0° par rapport aux plans radiaux à l'axe de la machine, et de prendre garde à ce que sa position et son inclinaison ne varient pas durant toute la phase de diagnostic énergétique de la machine instrumentée.

IV.5.2. Installation d'une première cellule sur le site industriel

IV.5.2.1. Contexte industriel

Dans l'objectif de valider l'outil de diagnostic énergétique développé dans un environnement opérationnel, une première cellule, configurée en mode transmission sans fil des données, a été installée sur le site industriel Aluminium Dunkerque. Notre étude s'est orientée vers le diagnostic énergétique des moteurs du Centre de Traitement des Gaz (CTG), aussi appelé centre de captation. Le CTG permet l'aspiration et le traitement des gaz des 264 cuves d'électrolyse et du four à cuire. Du point de vue de la disposition, le centre de captation de l'usine est divisé en deux parties : 15 filtres au centre Ouest et 13 filtres au centre Est. Le ventilateur de chaque filtre est entraîné par un moteur Leroy Somer de référence FLSC355LC4. Ces moteurs, installés en 2008, sont des moteurs asynchrones basse tension, 4 pôles, à cage d'écureuil, de puissance 315kW et de classe énergétique IE1. Le niveau de charge de chaque moteur est réglé mécaniquement par action sur la consigne d'ouverture de la ventelle (registre de régulation d'air) de chaque filtre. Choisir ces moteurs pour notre étude se justifie par le nombre important d'unités installées, correspondant à une puissance de 8.8MW soit 60% de la puissance dédiée aux motorisations électriques au niveau de l'usine. De plus, ces moteurs fonctionnent en permanence (24h/24 et 7j/7). Il s'agit donc de répondre aux questions suivantes :

- Quelle serait la puissance nécessaire pour assurer le besoin énergétique de chaque filtre suite à une augmentation de la valeur du courant en électrolyse de 20kA (augmentation de production)?
- Faut-il changer les moteurs actuellement installés par des moteurs plus puissants ?
- Serait-il rentable de remplacer les moteurs actuels par des moteurs plus efficaces ?
- Serait-il intéressant d'installer des variateurs électroniques de fréquence ?

Ainsi, l'ensemble du système développé a été installé sur le moteur du filtre 12 – centre Est. Sur la Figure IV.21, nous distinguons trois éléments :

- La cellule émettrice (Figure IV.21a) collecte les grandeurs mesurées (courant et flux de dispersion) et assure leur transmission radio vers le coordinateur. Ce dernier est disposé dans un local électrique situé à moins de 100 mètres de la cellule ;
- La sonde mesure le courant sur une phase du moteur. Du fait de la distribution des trois phases dans chacun des trois câbles alimentant le moteur, nous avons été obligés de mesurer le courant au niveau du tableau électrique (Figure IV.21b) situé à proximité du moteur ;
- Le capteur bobiné (Figure IV.21c) permet de mesurer la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion rayonné par le moteur.



(a) Cellule de collecte/transmission (b) Mesure du courant avec une sonde placée sur une des phase du moteur (c) Captation du flux de dispersion

Figure IV.21 : Disposition de la cellule émettrice et des capteurs sur MAS315kW4p-IE1 Filtre 12 – CTG Est – Aluminium Dunkerque

IV.5.2.2. Environnement électromagnétique

Du fait des forts courants continus (environ 400kA) qui circulent dans les jeux de barres entre la sous station et les cuves d'électrolyse, il existe un risque de perturbation sur les mesures du champ de dispersion réalisées pour l'estimation du niveau de charge des moteurs. Par conséquent, il est nécessaire de prendre en considération l'environnement électromagnétique dans lequel nos cellules vont évoluer. Ainsi, nous avons mesuré les champs magnétiques (Tableau IV.5) dans différentes zones du site industriel.

Tableau IV.5 : Inductions magnétiques AC et DC mesurées dans différentes zones du site industriel

	DC	AC
Sous station	0.1 T à 1.9 T	8 mT à 15 mT
Électrolyse	4 mT à 13 mT	0.03 mT
Captation	3 mT à 5 mT	0.03 mT

La composante continue du champ magnétique ne pose pas de problèmes pour les capteurs bobinés qui captent des variations de flux. Cependant, la composante AC pourrait être perturbante pour nos mesures, mais son niveau peu élevé (à part en sous station) n'influence pas la valeur du champ de dispersion mesurée par le capteur bobiné. La fréquence porteuse de l'onde radio utilisée pour la transmission se situe dans une bande de fréquences éloignée de la fréquence de 50 Hz. Seuls les composants électroniques de la cellule peuvent être éventuellement soumis aux variations de la composante continue du champ magnétique, variations qui interviennent lors des démarrages/ arrêts des séries d'électrolyse et qui peuvent endommager les composants électroniques. Néanmoins, suite aux premiers essais de transmission et au fonctionnement satisfaisant sur une période de plusieurs mois consécutifs, l'influence de l'environnement électromagnétique peut être considérée comme négligeable pour notre cas d'étude. Ainsi, nous pouvons dresser un premier bilan suite à l'exploitation de notre cellule:

- Le premier prototype de la cellule a montré des défauts, notamment sa solidité mécanique pas adaptée à l'environnement industriel. L'atmosphère poussiéreuse (ambiance chargée d'alumine, Granulométrie de 5 à 150 microns et très forte abrasivité) nous a amené à considérer que toute l'électronique doit être intégrée dans un boîtier plastique étanche.
- La source d'énergie de la cellule est un second point à traiter rapidement car le raccordement sur une prise monophasée se révèle inadaptée du fait de la difficulté à en trouver à certains endroits du site d'une part et, d'autre part, suite aux différentes déconnexions du dispositif par le service de maintenance. Il est donc nécessaire de prévoir une alimentation sur batterie.
- Même si la charge du moteur est réglable par action sur la consigne d'ouverture du registre de régulation d'air, la consigne 0% ne correspond pas au fonctionnement à vide du moteur. En effet, lorsque la consigne d'ouverture de la ventelle est fixée à 0%, le moteur entraîne toujours le ventilateur et, par conséquent, il développe un couple utile non nul. Ainsi, la calibration de « ProtoIF » ne peut être réalisée qu'à partir de l'estimation de $\beta_{TAN(1),0}$, $\beta_{TAN(1),n}$ et $E_{TAN(1),n}$ par linéarisation, comme présenté précédemment.

IV.5.2.3. Diagnostic énergétique – moteurs MAS315kW4pC-IE1 des CTG

Force est de constater que les points fragiles du système sont la disposition de la cellule dans un environnement industriel très poussiéreux, son alimentation électrique et sa robustesse mécanique. Néanmoins, cette première cellule nous a permis de relever les évolutions temporelles du courant et de la composante tangentielle du flux de dispersion rayonné par ce moteur. La calibration par linéarisation de « *ProtoIF* » a été réalisée par variation de la consigne d'ouverture du registre de régulation d'air entre 0% et 100%. Le traitement de ces relevés nous a conduits à déterminer le couple électromagnétique et, par conséquent, la puissance utile transmise par le moteur sur une durée de plusieurs mois. Ainsi, l'application du dispositif nous a permis d'établir, en vue de l'étude de l'adéquation du moteur avec le process qu'il entraîne, la variation sur une durée d'une journée de la puissance transmise (Figure IV.22), estimée à partir de « *ProtoIF* ».

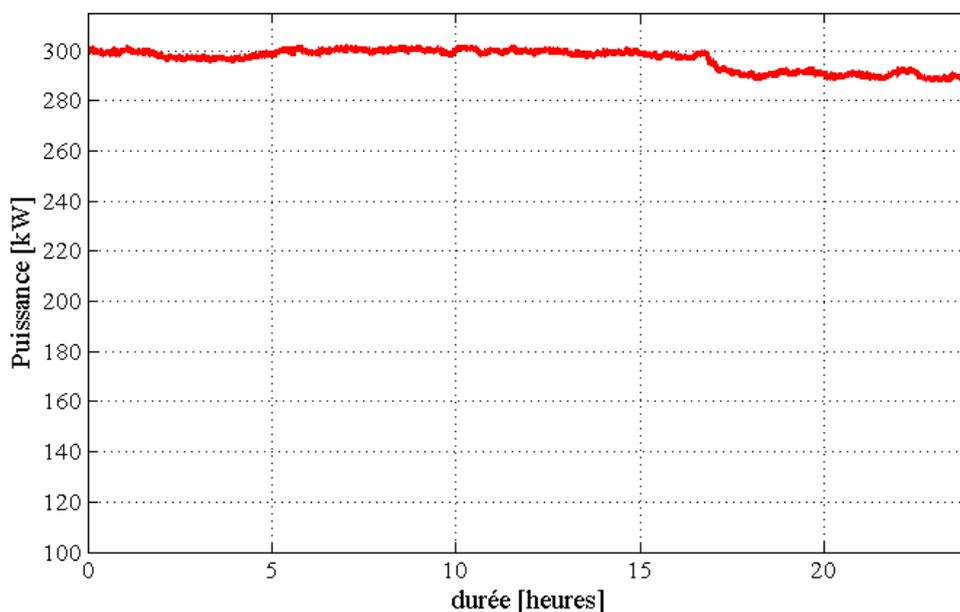


Figure IV.22 : Puissance transmise par le MAS315kW4pC-IE1 sur une durée de 24 heures

Le relevé de la puissance transmise par le MAS315kW4pC-IE1 sur plusieurs mois nous a permis d'apporter des premiers éléments de réponse aux objectifs de l'étude, à savoir :

- Le cycle de fonctionnement de la charge est équivalent à un service type continu S1 ;
- La puissance nominale équivalente nécessaire au fonctionnement du filtre est égale à 298kW ;
- La puissance transmise par le moteur varie entre 290 et 305kW. Par conséquent, et dans l'état actuel de l'installation, c'est-à-dire pour la puissance actuelle au niveau de l'électrolyse, la puissance des moteurs actuellement installés est bien dimensionnée. En effet, pour les moteurs asynchrones à 4 pôles et pour la même hauteur d'arbre, les puissances proposées par les constructeurs de moteurs sur leurs catalogues sont 250kW, 300kW, 315kW et 355kW ;
- Les calculs menés en interne à l'entreprise ont conclu qu'il était nécessaire d'installer un filtre supplémentaire afin de pallier l'augmentation de la puissance en électrolyse. Par ailleurs, la puissance nominale équivalente au niveau de chaque filtre étant de 298kW, chaque moteur présente une réserve de puissance de 17kW, ce qui correspond à 476kW pour les deux CTG (28 moteurs au total). Par conséquent, les moteurs de 315kW permettent le bon fonctionnement des

centres de captation suite à l'augmentation de la puissance en électrolyse et l'installation d'un filtre supplémentaire n'est pas nécessaire.

De plus, la possibilité de l'installation de variateurs électroniques de fréquences a été abordé dans notre étude suite aux diverses propositions des constructeurs de machines électriques à l'entreprise. Cependant, cette solution a été rapidement écartée pour les raisons suivantes :

- Au vue du cycle de fonctionnement relevé par la cellule, la puissance transmise à la charge peut être considérée comme étant constante ;
- L'aspiration des gaz au-dessus des cuves en électrolyse est réalisée, par construction, en parallèle. Par conséquent, le réglage du débit d'aspiration se réalise sur l'ensemble des cuves et ne peut pas être localisée sur une seule cuve (dans le cas d'intervention sur une seule cuve par exemple) ;
- Dans le cas d'une baisse de la puissance d'aspiration (et donc de filtration) des CTG, le site industriel Aluminium Dunkerque ne respecterait plus ses objectifs en terme de rejets fluorés et d'émissions de dioxyde de soufre. Ainsi, il n'est pas intéressant de diminuer la vitesse de rotation des moteurs électriques au CTG ;
- L'installation de variateurs électroniques de fréquence nécessiterait des travaux de manutention qui vont augmenter considérablement le coût global du projet. En effet, les variateurs devront être installés dans le local de commande, dont la température ambiante est significativement élevée notamment, durant les saisons chaudes. Il faudrait par conséquent prévoir l'installation d'un système de refroidissement du local. De plus, pour les moteurs de fortes puissances alimentés par variateurs de vitesse, l'utilisation de câbles monobrins blindés est fortement recommandée. Par ailleurs, pour des longueurs de câbles blindés supérieures à 20m, des mesures spéciales, telle que l'ajout de filtres en sortie du variateur, doivent être considérée ;
- L'installation de matériel supplémentaire augmente le risque de pannes et donc d'arrêt non programmé des installations ;
- Du fait des pertes supplémentaires introduites par le variateur de vitesse (au niveau des composants électroniques du variateur et au niveau du moteur du fait de la forme d'onde de la tension), le rendement du moteur « seul » est meilleur que le rendement de l'ensemble moto-variateur. À titre d'exemple et comme illustré au Tableau IV.6 issu des catalogues de constructeurs de machines électriques [111], un moteur asynchrone 315kW – 4 pôles de classe énergétique IE3 directement connecté au réseau absorbe 51A de moins et présente un rendement supérieur de 2.9% en comparaison à un moteur asynchrone de mêmes puissance/nombre de pôles et de classe énergétique IE2 entraîné par un variateur électronique de fréquence (ce qui est équivalent à un moteur de Classe IE3).

Tableau IV.6 : Comparaison du courant absorbé et rendement au fonctionnement nominal pour un moteur asynchrone 315kW de Classe IE3 entre une alimentation par réseau et par variateur

Moteurs	Classe	Courant nominal	Rendement nominal
MAS315kW4pC-IE3	IE3	543 A	96.3%
MAS315kW4pC-IE2 + variateur	IE3	594 A	93.4%

IV.5.2.4. Optimisation énergétique – moteurs MAS315kW4pC-IE1 des CTG

Maintenant que la puissance des moteurs installés a été validée et que la solution de l'utilisation de variateurs électroniques de fréquence a été écartée, il est nécessaire de prendre en compte l'aspect énergétique dans la stratégie à suivre pour ces moteurs, notamment avec l'apparition sur le marché de moteurs asynchrone plus efficaces de classes énergétiques IE3 et IE4. Dans cette optique, nous avons appliqué l'algorithme de calcul des gains énergétiques réalisables suite au remplacement du moteur actuel de classe énergétique IE1 par un moteur qui présente de meilleures performances énergétiques, de classe IE3 ou IE4. Dans un premier temps, les données disponibles sur les catalogues de constructeurs de machines électriques sont utilisées pour la reconstitution du schéma monophasé équivalent de chacune des machines MAS315kW4pC-IE1, MAS315kW4pC-IE3 et MAS315kW4pC-IE4. Dans un second temps, le schéma monophasé équivalent associé à chaque machine est exploité afin de calculer les évolutions des puissances absorbées par chaque machine pour produire le cycle de fonctionnement relevé via la cellule de diagnostic énergétique sur la MAS315kW4pC-IE1 (Figure IV.22). Finalement, ces évolutions de la puissance absorbée par chacune des trois machines nous permettent de calculer l'énergie annuelle absorbée par chaque moteur pour assurer le fonctionnement de la charge avec le cycle relevé par la cellule. Afin d'intégrer l'aspect financier dans notre étude, et étant donné que le coût du MWh du partenaire industriel est confidentiel, nous avons utilisé le prix moyen de vente, qui était estimé à 88€/MWh au second semestre de l'année 2016 aux consommateurs industriel en France [112], [113]. Les principales caractéristiques, la consommation énergétique ainsi que les gains énergétiques et financiers réalisables pour chacun des trois moteurs sont comparés au Tableau IV.7.

Les résultats du Tableau IV.7 montrent qu'il serait intéressant, d'un point de vue énergétique, de remplacer les moteurs actuellement installés par des moteurs de performances énergétiques supérieures. En effet, tandis que le passage à la classe énergétique IE3 permet une économie énergétique annuelle de 72,554 MWh/an (-2,6 %) par moteur, l'installation de moteurs de Classe IE4 permettrait d'économiser 97,758 MWh/an (-3,5 %) par moteur, ce qui correspond à une économie annuelle de 2737,224 MWh/an pour les 28 moteurs des CTG, soit 240,875 k€/an. Par conséquent, et après la prise en considération de l'aspect financier et des durées de retour sur investissement (en tenant compte des différents devis obtenus auprès de trois différents constructeurs de machines électriques), notre choix s'est orienté vers le remplacement des moteurs actuels par des moteurs de puissance identique et de classe énergétique IE4, qui permettent de faire le plus d'économies d'énergie pour un coût de revient supérieur d'environ 10 % par rapport à un moteur de Classe IE3. Ce choix est d'autant plus intéressant que ces moteurs fonctionnent en permanence depuis plus de neuf années et que la durée de vie des roulements est dépassée. Si nous prenons en compte le fait que le coût de remise en état (remplacement des roulements) d'un moteur asynchrone 315 kW représente plus de 30 % du prix d'achat d'un moteur de Classe IE4 et que le coût d'un rebobinage y est supérieur, le choix du remplacement de l'ancien parc par des moteurs de classe énergétique IE4 paraît évident. De plus, l'indice de rentabilité (Profitability Index) du projet global a été calculé en interne par le service financier de l'entreprise, et sa valeur est supérieure à 3, c'est-à-dire que sur l'ensemble de sa durée de vie, ce moteur va permettre de réaliser des économies équivalentes à trois fois l'investissement initial.

Tableau IV.7 : Comparaison des principales caractéristiques, des consommations énergétiques et des gains possibles pour les moteurs MAS315kW4pC-IE1, MAS315kW4pC-IE3 et MAS315kW4pC-IE4

Données du système			
Prix du MWh	88 €		
Puissance maximum demandée par l'application	315 kW		
Vitesse maximum de rotation du moteur	1500 tr/min		
Nombre d'heures de fonctionnement / an	8760 heures (365 jours)		
	MAS315kW4pC-IE1 [114]	MAS315kW4pC-IE3 [111]	MAS315kW4pC-IE4 [93]
Type moteur	LS 4P FLSC 355 LC4	LS 4P FLSES 355 LB	LS 4P FLSES 355 LC
Masse moteur	1800 kg	1720 kg	1700 kg
Type d'alimentation	Réseau	Réseau	Réseau
Hauteur d'arbre	355 mm	355 mm	355 mm
Rendement nominal	94,3 %	96,3 %	96,7 %
Classe de rendement	Eff2 (équivalent IE1)	IE3	IE4
Vitesse nominale	1491 tr/min	1488 tr/min	1488 tr/min
Puissance nominale	315 kW	315 kW	315 kW
Intensité nominale	596 A	543 A	540 A
Couple nominal	2019 N.m	2020 N.m	2022 N.m
Couple de démarrage	2,2	2,5	2,7
Couple maximal	3,7	3,8	3,1
Energie consommée	2788,974 MWh/an	2716,420 MWh	2691,216 MWh
	245,429 k€/an	239,044 k€/an	236,827 k€/an
Economie annuelle	-	72,554 MWh/an	97,758 MWh/an
	-	6,384 k€/an	8,603 k€/an

Ainsi, dans un premier temps et afin de valider pratiquement les résultats obtenus par notre calcul énergétique, nous avons décidé, en accord avec le partenaire industriel, de procéder au remplacement d'un MAS315kW4pC-IE1, qui présentait des signes d'usure prononcée des roulements (suivi par

mesures vibratoires), par un moteur MAS315kW4pC-IE4. Dans ce contexte, et afin de pouvoir comparer ces deux moteurs, nous avons effectué des mesures de puissance absorbée dans les mêmes conditions (même filtre, mêmes consignes d'ouverture du registre de régulation d'air), à 24 heures d'intervalle afin que la machine atteigne son équilibre thermique, avant et après le remplacement du moteur et cela, pour deux points de fonctionnement (consignes d'ouverture du filtre à 72 % et à 94 %). Nous avons mesuré les tensions et les courants des trois phases et les différentes puissances actives et réactives sont calculées à partir de la méthode des deux wattmètres. Une photographie prise lors de la réalisation de ces mesures est donnée à la Figure IV.23, où nous pouvons constater le degré très élevé d'intrusivité requis pour une mesure de puissance absorbée sur site industriel. Cette mesure a nécessité la consignation du coffret électrique alimentant le moteur et l'arrêt du filtre à 4 reprises afin de mettre en place/retirer le matériel de mesure. Les résultats obtenus à partir des calculs de puissances sont donnés au Tableau IV.8.

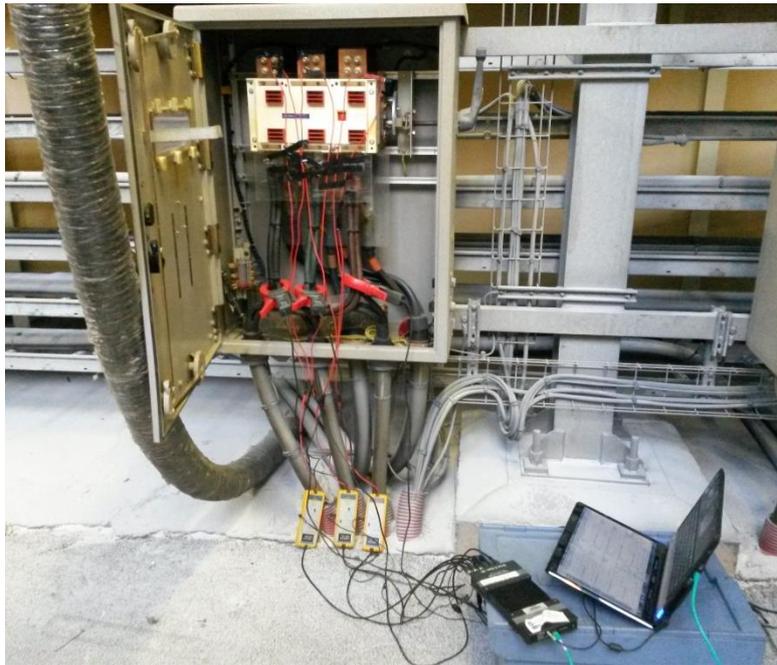


Figure IV.23 : Photographie prise lors de la mesure de puissance absorbée sur MAS315kW4pC-IE1 sur le site industriel Aluminium Dunkerque

Tableau IV.8 : Comparaison des résultats de mesures réalisées sur le MAS315kW4pC-IE1 et sur le MAS315kW4pC-IE4 pour deux points de fonctionnement

Consigne Ventelle	Classe	Tensions [V_{eff}]			Courants [A_{eff}]			P_{abs} [kW]	Q_{abs} [kVAr]	S_{abs} [kVA]	FP
		U_{21}	U_{32}	U_{13}	I_1	I_2	I_3				
72%	IE1	387.04	386.12	388.28	519.31	520.06	518.49	286.14	198.97	348.55	0.821
	IE4	388.87	387.03	389.46	481.18	481.67	488.67	279.86	162.32	323.53	0.865
94%	IE1	386.14	385.31	383.23	562.63	566.51	560.07	313.95	206.03	375.53	0.836
	IE4	386.91	386.11	384.09	523.92	526.55	521.28	304.98	171.18	349.74	0.872

Ces résultats nous permettent de conclure que pour un même niveau de charge, le moteur de Classe IE4 absorbe un courant moins élevé et moins de puissances active et réactive que le moteur de Classe IE1. En effet, pour une consigne égale à 94% (qui se rapproche le plus du fonctionnement normal du filtre), le MAS315kW4pC-IE4 absorbe une puissance active inférieure de 8.97kW (-2.8%) et une puissance réactive inférieure de 34.85kVAr (-16.9%) comparé au MAS315kW4pC-IE1. Cette diminution de puissance absorbée correspond, sur une durée de 8760 heures (365 jours), à une économie d'énergie annuelle de 78.577 MWh par moteur. Les gains énergétiques annuels constatés à partir des mesures sont inférieurs, de 19 %, aux gains calculés initialement à partir des catalogues constructeurs (78.57 MWh au lieu de 97.75 MWh). Cette différence s'explique par le fait que le moteur fonctionne à une tension inférieure à sa tension nominale (385V mesuré en moyenne, à une consigne d'ouverture du registre de 94%, au lieu des 400V). Cette différence de tension est due aux chutes de tension dans les câbles d'alimentation du moteur, dont la longueur peut être supérieure à 200 mètres pour certains moteurs. La solution proposée pour remédier à ce problème est l'augmentation de la tension en sorties des transformateurs 20kV/400V alimentant les moteurs des CTG, par réglage des plots de chaque de transformateur de sorte à avoir une tension de sortie supérieure de 2.5%. Cette solution mise en œuvre a permis d'augmenter la tension de 385V à 396V aux bornes des moteurs. Du fait de l'important degré d'intrusivité et de la nécessité de l'arrêt du filtre, nous n'avons pas réalisé de mesures de puissances suite à l'augmentation de la tension. Cependant, les premiers résultats obtenus lors de la première mesure (Tableau IV.8) étant satisfaisants, le projet de remplacement du parc moteur des CTG a été présenté à la direction de l'usine.

IV.5.3. Vers l'optimisation énergétique de la cellule de diagnostic énergétique

Comme a permis de le démontrer la première cellule installée sur le site industriel Aluminium Dunkerque, une des principales contraintes de la mise en œuvre de la cellule de diagnostic est son autonomie. La cellule en phase de développement, de par sa conception, n'est pas autonome du point de vue énergétique et nécessite donc une alimentation externe pour fonctionner correctement sur une durée de plusieurs jours. Par conséquent, il est nécessaire de dresser le bilan de la consommation des composants électroniques. Ainsi, la cellule peut être scindée en deux parties distinctes : la partie émission radio (Xbee) et la partie acquisition /traitement des données, qui sera simplifiée dans notre analyse en ne considérant que les composants indispensables à son fonctionnement, à savoir un microcontrôleur et deux amplificateurs d'instrumentation. La documentation des composants permet de dresser le Tableau IV.9.

Tableau IV.9 : Consommation de la partie électronique pour une tension de 3.3V et une fréquence d'horloge de 16MHz

Composants	Périphérique	Consommation (A)
AD623	-	$2 \times 500 \times 10^{-6}$
ATMEGA328PU	CPU	8.66×10^{-3}
ATMEGA328PU	ADC	0.23×10^{-3}
ATMEGA328PU	Timero	0.09×10^{-3}
ATMEGA328PU	Timer1	0.12×10^{-3}
-	Total	10.1×10^{-3}

La consommation du CPU peut être optimisée car le microcontrôleur dispose d'un mode veille par l'intermédiaire d'un de ses registres et de fait, faire chuter le courant consommé à une valeur proche de 1mA.

La partie émission radio, basée sur un module Xbee-PRO, est difficilement dissociable. Par conséquent, sa consommation est déduite, comme pour la partie composants électroniques, à partir de la documentation du module Xbee-PRO comme synthétisée au Tableau IV.10. Il faut noter que la puissance d'émission est assez conséquente, puisqu'elle avoisine les 18dBm, ce qui explique la consommation excessive de courant en mode émission. De plus, la consommation donnée pour la partie radio est une valeur maximale, car les données ne sont pas envoyées en continu puisque le module alterne l'acquisition et la transmission des données vers la passerelle. Des mesures réalisées sur site indiquent une consommation moyenne de 80mA en phase d'acquisition et de 118mA lors de l'émission des données. Il est évident qu'une optimisation énergétique du module Xbee-Pro est nécessaire pour une exploitation industrielle sur de longues durées (plusieurs jours). Les travaux [115][116] présentent une synthèse sur les solutions d'optimisations, tant sur le plan hardware que sur le plan software. L'optimisation énergétique de la cellule n'a pas été réalisée dans le cadre de notre étude, ces aspects sortent du champ d'investigations de ce travail.

Tableau IV.10 : Consommation du module Xbee-PRO alimenté à une tension de 3.3V

Action	Consommation (A)
Émission	205×10^{-3}
réception	47×10^{-3}

IV.5.4. Installation d'une seconde cellule sur le site industriel

À la demande du partenaire industriel, une seconde cellule a été installée sur un moteur asynchrone triphasé 75kW – 400V – 138A – 1480 tr/min – Classe IE1 servant au pompage de l'eau froide dans un bassin pour l'envoyer en fonderie, où elle sera utilisée pour le refroidissement des lingots et des plaques d'aluminium produits. La circulation d'eau froide est assurée par 4 moteurs asynchrones identiques de puissance 75kW, dont le logiciel de supervision industrielle ne permet de visualiser aucune grandeur relative à la consommation énergétique (puissance, courant). Ils fonctionnent en parallèle de la manière suivante :

- Une pompe fonctionne en permanence ;
- La deuxième ou/et la troisième pompes sont en « secours », selon les besoins de refroidissement en fonderie. Le démarrage de chacune des deux pompes est géré par un algorithme complexe, tributaire du fonctionnement ou non des chaînes de production, des températures de l'eau froide et de l'eau chaude, du niveau de remplissage du château d'eau, du débit de surverse...etc ;
- Une rotation de la pompe à l'arrêt est effectuée chaque semaine de sorte à éviter les bras morts et le développement de bactéries ;

Notre choix s'est porté sur l'installation de la cellule sur l'une des deux pompes fonctionnant en secours (Figure IV.24). Pour l'installation de cette cellule, il est important de noter que :

- Les moteurs étant alimentés par un seul câble, la mesure du courant d'une phase est réalisée à l'intérieur du coffret de protections électriques du moteur instrumenté. L'installation de la pince

ampèremétrique n'a pas nécessité l'arrêt du process car la pompe était déjà en mode secours. Nous pouvons noter l'intérêt de notre dispositif totalement non invasif ;

- La composante tangentielle du flux de dispersion est mesurée avec un capteur bobiné de dimensions 40x40mm et de 400 spires ;
- L'indisponibilité de prises électriques monophasée dans le local abritant les moteurs nous a contraints à configurer la cellule en mode « stockage des données » et à l'équiper d'une batterie de 20000mAh permettant son fonctionnement pendant une durée de 5 jours ;
- La cellule enregistre un point de mesure toutes les 5s. La mesure est réalisée sur une durée de 0.47s avec une fréquence d'échantillonnage de 5kHz (100 points par période du signal 50Hz) ;
- La détermination du cycle de fonctionnement du moteur se fait en post-traitement sur ordinateur à partir des données enregistrées sur la carte mémoire ;
- La calibration par linéarisation de « *ProtoIF* » est réalisée par action sur la vanne permettant le réglage du débit d'eau dans la pompe.



Figure IV.24 : Disposition de la seconde cellule sur MAS75kW4pC-IE1 – Aluminium Dunkerque

La cellule ainsi installée, nous a permis de relever les cycles de fonctionnement de la pompe, calculés à partir de la méthode « *ProtoIF* », sur une durée de 5 jours, comme illustré à la Figure IV.25.

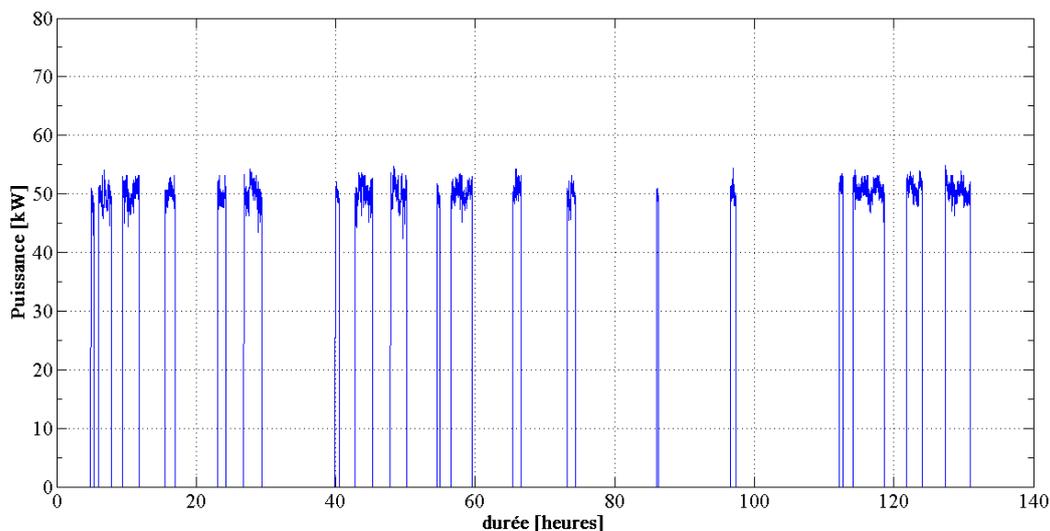


Figure IV.25 : Puissance transmise par le MAS75kW4pC-IE1 sur une durée de 130 heures

Le déploiement de la cellule sur un second moteur à un intervalle de 2 semaines a permis de relever une évolution de la puissance identique à celle de la Figure IV.25. Par conséquent, le cycle de fonctionnement relevé sur le MAS75kW4pC-IE1 nous permet de faire ces premières observations :

- La puissance transmise varie entre 45kW et 54.5 kW avec des valeurs de $P_{u_éq}$ et de $P_{n_éq}$ égales respectivement à 49kW et à 55kW.
- Le cycle de fonctionnement relevé se rapproche du service type S2 – service temporaire, avec des fonctionnements à charge constante pendant des durées inférieures à celle nécessaire pour atteindre l'équilibre thermique (minimum mesuré : 14 minutes), suivi de durées de repos suffisantes pour que les températures entre la machine et l'air ambiant soient égales.
- Le moteur installé est surdimensionné de 36% par rapport à $P_{n_éq}$.

Cette partie de l'étude ayant été réalisée à la fin de la thèse, nous n'avons pas fait une analyse aussi poussée que la précédente quant aux aspects énergétiques et financiers du remplacement des MAS75kW4pC-IE1. Cette tâche a été confiée à un partenaire de l'entreprise, spécialisé dans le dimensionnement de machines électriques. Cependant, des premiers éléments de réponses ont été apportés durant notre étude :

- La première solution, qui est la plus simple du fait des hauteurs d'arbres différentes entre les moteurs 75kW et les moteurs 55kW, serait de chiffrer la durée de retour sur investissement suite au remplacement des moteurs actuels par des moteurs de même puissance 75kW et de classes énergétique supérieures, disponibles sur le marché et permettant un gain de rendement allant de 1.5% à 3.4% selon la classe IE.
- La deuxième solution, susceptible d'apporter d'importantes économies énergétiques, consiste à installer un système de variation électronique de vitesse, commandé en entrée par les différents paramètres régissant le démarrage des moteurs qui fonctionnent en secours. En effet, dans l'état actuel de l'installation, ces paramètres sont bornés par des valeurs exagérées afin de permettre le bon fonctionnement de l'installation. L'utilisation d'un variateur de vitesse pour commander les pompes permettrait un réglage plus fin de ces paramètres et, par conséquent, d'économiser une énergie inutilement utilisée aujourd'hui.

IV.6. Réflexion sur la gestion du parc moteur du site industriel

L'un des objectifs de notre travail est de statuer sur la différence de performances que présentent les moteurs neufs et les moteurs ayant subi une réfection et d'affiner la règle dite « des 40% ». En effet, de nombreuses entreprises fixent un seuil financier pour réparer une machine, généralement autour de 40% du prix de la machine neuve. En réalité, la décision de réparer une machine ou pas est bien plus complexe qu'un simple calcul financier par rapport au coût d'un moteur neuf. Plusieurs paramètres peuvent influencer cette décision comme l'illustre la Figure IV.26 :

- Partant du constat que le coût d'achat ne représente même pas 2% du coût global du moteur électrique sur sa durée de vie, il est nécessaire de répondre à la question : « Quels seraient les gains énergétiques réalisables et quelle serait la durée de retour sur investissement suite au remplacement d'un moteur par un modèle plus récent à hautes performances énergétiques ? »
- Le moteur nécessitant une réparation est-il bien adapté, d'un point de vue énergétique, à la charge qu'il entraîne ?
- La défaillance est-elle due au vieillissement normal du moteur ou à une mauvaise utilisation ?
- S'agit-il d'un moteur dimensionné particulièrement pour une application unique ?
- Le circuit magnétique et le rotor sont endommagés ?
- Quels sont les délais de réparation du vieux moteur et de livraison du moteur neuf ?

IV.6.1. Etat de l'art

Il n'est pas aisé de prédire l'impact qu'aura la réparation sur les performances énergétiques de la machine, notamment lorsqu'il s'agit du remplacement du bobinage statorique. En effet, deux avis s'opposent : certains stipulent qu'un moteur rebobiné ne pourra jamais atteindre les performances énergétiques qu'il présentait à son état neuf et peut perdre jusqu'à 6% sur son rendement [117] tandis que d'autres affirment qu'un rebobinage bien réalisé permettrait d'améliorer le rendement de la machine ou, du moins, de ne le modifier que très légèrement [118]. De plus, il a été démontré [119] que la qualité du rebobinage peut varier d'une société à une autre selon plusieurs facteurs, comme les procédures suivies, la qualité des équipements et des matériaux utilisés ainsi que les compétences du personnel.

Plusieurs standards et procédures décrivant les bonnes pratiques à suivre lors de la réparation et du rebobinage des machines tournantes existent. Parmi elles, la plus répandue est la norme ANSI/EASA AR100 [120]. Les principales causes pouvant affecter les pertes d'une machine asynchrone suite à son rebobinage sont résumées au Tableau IV.11. L'étape qui impacte le plus les pertes d'un moteur lors de son rebobinage est la phase d'extraction des enroulements statoriques du circuit magnétique [121].

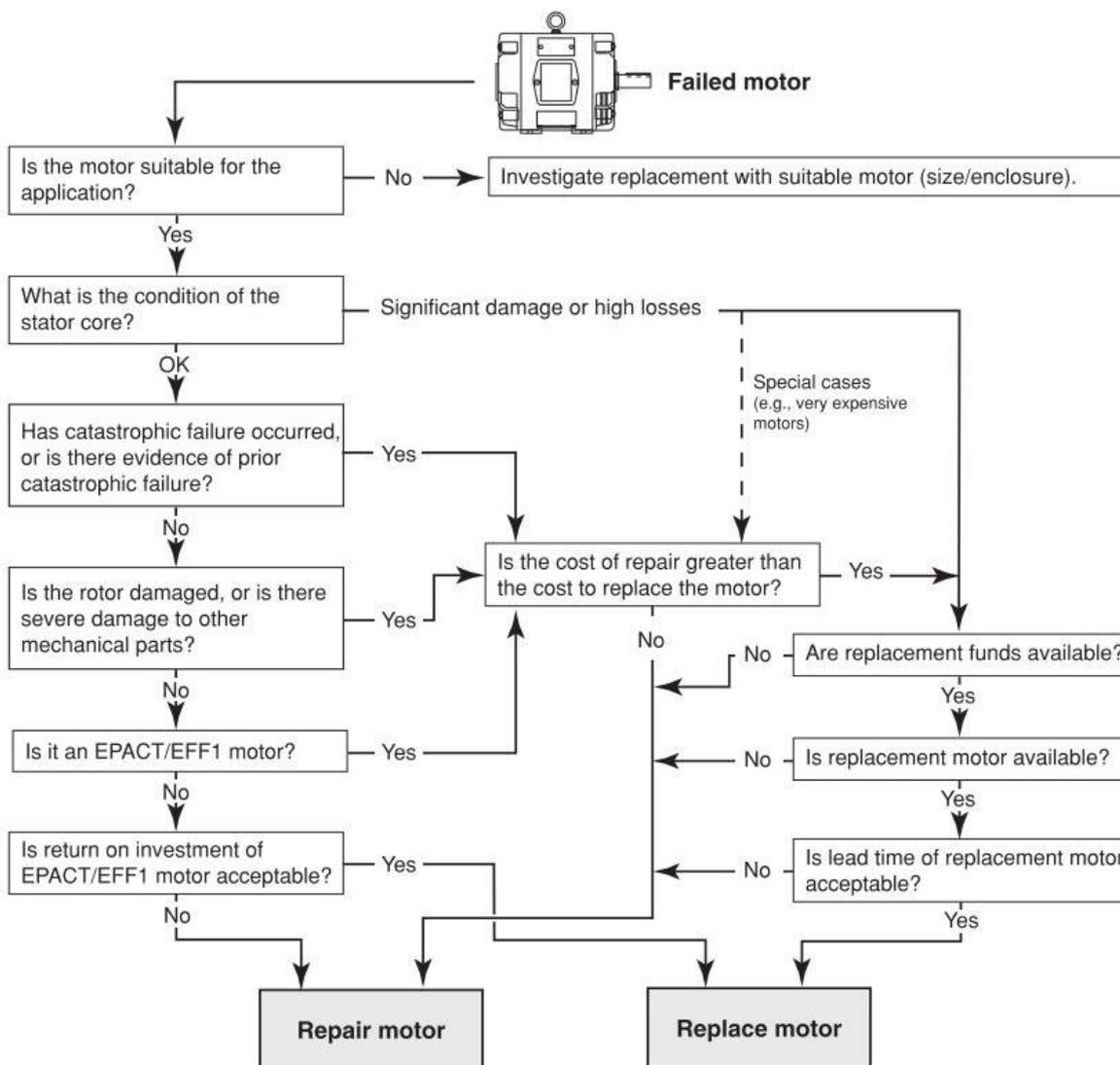


Figure IV.26 : Paramètres influençant la décision de réparer / remplacer un moteur électrique [121]

Tableau IV.11 : Causes impactant les pertes des machines asynchrones durant le rebobinage

Type de pertes	Causes pouvant impacter
Pertes Joules statoriques	<ul style="list-style-type: none"> ➤ modification du diamètre actif de cuivre ➤ modification de la longueur moyenne des spires ➤ modification du nombre de spire ➤ Changement de la configuration du bobinage
Pertes Joules rotoriques	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Détérioration de la cage rotorique ➤ Modification de l'entrefer de la machine ➤ Modification du désigne de la cage
Pertes fer	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Surchauffe du circuit magnétique ➤ Détérioration du circuit magnétique (extraction du bobinage) ➤ Détérioration de l'isolation inter-tôles ou présence de dépôts
Pertes mécaniques	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Type/taille du ventilateur de refroidissement installé ➤ Type/taille des roulements montés ➤ Mauvais montage des roulements ➤ Sous/sur-graissage des roulements
Pertes supplémentaires en charge	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Présence d'excentricité/balourd ➤ Toutes les autres causes citées ci-dessus

Comme indiqué au Tableau IV.11, les différents types de pertes sont susceptibles de varier suite aux étapes suivies lors du rebobinage de la machine asynchrone. Une attention particulière doit être prêté lors de la réalisation de deux procédures :

- la première est le procédé suivi pour l'extraction des anciennes bobines qui peut avoir pour conséquence, si il est mal réalisé, de surchauffer ou d'endommager le circuit magnétique.
- La seconde procédure, délicate, concerne la mise en place du nouveau bobinage qui, si elle est mal réalisée, peut engendrer la modification de la configuration du bobinage et être la cause de défaillances dans l'isolation des conducteurs.

En cas de pratiques incorrectes de l'une de ces deux procédures, l'augmentation des pertes dans la machine rebobinée est inévitable.

La procédure de rebobinage d'une machine asynchrone commence, après avoir retiré les flasques et le rotor, par l'extraction de l'ancien bobinage statorique. Cette procédure est réalisée différemment selon les sociétés : soit par passage de la machine au four, soit par l'utilisation d'un chalumeau. Quelle que soit la technique utilisée pour faire fondre l'isolant des conducteurs, les dommages qui peuvent être causés au circuit magnétique reste les mêmes : la dégradation locale ou totale de l'isolation inter-tôles. Les recommandations de l'EASA préconisent l'utilisation de fours à une température de 343°C et il est prohibé d'appliquer aux circuits magnétiques des machines électriques des températures supérieures à 360°C et 400°C respectivement dans le cas d'une isolation inter-tôles organique ou inorganique. Cependant, les travaux menés par Cao et al. [118] ont permis de démontrer que la température de 343°C n'était pas suffisante car il est nécessaire alors d'appliquer une force mécanique non négligeable afin d'extraire les bobines. Cette procédure engendre des contraintes mécaniques importantes au niveau des dents du circuit magnétique statorique conduisant à la dégradation des propriétés magnétiques et de l'isolation inter-tôles. Ainsi, l'auteur de cette étude préconise qu'il est préférable d'appliquer une température variant entre 360°C et 370°C afin de faciliter l'extraction des bobines.

Des études antérieures [118], [122] menées sur 23 moteurs, de puissances allant de 5.5 à 225kW, ont démontré que le rebobinage des machines électriques pouvait influencer les performances énergétiques et le rendement dans les deux sens. En effet, sur les 23 machines étudiées :

- 14 présentaient une diminution du rendement, allant de 0.2% à 1%, à la charge nominale ;
- 3 machines ne présentaient pas de variation du rendement ;
- Le rendement des 6 machines restantes a augmenté entre 0.1 et 0.5%.

En outre, cette étude a mis en exergue que le fait de prêter une attention particulière à la procédure de rebobinage, notamment à la section active de cuivre, au bon remplissage des encoches et à la configuration du bobinage, permet de diminuer les pertes Joules statoriques dans bien des cas. Par ailleurs, l'augmentation inévitable des pertes fer, causée par les procédures de chauffage de la machine et d'extraction des anciennes bobines, peut être réduite par l'application d'une température de four variant entre 360°C et 370°C qui permettrait l'extraction des bobines sans efforts mécaniques considérables. De plus, afin de limiter l'augmentation des pertes mécaniques, il est primordial de remplacer les vieux roulements par des roulements de même type et de même dimension et de prendre garde à appliquer la quantité préconisée de graisse, un sur-graissage ou un sous-graissage causant l'augmentation des pertes mécaniques. La modification du type ou de la taille du ventilateur impacte également les pertes mécaniques et donc le rendement du moteur. Il a également été démontré que les rebobinages répétés n'impactent pas particulièrement le rendement des machines, à condition qu'ils soient réalisés en respectant les bonnes pratiques préconisées.

IV.6.2. Analyse expérimentale

L'étude à laquelle nous avons fait référence [118], [122] est très complète. Elle a cependant été menée en 2006 et donc sur des moteurs ne dépassant pas la Classe IE1. Par conséquent, nous avons mené une étude similaire sur deux machines asynchrones à hautes performances énergétiques, plus particulièrement, sur deux machines asynchrones très répandues dans l'industrie : 11kW – 4 pôles de classe IE3 achetées spécialement pour cette étude et donc n'ayant jamais fonctionné. Le principe de l'étude est de voir si l'on retrouve des résultats similaires à ceux publiés par [118], [122]. Cette étude a consisté à comparer les différentes pertes ainsi que le rendement au fonctionnement nominal de chaque machine à l'état neuf et après rebobinage. Les machines sorties d'usine ont été caractérisées et envoyées pour rebobinage dans deux sociétés différentes. La première machine a été rebobinée directement alors que la seconde a été surchargée volontairement jusqu'au claquage du bobinage statorique afin de simuler un défaut d'isolation. Etant donné que nous ne disposons pas de mesure de couple utile sur le banc 11kW, les pertes supplémentaires en charge sont déterminées à partir de la méthode de la valeur assignée pour la détermination du rendement. Les résultats de l'étude sont synthétisés au Tableau IV.2.

Tableau IV.2 : Variations des différentes pertes et du rendement pour deux MAS11kW4pC-IE,3 avant et après rebobinage

Moteur	Rendement nominal	Pertes Joule statoriques	Pertes fer	Pertes mécaniques
Mot1_neuf	90.76 %	880W	117W	68W
Mot1_rebob	90.17 %	883W	148W	113W
Mot2_neuf	90.75 %	876W	111W	78W
Mot2_rebob	90.39 %	847W	139W	128W

Ces résultats nous conduisent aux observations suivantes :

- Les valeurs du rendement et des différentes pertes sont quasiment identiques pour les deux machines à l'état neuf ;
- Le rendement au fonctionnement nominal diminue suite au rebobinage pour les deux machines : -0.59% pour la première et -0.36% pour la seconde ;
- Les pertes Joules statoriques augmentent légèrement (3W, +0.3%) pour la première machine alors qu'elles diminuent de 29W, soit -3.3% de sa valeur initiale, pour la seconde ;
- Pour les deux machines, nous constatons une augmentation des pertes fer de 31W (+26.5%) et de 28W (+25.5%) respectivement pour la première et seconde machine ;
- Pour les deux machines, les pertes mécaniques sont celles qui varient le plus, avec une augmentation de 45W (+66.1%) pour la première et de 50W (+64.1%) pour la seconde machine.

Notre étude corrobore les conclusions de l'étude présentée précédemment. En effet, les pertes fer ainsi que les pertes mécaniques tendent à augmenter suite au rebobinage du moteur. L'augmentation des pertes fer s'explique par le fait que la procédure d'extraction des bobines anciennes endommage forcément les tôles du circuit magnétique, comme le montre la photographie de la Figure IV.27 pour la première machine, notamment au niveau des dents situées à l'extrémité par laquelle sont tirées les bobines. Ce constat, observé malgré le réglage de la température du four à 360°C, peut être expliqué par le fait que les encoches sont plus remplies pour les machines récentes. Les pertes Joule peuvent augmenter ou diminuer, selon la qualité des matériaux utilisés et le respect ou non des bonnes pratiques pour le rebobinage de la machine. Il est surprenant qu'elles n'aient pas diminuées davantage car les bobiniers ont tendance à réaliser des chignons courts.

Par conséquent, il est difficile de prédire l'évolution du rendement d'une machine asynchrone suite à son rebobinage. Néanmoins, le respect des bonnes pratiques préconisées par l'EASA permet, dans le cas où le rendement n'est pas amélioré, de limiter la baisse de rendement causée par le rebobinage.



Figure IV.27 : Photographies de l'état du circuit magnétique statorique de la MAS11kW4pC-IE3 suite à l'extraction des bobines anciennes

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la démarche suivie pour la réalisation de la cellule de diagnostic énergétique. Du fait du caractère non-invasif nécessaire à son utilisation, nous avons opté pour une transmission sans fil des données via le protocole ZigBee. Cependant, dans le cas où la transmission sans fil des données n'est pas possible, nous avons proposé une alternative qui consiste à les enregistrer sur une carte SD et de faire un post-traitement sur ordinateur par la suite.

De plus, nous avons présenté l'algorithme général permettant la détermination du niveau de charge d'un moteur asynchrone directement alimenté par le réseau à partir des données transmises par la cellule. Cet algorithme est basé sur l'application de « ProtoI » ou de « ProtoIF » lorsque la calibration est réalisée. Une procédure permettant de faciliter la phase de calibration de « ProtoIF » en milieu industriel a été proposée, notamment dans les cas où les fonctionnements à vide et nominal ne peuvent pas être atteints.

Une première cellule installée durant plusieurs mois au Centre de Traitement des Gaz du site industriel AD a permis de relever le cycle de fonctionnement d'un MAS315kW4pC-IE1. Ce cycle de fonctionnement a été utilisé pour l'étude de l'adéquation du moteur avec sa charge, à savoir l'aspiration et le filtrage des gaz. Cette étude a abouti au constat que la puissance des moteurs installés était bien dimensionnée. Cependant, le remplacement par des moteurs plus efficaces permettrait de réaliser des gains énergétiques considérables. Suite à cette étude et à la validation des gains calculés par une première mesure de puissances, réalisées à la suite du remplacement d'un MAS315kW4pC-IE1 par un MAS315kW4pC-IE4, le projet de remplacement des 28 moteurs installés au CTG a été présenté à la direction de l'usine.

L'installation d'une deuxième cellule, sur un MAS75kW4pC-IE1 servant au pompage d'eau, a fait ressortir que le moteur instrumenté était largement surdimensionné.

Enfin, l'étude expérimentale sur la différence de performances que présentent les moteurs neufs et les moteurs ayant subi un rebobinage réalisée sur deux moteurs de classe énergétique IE3, a fait ressortir les mêmes conclusions que celles obtenues par des études antérieures sur des moteurs d'ancienne génération. En effet, en plus d'avoir identifié les causes impactant les différentes pertes de la machine asynchrone durant son rebobinage, cette étude a permis de conclure qu'il est difficile de prédire l'évolution du rendement d'une machine asynchrone suite à son rebobinage. Néanmoins, le respect des bonnes pratiques préconisées par l'EASA, notamment celles relatives à la procédure d'extraction des bobines anciennes et à la procédure de mise en place des nouvelles bobines, permet, dans le cas où le rendement n'est pas amélioré, de limiter la diminution des performances énergétiques engendrée par le rebobinage.

Conclusion générale et perspectives

Le sujet de notre travail de thèse se situe dans le contexte de la maîtrise énergétique des entrainements électriques. Cette étude fait suite à un premier travail réalisé au sein du laboratoire avec la thèse de F. Zidat. Elle a pour objectifs de répondre au cahier des charges imposé par un partenaire industriel : Aluminium Dunkerque. Ce cahier des charges consiste à concevoir une cellule permettant le diagnostic énergétique des machines asynchrones directement connectées au réseau avec une précision inférieure à 15%. La principale difficulté est que ce diagnostic énergétique doit être réalisé de manière complètement non-invasive, c'est-à-dire sans avoir recours au démontage de la boîte à bornes de la machine et sans accès à son arbre.

La première étape a été de resituer notre travail dans son contexte énergétique, économique et industriel. La présentation, en plus des méthodes normalisées, d'un état de l'art sur les différentes techniques utilisées pour la détermination du rendement des moteurs asynchrones in-situ a fait ressortir que la seule méthode qui peut répondre aux exigences de notre cahier des charges est celle de la détermination de la puissance mécanique en sortie du moteur à partir de la mesure du courant absorbé.

Dans la seconde partie de notre étude, nous avons présenté quatre méthodes permettant la détermination non-invasive du couple électromagnétique développé par les machines asynchrones directement alimentées par le réseau.

La première méthode « *ProtoI* » a été extraite des travaux de F. Zidat auxquels nous avons ajouté une amélioration permettant d'augmenter la précision pour les fonctionnements proches de la marche à vide. Cette méthode, basée sur la mesure du courant uniquement, permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative inférieure à 10% à partir de la mi-charge. L'avantage de « *ProtoI* » est qu'elle ne nécessite pas de phase de calibration, ce qui en fait une méthode directement applicable.

La seconde méthode, « *ProtoIF* », est également extraite des travaux de F. Zidat. Elle permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative ne dépassant pas 8% sur toute la plage de fonctionnement de la machine à partir de la mesure du courant et de la composante tangentielle du flux magnétique de dispersion. Cependant, et en contrepartie de l'amélioration de la précision par rapport à « *ProtoI* », l'inconvénient majeur de ce protocole est qu'il nécessite une phase de calibration en amont.

Après avoir constaté sur le site industriel que la mesure du courant n'est pas toujours possible de manière non-invasive, nos travaux se sont orientés vers le développement d'une technique permettant la détermination non-invasive du courant absorbé. Dans cette optique, nous avons proposé une méthode qui permet d'avoir une image très fine du courant avec une erreur relative ne dépassant pas 4.5% et ce, uniquement à partir de la mesure de la composante axiale du flux de dispersion. La combinaison de cette technique d'estimation du courant avec « *ProtoIF* » nous a permis de proposer une troisième méthode d'estimation du couple électromagnétique basée uniquement sur la mesure du flux magnétique de dispersion. Cette méthode, appelée « *ProtoFF* », permet la détermination du couple électromagnétique avec une erreur relative inférieure à 10% dans la première moitié de la plage de variation du courant statorique et inférieure à 4% à partir de la mi-charge. L'originalité de cette étude, qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet, réside dans les techniques de calibration qui exploitent les évolutions caractéristiques des amplitudes et des phases des deux composantes tangentielle et axiale du flux de dispersion.

Par la suite, et dans l'optique de faciliter la procédure de calibration, particulièrement dans le cas des moteurs surdimensionnés pour lesquels il n'est pas possible d'atteindre le fonctionnement nominal, une

quatrième méthode, appelée « *ProtoCF* », a été développée. Cette dernière méthode est basée sur l'estimation du courant statorique à partir du flux de dispersion qui, associée avec le schéma monophasé équivalent dont les impédances sont reconstituées à partir des données constructeurs, permet d'estimer le couple électromagnétique avec une erreur relative ne dépassant pas 8%, sauf pour les fonctionnements proches de la marche à vide de la machine. Cette technique, en plus de n'être basée que sur la mesure de la composante axiale du flux de dispersion, ne nécessite pour la phase de calibration que le passage de la machine par deux points de fonctionnement proches de la marche à vide.

Après avoir observé que les systèmes de tensions alimentant les moteurs électriques sur le site industriel ne sont pas parfaits, la troisième partie de notre étude a été dévolue à l'étude de l'applicabilité des méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » ainsi que de la technique d'estimation du courant dans le cas d'une alimentation par un système de tensions variables dans le temps.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'influence des petites variations de la tension d'alimentation sur le flux de dispersion. Cette étude a fait ressortir que, malgré l'impact significatif des variations de la tension sur le flux de dispersion rayonné à l'extérieur de la machine, la méthode proposée permet de déterminer le courant avec une erreur relative inférieure à 12% pour des tensions variant de 220V à 232.5V. De plus, les méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » permettent l'estimation du couple électromagnétique avec une précision qui répond à notre cahier des charge pour des tensions variant entre 215V et 232.5V dans le cas d'une variation permanente de la tension d'alimentation, et entre 220V et 230V dans le cas d'une variation de tension survenue dans le temps.

Dans un deuxième temps, il a été montré expérimentalement que les déséquilibres du système de tensions impactent le flux de dispersion. Néanmoins, les méthodes proposées permettent d'estimer le courant à 10% et le couple à 10% et 15% respectivement avec « *ProtoIF* » et avec « *ProtoFF* ».

Dans un troisième temps, et même si cela sort du cadre de notre étude, la caractérisation du flux de dispersion dans le cas d'une alimentation à fréquence variable a fait ressortir que les amplitudes et les phases des composantes tangentielle et axiale du flux de dispersion sont fortement tributaires de la fréquence. Cependant, et ce point mérite d'être approfondi, il a été constaté que la composante axiale évolue linéairement avec le courant statorique, quelle que soit la fréquence de la tension d'alimentation. Par conséquent, la méthode développée permet d'estimer le courant statorique à partir de la seule mesure de la composante axiale du flux de dispersion, à condition que la phase de calibration soit réalisée à la bonne fréquence. Par ailleurs, les erreurs relatives commises sur l'estimation du couple électromagnétique en variation de fréquence par les méthodes « *ProtoIF* » et « *ProtoFF* » ne permettent pas de répondre à la précision fixée par notre cahier des charges.

La quatrième partie a été consacrée à l'application des méthodes développées sur le site industriel.

La première étape a porté sur le développement et la réalisation d'un réseau de capteurs sans fil permettant l'acquisition et le transfert des données de manière complètement non-invasive.

La seconde étape a été d'implémenter l'algorithme général qui, en se basant sur les données transmises par la cellule et en appliquant « *ProtoI* » et/ou « *ProtoIF* », permettent de reconstituer le cycle de fonctionnement de la machine instrumentée. De plus, et afin de faciliter la phase de calibration de « *ProtoIF* », il a été nécessaire de proposer une technique permettant de déterminer les grandeurs par linéarisation.

La troisième étape a consisté à équiper des motorisations par des cellules de diagnostic énergétique sur le site industriel. Une première cellule nous a permis de relever le cycle de fonctionnement d'une machine asynchrone de 315kW. L'étude de l'adéquation de ce moteur avec sa charge a fait ressortir que son remplacement par un moteur de même puissance et de classe énergétique IE4 permettrait de réaliser des gains énergétiques considérables. Après validation des gains calculés par des mesures de puissances sur un premier moteur, le projet de remplacement des 28 moteurs 315kW a été présenté à la direction. Une seconde cellule installée sur une machine asynchrone de 75kW a fait ressortir que le moteur instrumenté est largement surdimensionné par rapport à la charge qu'il entraîne.

Enfin, la quatrième étape de cette partie a porté sur l'étude de l'impact du rebobinage sur les performances énergétiques des machines asynchrones dans le but d'affiner la règle dite « des 40% ». Nous avons montré que la décision de réparer un moteur électrique est bien plus complexe qu'un simple calcul financier par rapport au coût d'un moteur neuf et doit prendre en compte plusieurs facteurs. De plus, l'étude expérimentale menée sur deux machines 11kW – 4 pôles de classe énergétique IE3 a fait ressortir les mêmes conclusions que celles trouvées dans la littérature pour des machines d'anciennes générations, à savoir qu'il n'est pas possible de prédire l'évolution des performances énergétiques d'une machine asynchrone suite à son rebobinage. Cependant, le fait de suivre les recommandations préconisées par l'EASA permet, dans le cas où les pertes globales dans la machine après le rebobinage ne sont pas diminuées, d'en limiter l'augmentation.

En termes de perspectives à ce travail, quatre pistes se dégagent :

- Primo, « *ProtoFF* » et « *ProtoCF* » pourraient être appliqués sur site industriel. Dans le cadre de cette étude, les essais en conditions industrielles ont été bornés aux protocoles « *ProtoI* » et « *ProtoIF* ». Les résultats très encourageants obtenus en laboratoire pour les méthodes totalement non-invasives ouvrent la porte à une application industrielle.
- Secundo, la définition des performances de machines asynchrones alimentées par variateur de vitesse reste à parfaire. Les premières investigations sont encourageantes et méritent d'être approfondies. On pourrait s'étonner de s'attacher à déterminer les performances pour des associations convertisseurs-machines. En fait, la demande est réelle car les systèmes informatiques des variateurs sont souvent « fermés » et ils ne permettent pas toujours d'effectuer le suivi énergétique.
- Tertio, les machines synchrones sont également concernées. À titre d'exemple, la cellule peut s'avérer être utile pour le comptage de la production des génératrices synchrones, connectées sur le réseau 50Hz, des « petites » unités hydrauliques. Les moteurs synchrones alimentés par variateurs pourraient aussi être concernés. À rotor bobiné ou à aimants, la triple problématique de la compréhension de la distribution du champ de dispersion, de l'impact du rotor et de la calibration se répète pour ces machines.
- Quarto, l'autonomisation de la cellule est à parfaire avec l'utilisation de batteries plus performantes ou, mieux, avec des techniques de « harvesting » originales comme celles exploitant la captation du flux de dispersion pour la recharge de petites super-capacités [123].

Annexes

Annexe A.1

Méthode 2-1-1B de la CEI 60034-2-1 - Somme des pertes avec détermination des pertes supplémentaires en charge selon la méthode des pertes résiduelles

Dans cette méthode d'essai, la puissance mécanique $P_{méca}$ est calculée par soustraction des pertes séparées totales $p_{sép}$ de la puissance électrique $P_{élec}$. Le rendement se calcule alors avec l'équation (A.1).

$$\eta = \frac{P_{élec} - p_{sép}}{P_{élec}} 100 \quad (\text{A.1})$$

La procédure d'essai pour la détermination des différentes pertes et du rendement selon la méthode 2-1-1B est la suivante :

- a) Essai à la charge assignée :** Cet essai consiste à faire fonctionner le moteur sous sa charge assignée jusqu'à l'obtention de l'équilibre thermique. Les grandeurs nominale à mesurer lors de cet essai sont : la puissance électrique absorbée par le moteur $P_{élec,n}$, le couple utile sur l'arbre $\Gamma_{u,n}$, le courant absorbé par phase $I_{s,n}$, la tension $U_{s,n}$, la vitesse de rotation Ω_n , la fréquence d'alimentation f dont la variation entre tous les points de mesure doit être inférieure à 0.1%, la température θ_a et la résistance R_a d'enroulement du stator à la température ambiante ainsi que la température θ_n et la résistance R_n d'enroulement du stator à la charge assignée. Cet essai permettra de calculer les pertes joules dans l'enroulement du stator p_{js} , dans l'enroulement du rotor p_{jr} ainsi que la puissance d'entrée, corrigées pour une température du fluide de refroidissement de référence de 25 °C.
- b) Essai de la courbe de charge :** Cet essai doit être effectué avec le moteur à la température nominale de fonctionnement, et donc de préférence immédiatement après l'essai à la charge assignée. L'essai consiste à mesurer $P_{élec}$, U_s , I_s , Γ_u , Ω et f pour les six niveaux de charge correspondants à 125 %, 115 %, 100 %, 75 %, 50 % et 25 % de la charge assignée.
- c) Essai à vide :** Cet essai doit être effectué avec le moteur à la température nominale de fonctionnement, et donc de préférence immédiatement après l'essai de la courbe de charge. Les essais sont réalisés sur une machine non accouplée aux huit valeurs de tension suivantes, de sorte que les valeurs d'environ 110 %, 100 %, 95 % et 90 % de la tension assignée soient utilisées pour la détermination des pertes dans le fer et que, les valeurs d'environ 60 %, 50 %, 40 % et 30 % de la tension assignée soient utilisées pour la détermination des pertes par ventilation et par frottement. Enregistrer $P_{élec}$, U_s et I_s pour chacune des valeurs de tension et déterminer la valeur de la résistance à vide d'enroulement statorique R_0 immédiatement avant et après l'essai à vide.

d) Détermination des différentes pertes : à partir des essais cités ci-dessous se fait de la manière suivante :

i. Détermination des pertes dans le cuivre de l'enroulement du stator et du rotor et de la puissance d'entrée corrigée en température :

Dans tout ce qui suit, l'indice X_i indique la valeur de la grandeur X au point de fonctionnement X_i de la machine. Les pertes dans l'enroulement du stator sont calculées pour chacun des points de charge en utilisant l'équation (A.2).

$$P_{js,i} = \frac{3}{2} R_i I_{s,i}^2 \quad (\text{A.2})$$

Ainsi, les pertes dans l'enroulement statorique corrigée pour une température du fluide de refroidissement de référence de 25 °C sont alors obtenues par l'équation (A.3), où k_θ est un facteur de correction en température calculé selon le point 5.7.3 de la norme.

$$P_{js,i,\theta} = k_\theta P_{js,i} \quad (\text{A.3})$$

Les pertes dans l'enroulement du rotor sont calculées pour chacun des points de charge en utilisant l'équation (A.4), où g_i est le glissement au point de fonctionnement i qui se calcule par l'équation $g_i = \frac{\Omega_s - \Omega_i}{\Omega_s}$, (Ω_s : vitesse de rotation synchrone). La procédure de détermination des pertes fer $P_{fer,i}$ est donnée au point (b).

$$P_{jr,i} = (P_{elec,i} - P_{js,i} - P_{fer,i}) g_i \quad (\text{A.4})$$

Par conséquent, les pertes dans l'enroulement du rotor corrigées pour une température du fluide de refroidissement de référence de 25 °C sont données à l'équation (A.5), où $g_{i,\theta} = k_\theta g_i$ est le glissement corrigé à la température de référence.

$$P_{jr,i,\theta} = (P_{elec,i} - P_{js,i,\theta} - P_{fer,i}) g_{i,\theta} \quad (\text{A.5})$$

Finalement, la puissance d'entrée corrigée en température est donnée par l'équation (A.6).

$$P_{elec,i,\theta} = P_{elec,i} - (P_{js,i} - P_{js,i,\theta} + P_{jr,i} - P_{jr,i,\theta}) g_{i,\theta} \quad (\text{A.6})$$

ii. Détermination des pertes constantes :

La valeur des pertes constantes, qui sont la somme des pertes dans le fer P_{fer} , des pertes par ventilation et par friction (frottement) P_{vf} , s'obtient par la soustraction des pertes dans l'enroulement du stator à vide $P_{js,0}$ de la puissance d'entrée à vide $P_{elec,0}$ comme donné à l'équation (A.7), où $P_{js,0} = 3R_0 I_{s,0}^2$.

$$P_c = P_{elec,0} - P_{js,0} = P_{fer} + P_{vf} \quad (\text{A.7})$$

Ainsi, les pertes par ventilation et par friction à une vitesse approximativement synchrone $p_{vf,0}$ sont déterminées graphiquement en traçant l'évolution des pertes constantes p_c en fonction du carré de la tension à vide $U_{s,0}^2$ pour les quatre points ou plus de fonctionnement à vide compris entre 60 % et 30 % de la tension assignée. L'intersection à la tension nulle de l'extrapolation linéaire de la courbe $p_c = f(U_{s,0}^2)$ est considérée comme correspondant aux pertes par ventilation et par friction à une vitesse approximativement synchrone. Cette valeur est corrigée pour chaque niveau de charge du moteur, correspondant à un glissement g_i , par l'équation (A.8).

$$p_{vf} = p_{vf,0} \cdot (1 - g_i)^{2,5} \quad (\text{A.8})$$

Pour la détermination des pertes dans le fer, la procédure consiste à tracer la courbe de $p_{fer} = p_c - p_{vf}$ en fonction de la tension à vide, pour quatre valeurs ou plus de $U_{s,0}$ comprises entre 90 % et 100 % de la tension assignée, et d'interpoler à la tension interne U_{int} , qui tient compte de la chute de tension résistive dans l'enroulement du stator au fonctionnement à la puissance assignée, la valeur des pertes dans le fer à pleine charge à partir de la courbe $p_{fer} = f(U_{s,0})$. La tension interne à la pleine charge est calculée par l'équation (A.9). Cette tension ne prend en compte que la chute de tension due à la résistance de l'enroulement du stator en raison de la faible valeur de l'inductance de fuite du stator. La norme préconise de ne tenir compte de la chute de tension résistive que pour les mesures en charge du fait du faible facteur de puissance à vide.

$$U_{int} = \sqrt{\left(U_{s,n} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot R_n \cdot I_{s,n} \cdot \cos \varphi_n \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot R_n \cdot I_{s,n} \cdot \sin \varphi_n \right)^2} \quad (\text{A.9})$$

Avec $\cos \varphi_n = \frac{P_{elec,n}}{\sqrt{3} \cdot U_{s,n} \cdot I_{s,n}}$ et $\sin \varphi_n = \sqrt{1 - (\cos \varphi_n)^2}$.

iii. Détermination des pertes supplémentaires en charge p_{LL} par la méthode des pertes résiduelles p_{Lr} :

Les pertes résiduelles p_{Lr} sont calculées pour chaque niveau de charge en soustrayant de la puissance électrique d'entrée P_{elec} : la puissance de sortie mécanique $P_{méca}$, les pertes Joule dans l'enroulement du stator non corrigées p_{js} , les pertes Joule dans l'enroulement du rotor non corrigées p_{jr} , les pertes dans le fer p_{fer} et les pertes par ventilation et par friction p_{vf} comme donnée à l'équation (A.10), où $P_{méca} = \Gamma_u \cdot \Omega$.

$$p_{Lr} = P_{elec} - P_{méca} - p_{js} - p_{jr} - p_{fer} - p_{vf} \quad (\text{A.10})$$

Par la suite, il convient de tracer les pertes résiduelles en fonction du carré du couple utile aux différents points de charge et de lisser, en utilisant une analyse de régression linéaire, la courbe obtenue conformément à l'équation (A.11), où A et B sont des constantes déterminées à partir des six points mesurés lors de l'essai de la courbe de charge (Essai b.) à l'aide du système d'équations (A.12) pour un nombre i de points de charge considérés.

$$p_{Lr} = A \cdot \Gamma_u^2 + B \quad (\text{A.11})$$

$$\begin{cases} A = \frac{i \cdot \sum (p_{Lr} \cdot \Gamma_u^2) - \sum p_{Lr} \cdot \sum \Gamma_u^2}{i \cdot \sum (\Gamma_u^2)^2 - (\sum \Gamma_u^2)^2}; \\ B = \frac{\sum p_{Lr}}{i} - A \cdot \frac{\sum \Gamma_u^2}{i} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Lorsque la constante de pente A est déterminée, les valeurs des pertes supplémentaires en charge p_{LL} pour chaque point de mesure de l'essai de la courbe de charge doivent être calculées par l'équation (A.13), comme illustré sur la Figure A.1.

$$p_{LL} = A \cdot \Gamma_u^2 \quad (\text{A.13})$$

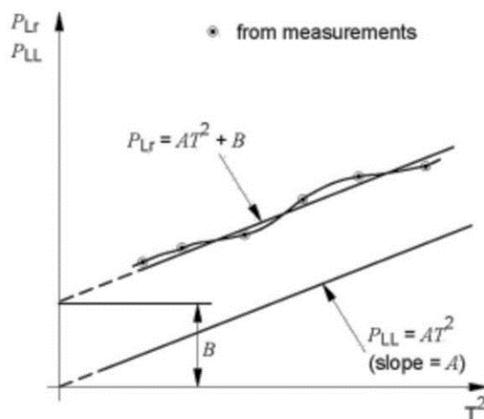


Figure A.1 : Lissage des valeurs des pertes résiduelles p_{Lr} et détermination des pertes supplémentaires en charge p_{LL}

Il convient que la valeur de la constante B soit au moins inférieure à la moitié de la valeur des pertes supplémentaires en charges $p_{LL,n}$ calculée pour le couple assigné $\Gamma_{u,n}$. Dans le cas contraire, il convient de refaire les mesures. Par ailleurs, lorsque le coefficient de corrélation γ , calculé par l'équation (A.14), est inférieur à 0.95, il faut supprimer le point le plus défavorable et de répéter la régression. Si dans ce cas γ est supérieur ou égal à 0.95, alors utiliser la deuxième régression sinon, l'essai n'est pas satisfaisant et il convient de le répéter.

$$\gamma = \frac{i \times \sum (p_{Lr} \times \Gamma_u^2) - (\sum p_{Lr}) \times (\sum \Gamma_u^2)}{\sqrt{\left(i \times \sum (\Gamma_u^2)^2 - (\sum \Gamma_u^2)^2 \right) \times \left(i \times \sum p_{Lr}^2 - (\sum p_{Lr})^2 \right)}} \quad (\text{A.14})$$

- e) **Détermination du rendement** : une fois les valeurs des différentes pertes déterminées, le rendement du moteur en essai est calculé à partir de l'équation (A.1) en utilisant la valeur de la puissance électrique d'entrée $P_{elec,\theta}$ de température corrigée à partir de l'essai à la charge assignée, ou les pertes séparées totale $p_{sép}$ sont données à l'équation (A.15).

$$p_{sép} = P_{js,\theta} + P_{jr,\theta} + P_{fer} + P_{vf} + p_{LL} \quad (\text{A.15})$$

Annexe A.2

Méthode 2-1-1C de la CEI 60034-2-1 - Somme des pertes avec détermination des pertes supplémentaires en charge à partir d'une tolérance assignée

Cette méthode d'essai détermine le rendement par la somme des pertes séparées totale $p_{sép}$ (équation (A.1)), de manière similaire à celle utilisée dans la méthode 2-1-1B. Etant donné que, pour les machines aux caractéristiques assignées supérieures à 2 MW, il est en général impossible de réaliser les essais à pleine charge requis par la méthode 2-1-1B, cette méthode est basée sur un essai en charge à tension réduite et sur une valeur assignée pour les pertes supplémentaires en charge.

La procédure d'essai pour la détermination des différentes pertes et du rendement selon la méthode 2-1-1C est la suivante :

- a) **Essai en charge à tension réduite** : L'essai en charge à tension réduite constitue une méthode adaptée pour les machines de fortes puissances assignées lorsque ces dernières ne peuvent pas être soumises aux essais à pleines charges. Dans cette méthode, on estime, qu'à tension réduite et vitesse de rotation constante, les courants absorbés par la machine $I_{s,réd}$ varient comme la tension et la puissance électrique absorbée $P_{élec,réd}$ varie comme le carré de la tension. Cette méthode nécessite trois essais :
- ✓ un essai à la tension réduite $U_{s,réd}$ en utilisant la charge qui permet d'avoir la vitesse de rotation assignée de la machine : mesurer $U_{s,réd}$, $I_{s,réd}$ et $P_{élec,réd}$
 - ✓ un essai à vide à la même tension réduite : mesurer $U_{s,réd}$, $I_{s,réd,0}$, $P_{élec,réd,0}$ et $\cos(\phi_{réd,0})$
 - ✓ un essai à vide à la tension et à la fréquence assignées : mesurer $U_{s,n}$, $I_{s,0}$ et $\cos(\phi_0)$

Le courant absorbé $I_{s,n}$ ainsi que la puissance électrique d'entrée $P_{élec,n}$ à la tension assignée $U_{s,n}$ sont déterminés à partir des résultats de ces trois essais, comme indiqué aux équations (A.16) et (A.17). Le schéma vectoriel pour l'obtention du vecteur courant absorbé à partir de l'essai à la tension réduite est illustré à la Figure A.2.

$$\underline{I}_{s,n} = \underline{I}_{s,réd} \frac{U_{s,n}}{U_{s,réd}} + \Delta \underline{I}_{s,0} \quad (\text{A.16})$$

$$\text{Avec : } \Delta \underline{I}_{s,0} = -j \left(\left| \underline{I}_{s,0} \right| \sin(\phi_0) - \left| \underline{I}_{s,réd,0} \right| \frac{U_{s,n}}{U_{s,réd}} \sin(\phi_{réd,0}) \right)$$

$$P_{elec,n} = P_{elec,réd} \left(\frac{U_{s,n}}{U_{s,réd}} \right)^2 \quad (\text{A.17})$$

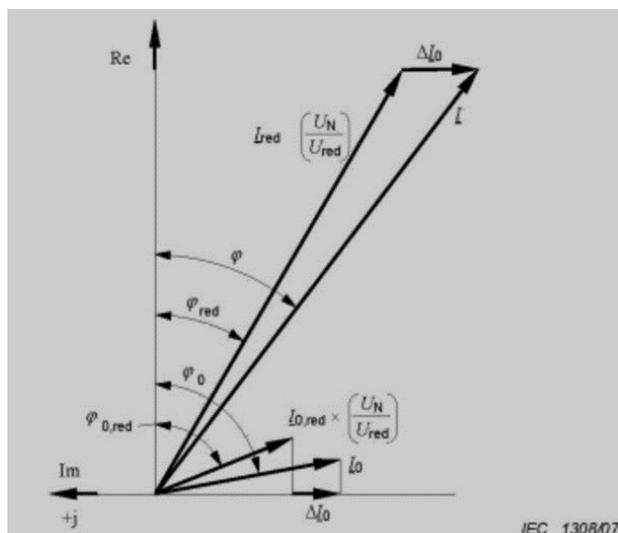


Figure A.2 : Schéma vectoriel pour la détermination du vecteur courant à partir de l'essai à la tension réduite

À partir des valeurs de $I_{s,n}$ et de $P_{elec,n}$ ainsi déterminées, et avec le glissement mesuré à la tension réduite, il est possible de calculer les pertes en charge dans les enroulements du stator et du rotor de la même manière que dans un essai en charge à tension assignée (voir la détermination des pertes Joule dans les enroulements du stator et du rotor par la méthode 2-1-1B).

- b) **Essai à vide** : L'essai à vide et la détermination des pertes constantes (pertes dans le fer et pertes par ventilation et par friction) sont similaires à ce qui a été présenté dans la Méthode 2-1-1B.
- c) **Détermination des pertes supplémentaires en charge par la méthode de la valeur assignée** : La valeur des pertes supplémentaires en charge p_{LL} à la charge assignée de la machine en essai est estimée comme étant un pourcentage de la puissance électrique d'entrée P_{elec} et est calculée à l'aide de la courbe de la Figure A.3.

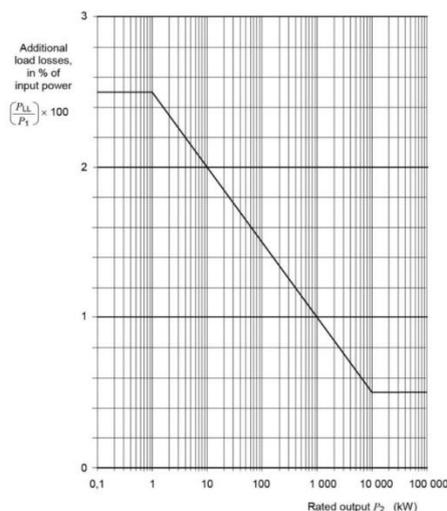


Figure A.3 : Tolérances assignées pour les pertes supplémentaires en charge p_{LL}

Il est également possible de décrire les valeurs de la courbe à l'aide du système d'équations (A.18).

$$\left\{ \begin{array}{ll} p_{LL} = P_{elec} \times 0,025, & \text{pour } P_{méca} \leq 1\text{kW}; \\ p_{LL} = P_{elec} \times 0,025 - 0,005 \log_{10} \frac{P_{méca}}{1\text{kW}}, & \text{pour } 1\text{kW} < P_{méca} < 10\ 000\text{kW}; \\ p_{LL} = P_{elec} \times 0,005, & \text{pour } P_{méca} \geq 10\ 000\text{kW} \end{array} \right. \quad (\text{A.18})$$

Pour des valeurs de la charge autres que la charge assignée de la machine en essai, il est supposé que les pertes supplémentaires en charge varient comme le carré du courant primaire I_s moins le carré du courant à vide $I_{s,0}$.

- d) Détermination du rendement :** la somme des pertes séparées totales ainsi que le rendement sont déterminés de manière similaire que pour la Méthode 2-1-1B à l'aide de l'équation (A.15) et de l'équation (A.1) respectivement.

Annexe B

Déduction du schéma monophasé équivalent d'une machine asynchrone à partir des données catalogues constructeurs

➤ *Détermination de la résistance statorique r^s :*

Le bilan de puissance globale permet d'écrire l'équation (B.1), où P_{rot} est la somme des pertes fer, des pertes mécaniques et des pertes supplémentaires en charge. P_{rot} peut être considéré comme constant car, même si la diminution de la vitesse de rotation engendre une diminution des pertes mécaniques, l'augmentation du niveau de charge qui a causé cette diminution de vitesse va engendrer une augmentation des pertes fer et des pertes supplémentaires en charge dans la même proportion [124].

$$3r^s I^2 + P_{rot} = \frac{P_u}{\eta} - \frac{P_u}{1-g} \quad (\text{B.1})$$

La valeur de I^s pour chacun des trois points de fonctionnement est obtenue à partir de la puissance apparente qui est déduite de la puissance utile, du rendement et du facteur de puissance. Le glissement g pour n'importe quel point de fonctionnement entre la marche à vide et le régime nominal est donné par l'équation (B.2).

$$g = \frac{I}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 4g_n (1 - g_n) \frac{P_u}{P_{u,n}}} \right] \quad (\text{B.2})$$

Ainsi, il est possible d'écrire l'équation (B.1) pour les trois points de fonctionnement connus, à savoir : à la charge nominale, au trois-quarts de la charge nominale et à la mi-charge. La valeur de r^s est égale à la pente obtenue à partir de la méthode des moindres carrés par linéarisation de la courbe de variation de $\frac{P_u}{\eta} - \frac{P_u}{1-g}$ en fonction de $3I^2$.

➤ *Détermination de la résistance rotorique $r^{r'}$ et de la résistance rotorique au démarrage $r_d^{r'}$:*

L'auteur suppose, comme écrit à l'équation (B.3), que la puissance dissipée dans $r^{r'}$ suite à la circulation de $I^{r'}$ est inférieure, d'une valeur constante K , à celle dissipée suite à la circulation de I^s .

$$3r^{r'} I^2 + K = P_u \frac{g}{1-g} \quad (\text{B.3})$$

Comme pour la détermination de r^s , l'écriture de l'équation (B.3) pour les trois points de fonctionnements connus permet le calcul de $r^{r'}$ qui est égale à la pente de la variation de $P_u \frac{g}{I-g}$ en fonction de $3I^{s^2}$. De plus, la valeur de $r_d^{r'}$ est obtenue par l'équation (B.4), où N_s est la vitesse du synchronisme.

$$r_d^{r'} = \frac{P_{u,n} \frac{\Gamma_d}{\Gamma_{u,n}} N_s}{3I_d^2 N_n} \quad (\text{B.4})$$

Enfin, il est nécessaire de calculer le facteur de variation de la résistance rotorique k_r , donné par l'équation (B.5).

$$k_r = \frac{\ln\left(\frac{r_d^{r'}}{r^{r'}}\right)}{\sqrt{I-g_n}} \quad (\text{B.5})$$

Finalement, la valeur de $r^{r'}$, pour un point de fonctionnement correspondant à un glissement g , est obtenue par l'équation (B.6).

$$r^{r'} = r_d^{r'} \exp\left[k_r \sqrt{I-g}\right] \quad (\text{B.6})$$

➤ *Détermination des réactances x^s et $x^{r'}$ et de la réactance rotorique au démarrage $x_d^{r'}$:*

Il faut, dans un premier temps, déterminer la valeur de $x_d^{r'}$ par l'équation (B.7), où $r_{max}^{r'}$ est la valeur de la résistance rotorique au couple maximal et $x_{max}^{r'} = \frac{r_{max}^{r'}}{g_{max}}$ avec $g_{max} = g_n \left(C_d + \sqrt{C_d^2 - I}\right)$.

$$x_d^{r'} = \sqrt{2r_{max}^{r'} x_{max}^{r'} \frac{\Gamma_{max}}{\Gamma_d} - r_d^{r'^2}} \quad (\text{B.7})$$

Le facteur de variation de la réactance de fuite rotorique k_x ainsi que $x^{r'}$ sont donnés respectivement par les équations (B.8) et (B.9).

$$k_x = \frac{\ln\left(\frac{x_d^{r'}}{x_{max}^{r'}}\right)}{\sqrt{I-g_{max}}} \quad (\text{B.8})$$

$$x^{r'} = x_d^{r'} \exp\left[k_x \sqrt{I-g_n}\right] \quad (\text{B.9})$$

La réactance de fuite statorique x^s est donnée par l'équation (B.10).

$$x^s = \sqrt{\left(\frac{V^s}{I_d}\right)^2 - (r^s + r_d^{r'})^2} - \frac{x_d^{r'}}{\sqrt{I + \left(\frac{g_n}{g_{max}}\right)^2}} \quad (\text{B.10})$$

➤ *Détermination de la branche magnétisante :*

Nous supposons que R_μ englobe P_{rot} . Par conséquent, la valeur de R_μ est calculée à partir de l'équation (B.11), où P_{rot} est calculée pour le point de fonctionnement nominal à partir de l'équation (C.1) et $E_n^s = V_n^s - \sqrt{r^{s^2} + x^{s^2}} I_n^s$.

$$R_\mu = \frac{3E_n^{s^2}}{P_{rot}} \quad (\text{B.11})$$

Par ailleurs, il est considéré que le courant à vide I_0^s représente la partie réactive $I_{0_r}^s$ de I_n^s donnée par l'équation (B.12), où $I_{0_a}^s = E_n^s / R_\mu$. Enfin, la réactance magnétisante est donnée par l'équation (B.13).

$$I_{0_r}^s = \sqrt{I_n^{s^2} \sin^2[\text{acos}(FP_n)] - I_{0_a}^{s^2}} \quad (\text{B.12})$$

$$X_\mu = \frac{E_n^s}{I_{0_r}^s} \quad (\text{B.13})$$

Annexe C

Cycles de fonctionnements types d'une machine tournante

La plupart des cas rencontrés dans la pratique peuvent être ramenés à l'un des types de service définis par la norme CEI 60034-1 :

- **Service continu – Service type S1** : Fonctionnement à charge constante sur une durée suffisante qui permet d'atteindre l'équilibre thermique.
- **Service temporaire – Service type S2** : Fonctionnement à charge constante pendant une durée déterminée, moindre que celle nécessaire pour atteindre l'équilibre thermique. Cette phase est suivie d'une durée de repos suffisante pour que les températures de la machine et du fluide de refroidissement soit égales.
- **Service Intermittent périodique – Service type S3** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services identiques, comprenant chacun une durée de marche à charge constante et une durée de repos. Dans ce service, le cycle de fonctionnement est tel que le courant de démarrage n'affecte pas l'échauffement de façon significative.
- **Service intermittent périodique à démarrage – Service type S4** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services identiques, comprenant une période appréciable de démarrage, une durée de marche à charge constante et une durée de repos.
- **Service intermittent périodique à freinage électrique – Service type S5** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services périodiques, comprenant chacun une période de démarrage, une durée de fonctionnement à charge constante, une période de freinage électrique rapide et une durée de repos.
- **Service ininterrompu périodique à charge intermittente – Service type S6** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services identiques, comprenant chacun une durée de fonctionnement à charge constante et une durée de fonctionnement à vide. Ce service type ne contient pas de période de repos.
- **Service ininterrompu périodique à freinage électrique – Service type S7** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services identiques, comprenant chacun une période de démarrage, une durée de fonctionnement à charge constante et une période de freinage électrique. Ce service type ne contient pas de période de repos.
- **Service ininterrompu périodique à changements liés de charge et de vitesse – Service type S8** : Ce mode de fonctionnement consiste en une suite de cycles de services identiques, comprenant chacun une durée de fonctionnement à charge constante correspondant à une vitesse de rotation prédéterminée, suivie d'une ou plusieurs périodes de fonctionnement à d'autres charges constantes correspondants à différentes vitesses de rotation. Ce service type ne contient pas de période de repos.
- **Service à variations non périodiques de charge et de vitesse – Service type S9** : Ce mode de fonctionnement est caractérisé par des variations de charge et de vitesse non périodiques, comprise dans la plage de fonctionnement admissible. Ce service inclut fréquemment des surcharges appliquées, qui peuvent être largement supérieures à la pleine charge.
- **Service à régimes constants distincts – Service type S10** : Ce mode de fonctionnement consiste en un service comprenant au plus quatre valeurs distinctes de charges (ou de charges équivalentes). Chaque valeur

de la charge est appliquée pendant une durée suffisante pour que l'équilibre thermique de la machine soit atteint. La charge minimale pendant un cycle de charge peut être nulle (marche à vide ou temps de repos).

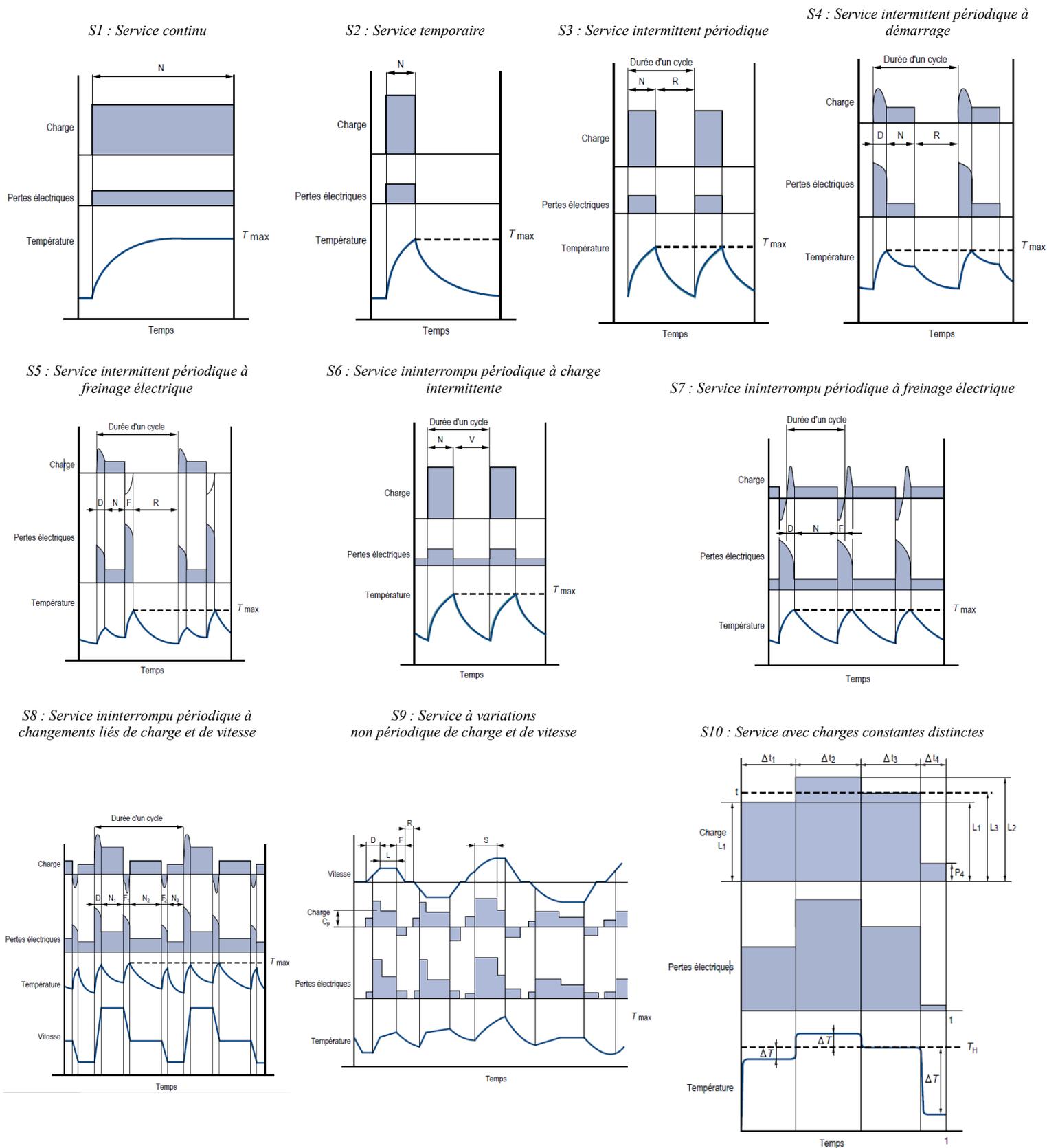


Figure C.1 : Services de fonctionnement types d'un moteur asynchrone : S1 à S10

Bibliographie

- [1] C. Oersted, “The rise of the electric motor,” *World Pumps*, vol. 2016, no. 4, pp. 28–30, Apr. 2016.
- [2] P. Waide and C. U. Brunner, *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*. International Energy Agency, 2011.
- [3] H. Falkner and S. Holt, “Walking The Torque - Proposed Work Plan for Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems,” no. 2011/08, 2011.
- [4] RTE, “Bilan prévisionnel de l’équilibre offre-demande d’électricité en France,” 2015.
- [5] A. T. de Almeida, H. Falkner, J. Fong, and K. Jugdoyal, “EuP Lot 30 : Electric Motors and Drives - Task2: Economic and Market Analysis,” *Final Rep. Eur. Comm.*, no. Avril, pp. 1–18, 2014.
- [6] A. T. de Almeida, H. Falkner, and J. Fong, “EuP Lot 30 : Electric Motors and Drives - Task 5: Definition of Base Case,” *Final Rep. Eur. Comm.*, 2014.
- [7] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, J. Fong, and P. Fonseca, “EuP Lot 11 Motors,” *Final Rep. Eur. Comm.*, 2008.
- [8] “Directive 2012/27/UE du parlement européen relative à l’efficacité énergétique,” *J. Off. l’Union Eur.*, pp. 1–56, 2012.
- [9] “Décision n° 406/2009/CE du parlement européen relative à l’effort à fournir par les États membres pour réduire leurs émissions de gaz à effet de serre afin de respecter les engagements de la Communauté en matière de réduction de ces émissions jusqu’en 202,” *J. Off. l’Union Eur.*, 2009.
- [10] “Roadmap 2050 - Practical Guide to a Prosperous, Low-Carbon Europe,” *Comm. Eur.*, 2010.
- [11] *Certificats d’Economies d’Energie - Dispositif 2015/2017*. ADEME, 2015.
- [12] “Norme CEI 60034-30-1:2014 — Machines électriques tournantes, Partie 30-1 : Classes de rendement pour les moteurs à courant alternatif alimentés par le réseau (CODE IE),” 2014.
- [13] “Norme NEMA MG-1 Motors and Generators,” 2011.
- [14] K. Kulterer, R. Werle, P. Lackner, C. Brunner, and M. Ellis, *Policy Guidelines for Electric Motor Systems - Part 2: Toolkit for Policy Makers*. IEA 4E Electric Motor Systems Annex, 2014.
- [15] “Directive 2009/125/CE du Parlement Européen et du Conseil du 21 octobre 2009 — établissant un cadre pour la fixation d’exigences en matière d’écoconception applicables aux produits liés à l’énergie,” *J. Off. l’Union Eur.*, 2009.
- [16] “Directive 2005/32/CE du Parlement Européen et du Conseil du 6 juillet 2005 — établissant un cadre pour la fixation d’exigences en matière d’écoconception applicables aux produits consommateurs d’énergie et modifiant la directive 92/42/CEE du Conseil et le,” *J. Off. l’Union Eur.*, 2005.
- [17] “Règlement (CE) n° 640/2009 de la Commission du 22 juillet 2009 — portant application de la directive 2005/32/CE du Parlement européen et du Conseil concernant les exigences relatives à l’écoconception des moteurs électriques,” *J. Off. l’Union Eur.*, 2009.
- [18] “La directive UE en bref - Industrie - Siemens.” [Online]. Available: http://w5.siemens.com/belux/web/fr/industrie/industrie/entrainements_moteurs/moteursie/la_directive-ue/pages/la_directive_ue_en_bref.aspx. [Accessed: 06-Oct-2016].
- [19] “Fabricant plaques et lingots aluminium - Grossiste fonte aluminium - Dunkerque.” [Online]. Available: <http://www.aluminiumdunkerque.fr/fabricant-plaques-lingots-aluminium/>.

-
- [20] P. Mouak, "Le marché de l'aluminium : structuration et analyse du comportement des prix au comptant et à terme au London Metal Exchange," Thèse de doctorat de l'Université d'Orléans, 2010.
- [21] IEEE Power Engineering Society, *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. 2004.
- [22] M. van Werkhoven, R. Werle, and C. U. Brunner, *Policy Guidelines for Motor Driven Units — Part 1: Analysis of standards and regulations for pumps, fans and compressors*, 1st ed. Zurich: IEA 4E Electric Motor Systems Annex, 2016.
- [23] "Norme NF EN 60034-2-1:2014 - Machines électriques tournantes - Partie 2-1 : méthodes normalisées pour la détermination des pertes et du rendement à partir d'essais (à l'exclusion des machines pour véhicules de traction)," *Normes Françaises*, 2014.
- [24] "Norme CEI 60034-1:2017 - Machines électriques tournantes - Partie 1 : Caractéristiques assignées et caractéristiques de fonctionnement," *Comm. Electrotech. Int.*, 2017.
- [25] G. Bucci, F. Ciancetta, E. Fiorucci, and A. Ometto, "Uncertainty Issues in Direct and Indirect Efficiency Determination for Three-Phase Induction Motors: Remarks About the IEC 60034-2-1 Standard," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 65, no. 12, pp. 2701–2716, Dec. 2016.
- [26] J. S. Hsu, J. D. Kueck, M. Olszewski, D. a. Casada, P. J. Otaduy, and L. M. Tolbert, "Comparison of induction motor field efficiency evaluation methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 117–125, 1998.
- [27] B. Lu, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A survey of efficiency-estimation methods for in-service induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 924–933, 2006.
- [28] P. G. Cummings, W. D. Bowers, and W. J. Martiny, "Induction Motor Efficiency Test Methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 3, pp. 253–272, 1981.
- [29] W. Benning, "Method of determining the efficiency of asynchronous motors and apparatus for carrying out the method," Brevet US5659232 A, 1997.
- [30] J. D. Kueck, "Development of a Method for Estimating Motor Efficiency and Analyzing Motor Condition," in *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 1998. Conference Record of 1998 Annual*, 1998, pp. 67–72.
- [31] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J. W. Finch, "Stator current model reference adaptive systems speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 7, pp. 597–606, 2013.
- [32] R. P. Vieira, C. C. Gastaldini, R. Z. Azzolin, and H. A. Gründling, "Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4573–4582, 2014.
- [33] D. P. Marčetić, I. R. Krčmar, M. A. Gecić, and P. R. Matic, "Discrete rotor flux and speed estimators for high-speed shaft-sensorless im Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 3099–3108, 2014.
- [34] M. B. M. Barut, S. B. S. Bogosyan, and M. G. M. Gokasan, "Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 272–280, 2007.
- [35] A. V. Leite, R. E. Araujo, and D. Freitas, "Full and reduced order extended kalman filter for speed estimation in induction motor drives: a comparative study," *2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 3, pp. 2293–2299, 2004.
- [36] V. Dlamini, R. Naidoo, and M. Manyage, "A non-intrusive compensated slip method for motor efficiency estimation using vibration signature analysis," in *IEEE Africon '11*, 2011, pp. 1–6.
- [37] P. P. and C. Chat-uthai, "Induction Motor Speed Measurement Using Motor Current Signature Analysis Technique," *Electr. Mach. Syst. 2009. ICEMS 2009. Int. Conf.*, pp. 1–5, 2009.

-
- [38] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 66–73, 1996.
- [39] R. Blasco, "Speed measurement of inverter fed induction motors using the FFT and the rotor slot harmonics," in *Proceedings of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, pp. 470–475.
- [40] J. D. Kueck, M. Oldzewski, D. a. Casada, J. S. Hsu, P. J. Otuduy, and L. M. Tolbert, "Assessment of Methods for Estimating Motor Efficiency and Load Under Field Conditions," Oak Ridge National Laboratory Report, ORNL/ TM-13165, 1996.
- [41] A. Wallace, A. von Jouanne, E. Wiedenbug, J. Douglass, C. Wohlgemuth, and G. Wainwright, "A Laboratory Assessment of In-service Motor Efficiency Testing Methods," in *Electric Machines and Drives Conference Record. IEEE International*, 1997.
- [42] E. D. C. Bortoni, "Are my motors oversized?," *Energy Convers. Manag.*, vol. 50, no. 9, pp. 2282–2287, 2009.
- [43] P. L. Alger, *The nature of polyphase induction machines*. New York : Wiley; Chapman & Hall, 1951.
- [44] P. Pillay, V. Levin, P. Otaduy, and J. Kueck, "In-situ induction motor efficiency determination using the genetic algorithm," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 4, pp. 326–333, 1998.
- [45] J. R. Gómez, E. C. Quispe, M. A. De Armas, and P. R. Viego, "Estimation of induction motor efficiency in-situ under unbalanced voltages using genetic algorithms," *Proc. 2008 Int. Conf. Electr. Mach. IECM'08*, pp. 25–28, 2008.
- [46] C. S. Gajjar, J. M. Kinyua, M. a. Khan, and P. S. Barendse, "Analysis of a Nonintrusive Efficiency Estimation Technique for Induction Machines Compared to the IEEE 112B and IEC 34-2-1 Standards," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4541–4553, 2015.
- [47] J. S. Hsu and P. L. Sorenson, "Field Assessment of Induction Motor Efficiency through Air-Gap Torque," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 3, pp. 489–494, 1996.
- [48] A. Jacob, V. Jose, and D. Sebastian, "Energy Management by Online Efficiency Estimation and Condition Monitoring of Induction Motor," *Int. J. Adv. Res. Electr. Electron. Instrum. Eng.*, vol. 3, no. 5, pp. 286–294, 2014.
- [49] B. Lu, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap torque with considerations of condition monitoring," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1666–1674, 2008.
- [50] B. Lu, "Energy Usage Evaluation and Condition Monitoring for Electric Machines Using Wireless Sensor Networks," Ph.D Thesis of the Georgia Institute of Technology, 2006.
- [51] P. Zhang, B. Lu, and T. G. Habetler, "A remote and sensorless stator winding resistance estimation method for thermal protection of soft-starter-connected induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3611–3618, 2008.
- [52] S. Bin Lee and T. G. Habetler, "An online stator winding resistance estimation technique for temperature monitoring of line-connected induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 685–694, 2003.
- [53] B. Herndler, P. Barendse, and M. A. Khan, "Considerations for improving the non-intrusive efficiency estimation of induction machines using the air gap torque method," *2011 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2011*, no. 1, pp. 1516–1521, 2011.
- [54] K. Venkatesan and J. F. Lindsay, "Comparative Study of the Losses in Voltage and Current Source Inverter Fed Induction Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-18, no. 3, pp. 240–246, 1982.

-
- [55] F. Zidat, "Sur la conception d'une cellule de suivi des performances d'éco-efficacité énergétique des machines électriques tournantes à courants alternatifs," Thèse de doctorat de l'Université d'Artois, 2012.
- [56] L. Frosini, C. Harlisca, and L. Szabo, "Induction Machine Bearing Fault Detection by Means of Statistical Processing of the Stray Flux Measurement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1846–1854, Mar. 2015.
- [57] A. Bouzida, O. Touhami, and R. Ibtouen, "Rotor fault diagnosis using external search coils voltage analysis," *Proc. - 2014 Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2014*, pp. 1654–1658, 2014.
- [58] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2082–2093, 2012.
- [59] K. Bacha, H. Henao, M. Gossa, and G. a. Capolino, "Induction machine fault detection using stray flux EMF measurement and neural network-based decision," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 78, no. 7, pp. 1247–1255, 2008.
- [60] V. P. Bui, "Diagnostic des machines électriques par L'analyse du champ magnétique de fuite - Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide," Thèse de doctorat de l'INP Grenoble, 2007.
- [61] M. Cuevas, R. Romary, J-Ph. Lecointe, and T. Jacq, "Non-Invasive Detection of Rotor Short-Circuit Fault in Synchronous Machines by Analysis of Stray Magnetic Field and Frame Vibrations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 7, pp. 1–4, Jul. 2016.
- [62] V. Fedida, L. L. Rouve, O. Chadebec, L. Garbuio, S. Lemaitre, T. Tollance, and L. Weber, "Stray magnetic field analysis applied to the internal unbalances diagnosis of low power single phase induction motor," *Proc. - 2016 22nd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2016*, pp. 2352–2358, 2016.
- [63] L.-A. Schmerber, "Identification et caractérisation de sources électromagnétiques. Application à la discrétion des moteurs de propulsion navale," Thèse de doctorat de l'INP Grenoble, 2006.
- [64] J.-F. Brudny, J-Ph. Lecointe, F. Morganti, F. Zidat, and R. Romary, "Use of the External Magnetic Field for Induction Machine Leakage Inductance Distinction," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 6, pp. 2205–2208, Jun. 2010.
- [65] G. Seguier and F. Notelet, *Electrotechnique industrielle*, 3rd ed. Lavoisier, 2006.
- [66] S. V. Bowers and K. R. Piety, "Induction motor speed determination by flux spectral analysis," Brevet US5530343 A, 1996.
- [67] R. Dumbeck, "Means and method of sensing motor rotation speed from stray escaping flux," Brevet US4495448 A, 1985.
- [68] F. Zidat, J-Ph. Lecointe, F. Morganti, J.-F. Brudny, T. Jacq, and F. Streiff, "Conception of a wireless cell for the energy consumption diagnosis of AC rotating machines," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 3351–3355.
- [69] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Torsional vibration assessment using induction machine electromagnetic torque estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 209–219, 2010.
- [70] H. Kia, H. Henao, and G. a. Capolino, "Non-stationary condition torsional vibration monitoring using induction machine electromagnetic torque estimation," *Proc. 2008 Int. Conf. Electr. Mach. ICEM'08*, pp. 1–7, 2008.
- [71] F. Zidat, J-Ph. Lecointe, F. Morganti, J.-F. Brudny, T. Jacq, and F. Streiff, "Non Invasive Sensors for Monitoring the Efficiency of AC Electrical Rotating Machines," *Sensors*, vol. 10, no. 8, pp. 7874–7895, Aug. 2010.
- [72] K. Komez, E. Napieralska, D. Roger, and T. Futura, "Modeling of Interaction Between Electrical Devices," in *XII International Conference on System modelling and Control SMC'2007*, 2007.

-
- [73] V. Kokko, "Condition Monitoring of Squirrel-Cage Motors By Axial Magnetic Flux Measurements," Ph.D Thesis of the University of Oulu, 2003.
- [74] J-Ph Lecoïnte, F. Morganti, F. Zidat, J. F. Brudny, R. Romary, T. Jacq, and F. Streiff, "Effects of external yoke and clamping-plates on AC motor external field," *IET Sci. Meas. Technol.*, vol. 6, no. 5, p. 350, 2012.
- [75] S. A. Macintyre, "Magnetic Field Measurement," in *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, CRC Press LLC, IEEE Press, 1999.
- [76] *Model 343 Flux Coil—Product Data Sheet, Emerson Process Management, Knoxville, TN, USA*, 2004.
- [77] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd, and W. T. Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9, no. 4, pp. 652–658, 1994.
- [78] M. Dumitru Negrea, "Electromagnetic Flux Monitoring for Detecting Faults in Electrical Machines," Ph.D Thesis, Helsinki University of Technology, 2006.
- [79] R. Romary, D. Roger, and J.-F. Brudny, "Analytical computation of an AC machine external magnetic field," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 47, no. 3, p. 31102, Sep. 2009.
- [80] R. Romary, "Etude et exploitation des phénomènes générés par les harmoniques d'induction dans les machines électriques," HDR, Université d'Artois, 2007.
- [81] D. Thailly, "Etude du Champ de Dispersion des Machines à Courant Alternatif : Application au Diagnostic," Thèse de doctorat de l'Université d'Artois, 2007.
- [82] **M. O. Younsi, O. Ninet, J-Ph. Lecoïnte, F. Morganti, F. Zidat, and M. Buire, "Estimation non invasive du couple électromagnétique des machines AC," in *Symposium de Génie Electrique (SGE 2016)*, 2016, pp. 1–5.**
- [83] M. Bourkeb, "Capteur de courants innovant pour des systèmes polyphasés Application aux câbles multiconducteurs," Thèse de doctorat de l'Université de Lyon, 2014.
- [84] M. Bourkeb, "Capteur de courants innovant pour des systèmes polyphasés Application aux câbles multiconducteurs," in *JCGE 2014*, 2014.
- [85] **J-Ph. Lecoïnte, M. O. Younsi, O. Ninet, and F. Morganti, "Procédé de détermination de l'intensité et du couple électromagnétique," Brevet BR093503/EPU/LFA, Mars 2017.**
- [86] S. Ansuji, F. Shokooh, and R. Schinzingler, "Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 6, pp. 1035–1040, 1989.
- [87] M. H. Haque, "Determination of NEMA design induction motor parameters from manufacturer data," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 4, pp. 997–1004, 2008.
- [88] J. Pedra and F. Córcoles, "Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 310–317, 2004.
- [89] R. Natarajan and V. K. Misra, "Parameter estimation of induction motors using a spreadsheet program on a personal computer," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 16, no. 2, pp. 157–164, Mar. 1989.
- [90] C. A. C. Wengerkievicz, R. D. A. Elias, N. J. Batistela, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, S. C. Lima, P. A. Da Silva, and A. Y. Beltrame, "Estimation of three-phase induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer catalog data," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, no. 1, pp. 90–107, 2017.
- [91] J. M. C. Guimaraes, J. V. Bernardes, A. E. Hermeto, and E. da C. Bortoni, "Parameter Determination of Asynchronous Machines From Manufacturer Data Sheet," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 689–697, Sep. 2014.

- [92] Leroy-Somer, “LS 3-phase TEFV cage induction motors - Aluminium alloy frame - 0.09 to 200 kW,” 2008.
- [93] Leroy-Somer, “IMfinity® - Moteurs asynchrones triphasés - Haut rendement IE2, rendement Premium IE3 et super Premium IE4 - Vitesse variable et vitesse fixe - Puissance 0,09 à 1250 kW,” 2016.
- [94] “Norme NF EN 50160:2011 - Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution,” *Normes Françaises*, 2011.
- [95] **M. O. Younsi, O. Ninet, F. Morganti, J-Ph. Lecointe, F. Zidat, and M. Buire, “Influence of the supply voltage variations on the external magnetic field emitted by electrical machines,” in *XXIV Symposium - Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC 2016)*, pp. 19–20, 2016.**
- [96] **M. O. Younsi, O. Ninet, F. Morganti, J-Ph. Lecointe, F. Zidat, and M. Buire, “Impact of supply voltage variations on external magnetic field emitted by induction machines,” *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 36, no. 3, pp. 692–701, May 2017.**
- [97] F. Immovilli, C. Bianchini, M. Cocconcelli, A. Bellini, and R. Rubini, “Bearing Fault Model for Induction Motor With Externally Induced Vibration,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3408–3418, Aug. 2013.
- [98] D. Thailly, R. Romary, D. Roger, and J. Brudny, “Attenuation of magnetic field components through an AC machine stator,” *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 27, no. 4, pp. 744–753, 2008.
- [99] “IEC 60034-1:2017 Rotating electrical machines - Part 1: Rating and performance,” 2017.
- [100] Rockwell Automation, “Notions fondamentales d’utilisation des moteurs triphasés à courant alternatif Avant-propos,” 1996.
- [101] J. A. Gutierrez, E. H. Callaway, and R. L. Barrett, *Low-Rate Wireless Personal Area Networks: Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4*. New York: Wiley-IEEE Standards Association, 2007.
- [102] E. Callaway, P. Gorday, L. Hester, J. A. Gutierrez, M. Naeve, B. Heile, and V. Bahl, “Home networking with IEEE 802.15.4: A developing standard for low-rate wireless personal area networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 8, pp. 70–77, 2002.
- [103] *IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. 2003.
- [104] A. Van Den Bossche, T. Val, and C. Éric, “Technologies sans fil 802.15.4 - Son héritage protocolaire et ses applications,” *Téchniques de l’ingénieur*, vol. 33, 2011.
- [105] K. Sharma and N. Dhir, “A Study of Wireless Networks : WLANs , WPANs , WMANs , and WWANs with Comparison,” *IJCSIT Int. J. Comput. Sci. Inf. Technol.*, vol. 5, no. 6, pp. 7810–7813, 2014.
- [106] *User Guide : XBee®/XBee-PRO S2C ZigBee®*. 2017.
- [107] Atmel, *DataSheet : ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P*. 2015.
- [108] “Arduino UNO.” [Online]. Available: <http://www.arduino.org/products/boards/arduino-uno>.
- [109] **F. Morganti, M. O. Younsi, M. Cuevas, J-Ph. Lecointe, and T. Jacq, “Using ARDUINO development platform in the diagnosis of AC electrical machines,” in *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering IEEEIC, 2017*.**
- [110] R. Yousfi, “Vérifier son moteur asynchrone,” *Rev. Technol.*, no. 146, pp. 68–71, 2006.

-
- [111] Leroy-Somer, *IMfinity® - Moteurs asynchrones triphasés - Haut rendement IE2 & rendement Premium IE3 - Vitesse variable et vitesse fixe - Puissance 0,75 à 900 kW*. 2015.
- [112] Eurostat, *Energy, transport and environment indicators*. Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2016.
- [113] Eurostat, “Electricity prices for industrial consumers - bi-annual data (from 2007 onwards).” [Online]. Available: <http://appsso.eurostat.ec.europa.eu/nui/submitViewTableAction.do>.
- [114] Leroy-Somer, *Catalogue moteurs asynchrones triphasés fermés FLSC*. .
- [115] A. R. Pinto, L. Bolzani, C. Montez, and F. Vargas, “Power Optimization for Wireless Sensor Networks,” in *Wireless Sensor Networks - Technology and Applications*, InTech, 2012.
- [116] D. Bhattacharya and R. Krishnamoorthy, “Power Optimization in Wireless Sensor Networks,” *Int. J. Comput. Sci. Issues*, vol. 8, no. 5, pp. 415–419, 2011.
- [117] J. C. Hirzel, “Impact of rewinding on motor efficiency,” in *Proceedings of IEEE Pulp and Paper Industry Conference*, 1994, pp. 104–107.
- [118] W. Cao and K. J. Bradley, “Assessing the impacts of rewind and repeated rewinds on induction motors: Is an opportunity for re-designing the machine being wasted?,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 958–964, 2006.
- [119] E. da Costa Bortoni, J. Haddad, A. H. M. Santos, E. M. de Azevedo, and R. A. Yamachita, “Analysis of repairs on three-phase squirrel-cage induction motors performance,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 383–388, 2007.
- [120] Electrical Apparatus Service Association, *EASA Standard AR100-2015 : Recommended Practice for the Repair of Rotating Electrical Apparatus*. 2015.
- [121] Electrical Apparatus Service Association, *The Effect of Repair/Rewinding on Motor Efficiency*. 2003.
- [122] W. Cao, K. J. Bradley, and J. Allen, “Evaluation of additional loss in induction motors consequent on repair and rewinding,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, p. 1, 2006.
- [123] J-Ph. Lecointe, F. Morganti, T. Jacq, and F. Streiff, “Energy harvesting from the external magnetic flux generated by AC electrical rotating machines,” *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Rev.)*, no. 7b, pp. 94–97, 2012.
- [124] P. L. Alger, *Induction machines : their behaviour and uses*, 2nd ed. New York: Gordon and Breach, 1995.

Résumé :

Les moteurs électriques sont responsables de 67% de la consommation d'électricité dans l'industrie. Remplacer les moteurs installés par des entraînements plus efficaces requiert de statuer sur leur adéquation avec les charges qu'ils entraînent. Une contrainte forte est de les analyser « on-line » et sans mesures intrusives ni consignations des installations.

Cette thèse répond à un triple objectif. Premièrement, un dispositif de diagnostic « non-invasif » facilement intégrable en milieu industriel a été développé avec quatre méthodes d'évaluation du niveau de charge des moteurs asynchrones directement connectés au réseau. Deux de ces méthodes, existantes et basées sur la mesure du courant et du flux magnétique de dispersion, font l'objet d'améliorations significatives qui les portent à un niveau TRL7. Les deux autres méthodes exploitent la mesure seule du flux de dispersion. Leur applicabilité est vérifiée pour une alimentation par un système de tensions, équilibré ou non, avec des variations permanentes ou aléatoires. Une étude plus exploratoire montre que l'estimation non-invasive du courant absorbé par les machines asynchrones alimentées par convertisseurs électroniques est possible par exploitation du flux rayonné. Deuxièmement, le dispositif de diagnostic énergétique et des algorithmes de recherche de motorisation adaptée à un cycle de fonctionnement défini ont été appliqués à des exemples concrets d'optimisation énergétique sur un site industriel très énergivore, une aluminerie. Troisièmement, cette étude propose une réflexion sur la gestion d'un parc moteurs et, notamment, sur l'analyse des performances des moteurs neufs comparés à ceux ayant subi un rebobinage.

Mots-clés : machine asynchrone, adéquation moteur-charge, couple électromagnétique, flux magnétique de dispersion, mesures non-intrusives, efficacité énergétique.

Abstract:

In the industry, electrical motors are responsible for 67% of electricity consumption. Replacing installed motors by more efficient ones requires the knowledge of their suitability with the loads that they drive. Analyzing the load variations without intrusive measurements or installations consignments is a strong constraint.

That is why this thesis has a threefold purpose. Firstly, a “noninvasive” diagnostic device has been developed with four methods for evaluating the load of grid-connected induction motors. Two of these methods, based on the measurement of the current and the magnetic stray flux, have been significantly improved up to TRL7. The two other methods exploit only the measurement of the stray flux. Their applicability is checked for balanced and unbalanced supply voltage systems with permanent or random variations. A more exploratory study shows that the noninvasive estimation of the current for inverter-fed induction machines is possible using the radiated external flux. Secondly, the energy diagnosis device and search algorithms adapted to an operating cycle motorization have been applied to practical examples of energy optimization in an electro-intensive industrial plant, an aluminum smelter. Thirdly, a reflection on the management of a motor fleet is proposed, in particular, on the performance analysis between new motors and rewound ones.

Keywords: Induction machine, motor-load suitability, electromagnetic torque, magnetic stray flux, noninvasive measurements, energy efficiency.