



**HAL**  
open science

# Modélisation d'enroulements statoriques subdivisés pour l'évaluation d'une commande équilibrante

Antoine Cizeron, Javier Ojeda, Olivier Béthoux

## ► To cite this version:

Antoine Cizeron, Javier Ojeda, Olivier Béthoux. Modélisation d'enroulements statoriques subdivisés pour l'évaluation d'une commande équilibrante. 4ème Symposium de Génie Électrique (SGE 2021), Jul 2021, Nantes, France. hal-03341937

**HAL Id: hal-03341937**

**<https://hal.science/hal-03341937v1>**

Submitted on 13 Sep 2021

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

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

# Modélisation d'enroulements statoriques subdivisés pour l'évaluation d'une commande équilibrante

Antoine Cizeron<sup>1,2</sup>, Javier Ojeda<sup>2</sup>, Olivier Béthoux<sup>1</sup>

1 : GeePs | Group of Electrical Engineering—Paris, CNRS, CentraleSupélec, University Paris-Sud, Université Paris-Saclay, Sorbonne Université,

3 & 11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette CEDEX, France.

2 : SATIE | Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie,

ENS Paris-Saclay, CNRS, Université Paris-Saclay,

4 avenue des Sciences, 91190 Gif-sur-Yvette, France.

**RESUME** – La subdivision de l'association convertisseur-bobine au sein d'une machine électrique peut permettre de diminuer la tension du bus DC et la part de vieillissement des diélectriques imputable aux variations brutales de champ électrique lors des commutations de l'onduleur. Cependant, le système résultant de cette subdivision est fortement couplé et peut présenter des déséquilibres. Les interactions inter-bobinages et leurs disparités sont ici modélisées en vue de prédire les ondulations de courant supplémentaires et de synthétiser une loi de contrôle-commande adéquate. Le déséquilibre dans les valeurs d'inductances des sous-enroulements, induit par la proximité avec l'entrefer, est mis en évidence expérimentalement. Les allures de courant obtenues au travers d'un modèle circuit sont validées par des mesures réalisées sur une maquette représentative d'une dent statorique. Une compensation par la commande d'un déséquilibre de 10% sur les composants fondamentaux du courant engendre une augmentation modeste des ondulations de courant, inférieure à 5%.

**Mots-clés** – Enroulements subdivisés, Ondulation de courant, Machine électrique, Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

## 1. INTRODUCTION

Les structures associant un onduleur d'électronique de puissance à une machine électrique polyphasée se généralisent dans les applications nécessitant un entraînement à vitesse variable. Afin d'augmenter la densité de puissance de ces chaînes de conversion électromécaniques, notamment dans un contexte embarqué comme dans l'automobile électrifiée, des solutions sont envisagées pour intégrer l'électronique de puissance au plus près de la machine électrique [1], voire même en son sein [2]. L'intégration a pour objectif d'accroître les densités volumiques et massiques de puissance. Elle doit être réalisée conjointement avec le maintien d'un bon niveau de fiabilité, tant pour les convertisseurs [3] que pour la machine électrique [4].

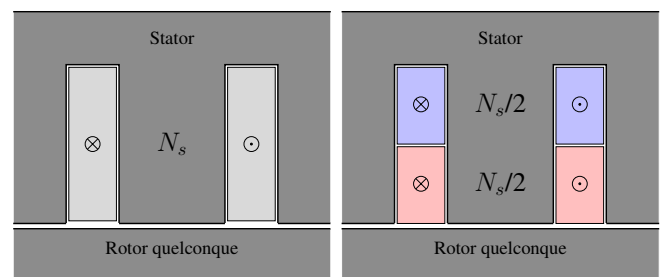
Or, l'utilisation de composants rapides d'électronique de puissance à proximité des bobinages du moteur a des effets néfastes pour les isolants de la machine [5] et ses roulements mécaniques [6]. Dans la littérature, on retrouve des solutions permettant d'utiliser les composants d'électronique de puissance à large bande interdite en limitant la génération de perturbations électromagnétiques ou les contraintes sur les isolants de la machine associée. L'ajout d'un filtre supplémentaire entre le convertisseur et la machine est envisagée dans [7] afin de réduire les  $dv/dt$  perçus par les bobinages de la machine. Un autre compromis entre les pertes par commutation et la génération de perturbations électromagnétiques est évalué dans [8]. Ces solutions nécessitent l'ajout d'un composant passif supplémentaire ou le ralentissement des commutations et ne permettent pas de tirer parti de toute l'efficacité des composants à large bande interdite.

D'autre part, les modules d'électronique de puissance ne sont pas adaptés à l'environnement thermique des machines électriques ni aux vibrations qu'elles génèrent [1][9][10]. L'utilisation de composants à large bande interdite SiC ou GaN semble, pour des raisons thermiques, plus adaptée à ce type d'intégration car les températures de jonction atteignables sont théoriquement supérieures à celles du Si [11]. Ces composants peuvent atteindre des fréquences de commutation plus élevées permettant d'améliorer la qualité du couple et la

dynamique de la commande de la machine. En revanche le niveau de fiabilité de ces nouveaux composants n'égale pas encore celui du Si. La réalisation de modules d'électronique de puissance pouvant résister à l'environnement mécanique qui règne au sein des machines électriques demeure un enjeu de recherche actif [10][12].

Par ailleurs, conjointement aux objectifs d'intégration de puissance des machines et des composants d'électronique de puissance, plusieurs études tendent à revisiter les structures traditionnelles de conversion électromécanique afin d'améliorer leurs performances. Par exemple, dans le contexte de la voiture électrique, une contrainte forte de continuité de service et un souci de fiabilité amènent à considérer des structures modulaires améliorant la résilience du système et ses possibilités d'intégration [13][14]. D'une part, le recours à une faible tension de bus (48V) pour les véhicules hybrides ou tout-électriques réduit les risques électriques pour les usagers. D'autre part, cette solution permet de s'affranchir d'un convertisseur élévateur supplémentaire et de faciliter l'équilibrage des différentes cellules de batterie. Enfin, le fractionnement peut être un moyen de tirer parti des symétries existantes dans les machines électriques pour loger des modules d'électronique de puissance au plus près des bobinages.

Le présent article porte sur l'étude d'un concept technologique visant en premier lieu à diminuer les contraintes sur les isolants de la machine électrique par la subdivision des enroulements et de leur alimentation. Cette structure, protégée par un brevet [15], s'inscrit dans le cadre des convertisseurs électromécaniques modulaires et basse tension. La méthode proposée ici consiste à subdiviser les enroulements statoriques des machines (Figure 1a) et à paralléliser leur alimentation pour diminuer la tension de bus nécessaire.



(a) Section du bobinage d'un enroulement ordinaire

(b) Sections de bobinage des sous-enroulements considérés

Figure 1. Subdivision de l'enroulement initial ( $N_s = 40$  spires) en deux sous-enroulements identiques (20 spires).

Chaque sous-enroulement (Figure 1b) est associé à un onduleur indépendant qui peut lui-même être alimenté par son propre module de batterie. Ainsi, la structure résultante présente de nouveaux degrés de liberté en termes de commande. En revanche, les sous-enroulements partageant une même dent statorique sont fortement couplés, ce qui limite l'utilisation de ces degrés de liberté. Une étude analytique a été réalisée dans le cas de deux enroulements [16] afin d'évaluer l'impact des différences entre les tensions de commande sur les ondulations de

courant. Un article prospectif [17] expose les différentes perspectives offertes par cette topologie ainsi que les verrous scientifiques qui devront être levés pour sa réalisation. Le travail présenté ici se concentre sur l'impact des disparités électriques entre les sous-enroulements et leur lien avec l'entrefer.

L'article suit la structure suivante : la première partie expose différentes méthodes de modélisation des enroulements et le contexte d'étude considéré pour représenter une subdivision élémentaire d'enroulement statorique. La seconde partie présente la démarche menant à un modèle en basses fréquences de la structure en vue de sa commande. Celui-ci sera confronté à des relevés expérimentaux et à la simulation au travers d'un modèle «éléments finis». Enfin, l'étude de la structure pour des fréquences proches de la fréquence de découpage de l'électronique de puissance sera considérée.

## 2. PRÉSENTATION DU CADRE DE L'ÉTUDE

### 2.1. Comportement électrique des bobinages

Dans l'étude du comportement électrique d'un bobinage de machine électrique, deux types de modélisation peuvent être établies. Les modèles en charge associés aux basses-fréquences (BF<1kHz) sont employés pour illustrer le comportement de la machine autour de sa fréquence fondamentale [18][19]. Ces modèles sont principalement utilisés pour la commande de la machine. Ils illustrent en général les comportements résistifs et inductifs des enroulements ainsi que les mutuelles inter-phases, les effets capacitifs étant négligeables dans ce domaine fréquentiel. Des modèles hautes fréquences (1kHz<HF<1MHz) sont employés dans le cadre de l'étude CEM de l'association du convertisseur d'électronique de puissance et de la machine électrique [20].

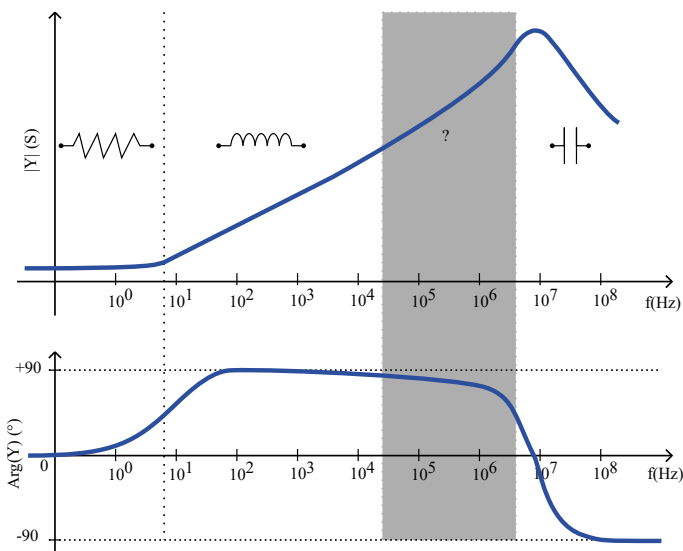


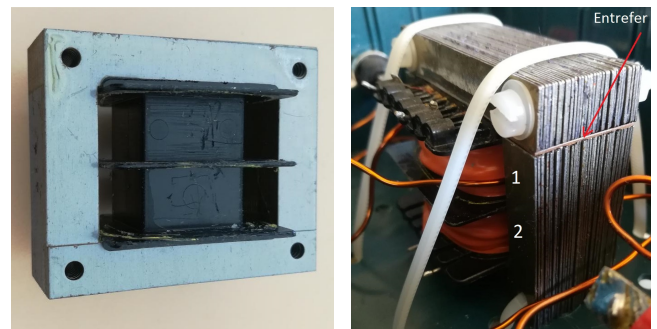
Figure 2. Représentation schématique de l'impédance d'un enroulement et des différents comportements électriques associés. Dans la zone hachurée l'inductance se dégrade sous l'effet de peau et des pertes supplémentaires apparaissent.

Ces modélisations en HF permettent de représenter la propagation en mode commun des variations de tension imposées par l'onduleur associé aux enroulements. Elles peuvent également être utilisées pour diagnostiquer les défauts dans les enroulements et leur isolation [21]. Dans le cadre d'étude de la subdivision d'enroulements statoriques, il est nécessaire d'établir, dans un premier temps, un modèle associé aux BF pour la commande du système subdivisé et, dans un deuxième temps, il faut considérer un modèle valable autour de la fréquence de découpage pour estimer les ondulations de courant. L'inductance tend à diminuer avec l'augmentation de la fréquence à cause des effets de peau dans les conducteurs et le matériau magnétique (Figure 2). À cette modélisation en HF, la prise en compte des effets capacitifs pourra être ajoutée dans une étude postérieure. Ceux-ci influent plutôt sur les transitoires observés lors des commutations de l'électronique de puissance. Ces modèles permettent d'étudier la propagation des tensions de mode commun dans le cadre de la subdivision d'enroulements ; l'un des objectifs clés de l'étude dans laquelle s'inscrit ce travail est bien d'évaluer la pertinence de cette structure vis à vis de la CEM et du vieillissement de la machine.

Pour l'heure, cet article se restreint à l'étude des enroulements pour la commande et l'estimation des ondulations de courant. La prise en compte des effets capacitifs n'en est donc pas l'objet et sera abordés dans des études ultérieures.

### 2.2. Définition de la problématique et dispositif de test

Le cadre de notre étude se limite à une phase de machine subdivisée en deux sous-enroulements selon la démarche détaillée dans la Figure 1. On considère un bobinage enlaçant un circuit magnétique feuilleté et muni d'un entrefer. Ce bobinage est subdivisé en deux enroulements de  $N_s = 20$  spires (Fig 1b). Dans l'encoche prévue pour les bobinages, l'enroulement 1 est celui qui se trouve à proximité de l'entrefer. L'enroulement 2 est logé près de la culasse. Un onduleur en pont complet alimente chaque sous-enroulement. Les caractéristiques de cette maquette sont précisées dans le tableau 1. Cette maquette visible sur la figure 3b sera utilisée pour illustrer expérimentalement les modèles décrivant une subdivision élémentaire d'enroulements statoriques. Il faut noter que cette maquette ne fait pas intervenir de force électromotrice à vide comme ce serait le cas dans une machine électrique en mouvement.



(a) Noyau magnétique initial utilisé (b) Maquette réalisée avec son entrefer  
Figure 3. Dispositif de test constitué de deux sous-enroulements de  $N_s = 20$  spires bobinées autour d'un circuit magnétique laminé avec entrefer

Table 1. Caractéristiques géométriques et techniques de la maquette et de l'onduleur associé (Figure3)

Grandeur	Symbole	Valeur
Entrefer	$e$ (mm)	0.5
Nombre de spires par enroulement	$N_s$	20
Nombre de sous-enroulements	$n$	2
Épaisseur des tôles	$e_t$ (mm)	0.5
Nombre de tôles empilées	$n_t$	35
Largeur de la dent centrale du noyau	$d_m$ (mm)	20
Section du circuit magnétique	$S_m$ (mm <sup>2</sup> )	350
Profondeur de l'encoche	$p_{enc}$ (mm)	30
Largeur de l'encoche	$l_{enc}$ (mm)	10
Diamètre du fil de cuivre (mono brin)	$d_c$ (mm)	1.3
Longueur des fils de cuivre	$l_c$ (m)	2.5
Tension du bus	$V_{dc}$ (V)	20
Fréquence de découpage	$F_d$ (kHz)	25
Fréquence électrique fondamentale	$F_e$ (Hz)	100
Résistivité du cuivre	$\rho_{Cu}$ (Ω.m)	$1.68 \cdot 10^{-8}$
Perméabilité magnétique du vide	$\mu_0$ (μH/m)	$4\pi/10$
Perméabilité relative des tôles à 100Hz	$\mu_r$ (s.u.)	2000

### 2.3. Interprétation de relevés d'admittance

À partir du dispositif réalisé, des mesures d'impédances ont été effectuées pour chacun des deux sous-enroulements. On nomme impédance propre d'un enroulement le rapport complexe entre la tension appliquée et le courant mesuré sur un enroulement lorsque l'autre enroulement est ouvert. Cette mesure est réalisée avec des signaux de l'ordre de 500 mV à l'aide d'un analyseur d'impédance sur une plage de fréquence allant de 25 kHz à 40 MHz. Les mesures sont tracées en gain et en phase sur la figure 4.

On remarque que les deux enroulements présentent des disparités en BF qui ont tendance à s'estomper lorsque la fréquence augmente

vers 1 MHz. À partir de la dizaine de MHz, les mesures d'impédance dépendent fortement de la connectique employée et des boucles formées par les conducteurs entre le circuit magnétique et l'appareil de mesure. Ainsi, il n'est pas pertinent de commenter les résultats au delà de cette fréquence. Une résonance est visible autour de 6 MHz. Elle est due aux effets capacitifs parasites inter-spires [22].

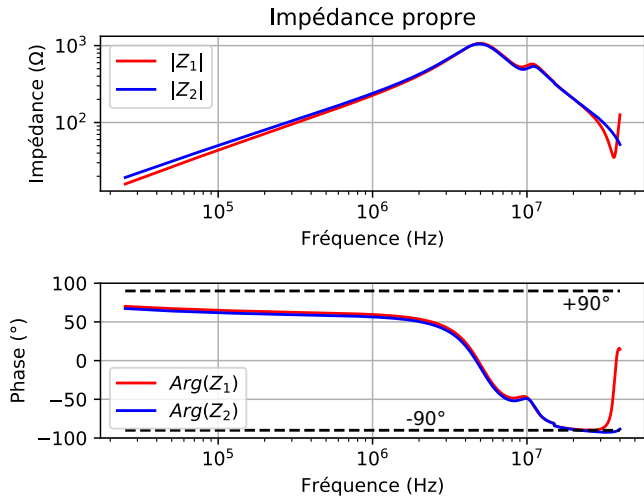


Figure 4. Impédances propres des deux sous-enroulements

Autour du MHz, on remarque que la phase est plus proche de 45° que de 90° malgré une évolution du module qui semble évoquer un comportement inductif. L'inductance des enroulements se dégrade sur cette plage de fréquence sous l'effet des courants induits qui se développent dans le matériau magnétique et les conducteurs [23]. Une méthode a été décrite dans [16] pour utiliser ces relevés d'impédance pour déterminer les ondulations de courant dans les sous-enroulements lorsqu'ils sont alimentés par un onduleur. Il a été montré que cette méthode a tendance à surestimer la valeur des ondulations de courant par rapport à ce qui peut être obtenu expérimentalement. Ainsi, nous n'utiliserons pas ces relevés pour bâtir des modèles destinés à la commande ou à l'estimation des ondulations de courant. En revanche, ces relevés d'impédance effectués en "petits-signaux" nous renseignent sur la propagation des transitoires de tension dans une telle structure. Ils pourront être utilisés dans des études postérieures.

La partie suivante décrit la méthode employée pour construire le modèle électrique représentant les sous-enroulements statoriques en BF.

### 3. MODÉLISATION D'ENROULEMENTS STATORIQUES SUBDIVISÉS POUR LA COMMANDE

Lors de cette première étape du projet, on considère un enroulement (Figure 1a) qui est concentré autour d'une dent statorique. Ce bobinage est subdivisé en deux sous-enroulements comportant le même nombre de spires comme représentés sur la Figure 1b. L'enroulement résultant numéroté 1 est proche de l'entrefer. Cette asymétrie induit des disparités entre les inductances de fuite des deux sous-enroulements. Les paragraphes suivants détaillent la modélisation magnétique de ces disparités.

#### 3.1. Modélisation par éléments finis

Les caractéristiques de la maquette présentée dans le tableau 1 ont été utilisées pour construire un modèle éléments finis (EF) sous le logiciel Ansys Maxwell 2D. Par couplage numérique de ce modèle EF et un modèle fondé sur un logiciel dédié à la résolution de circuits électriques, il est possible d'exciter les deux enroulements avec la même tension sinusoïdale de fréquence  $F_e = 100$  Hz et d'amplitude  $U_{amp} = 0.5$  V. Nous utilisons une faible valeur d'amplitude de tension car les enroulements ont une faible impédance à cette fréquence réduite. C'est cette tension qui sera appliquée expérimentalement sur la maquette. Il est donc nécessaire de ne pas trop l'augmenter pour maintenir des niveaux acceptables de courants. La valeur de la fréquence choisie correspond à une fréquence fondamentale d'une machine électrique en rotation.

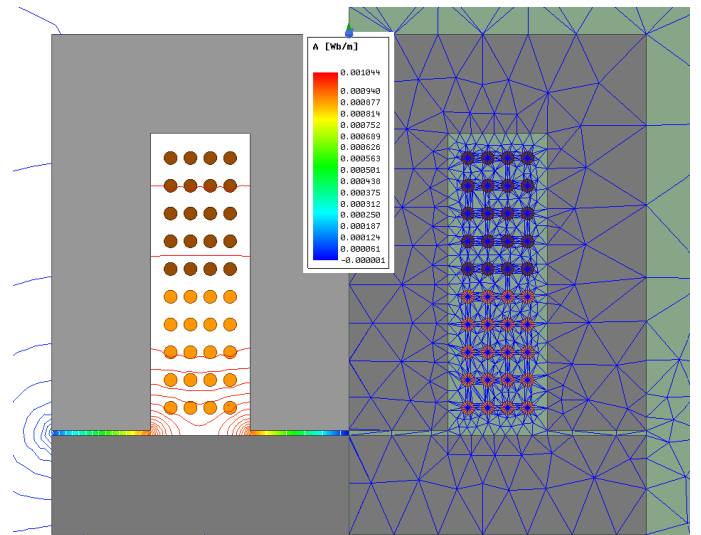


Figure 5. Allure des lignes de champ dans l'entrefer et les encoches (à gauche), Aperçu du maillage employé (à droite).

La partie gauche de la Figure 5 montre les lignes de champ dans l'encoche. Dans la figure 6, pour des raisons de symétrie et de clarté, seule l'encoche de gauche sera représentée. La partie droite de la figure 5 montre également l'allure du maillage employé. La finesse de celui-ci au niveau de l'entrefer est suffisante d'après des vérifications qui ont été réalisées avec un maillage plus précis. Le maillage présenté ici est plus lisible et nécessite peu de temps de calcul. Une période électrique peut être simulée en moins d'une minute. D'un point de vue électrique, la tension décrite au paragraphe précédent est appliquée à chacun des deux enroulements, ce qui revient à relier les deux enroulements en parallèle. Cette configuration fait apparaître un champ de fuite qui traverse l'encoche horizontalement. Ce champ de fuite induit varie au cours du temps sous l'effet de l'excitation par une tension sinusoïdale. Il génère ainsi un courant circulant entre les deux enroulements. Ce phénomène a été décrit dans de nombreux ouvrages portant sur l'étude des branches parallèles de bobinage dans les machines électriques [24] [25] [26] [27]. Le courant circulant va déséquilibrer les deux enroulements et générer des pertes supplémentaires dans l'enroulement proche de l'entrefer.

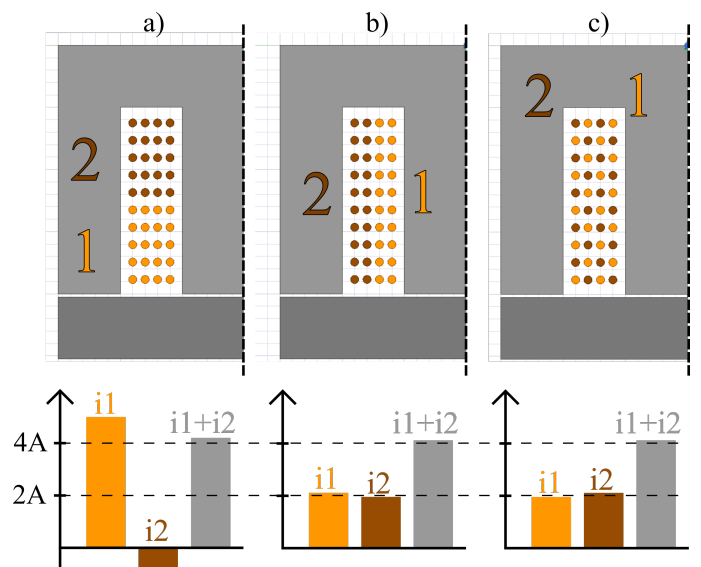


Figure 6. Amplitude des fondamentaux de chaque courant obtenue dans les sous-enroulements par la méthode des éléments finis pour trois différents types de bobinage. Les enroulements sont en parallèle sous une même tension sinusoïdale à 100 Hz de 500 mV d'amplitude et les effets résistifs dans les conducteurs sont négligés.

Dans les références présentées précédemment, la solution technologique apportée à ce problème est d'employer des bobinages répartis dans la profondeur (Figure 6.b) de l'encoche ou encore d'entrelacer

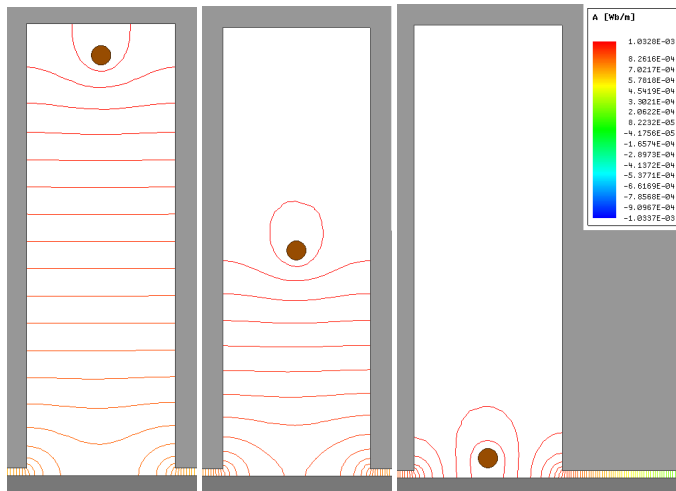


les conducteurs en bobinant les différents sous-enroulements avec deux fils en main (Figure 6.c). De cette manière, chaque sous-bobinage voit le même champ de fuite et les courants de circulation sont atténués. Les amplitudes de courant obtenues pour ces deux autres structures sont présentées dans la figure 6.

On remarque que les courants sont équilibrés dans les cas 6.b) et 6.c). En revanche, lorsque les bobinages n'ont pas la même position par rapport à l'entrefer, comme dans la Figure 6.a), le courant circulant déséquilibre les deux enroulements. On remarque qu'une simulation par EF donne un courant négatif dans le deuxième enroulement lorsqu'on néglige les effets résistifs dans les conducteurs des bobinages. Cela signifie que le courant circulant peut théoriquement être supérieur à la moitié du courant total traversant l'encoche. Dans le cadre de la solution technologique de subdivision des enroulements statoriques jusqu'à la spire unique, il faut considérer un remplissage de l'encoche qui mènerait à avoir certaines spires plus proches de l'entrefer que d'autres pour assurer un bon remplissage de l'encoche. Ainsi, nous allons effectivement considérer le cas déséquilibré comme décrit la figure 5. La démarche qui suit ne cherche pas à atténuer ce déséquilibre par la fabrication mais vise plutôt à le modéliser pour le maîtriser au travers du contrôle de la structure.

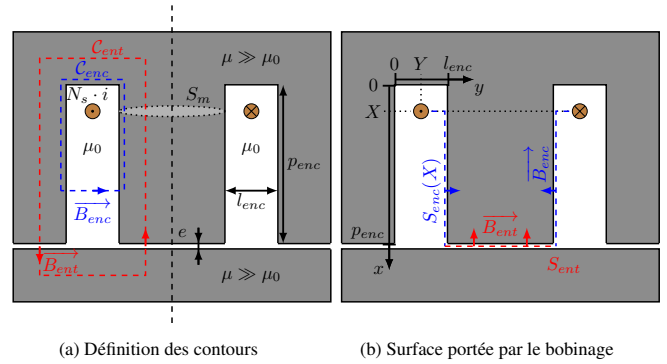
### 3.2. Modélisation analytique

En s'appuyant sur la modélisation par éléments finis, il est possible de visualiser les lignes de champs engendrées par un conducteur en fonction de sa position au sein de l'encoche (Figure 7). L'inductance de ce conducteur peut également être calculée analytiquement et sera comparée à celle obtenue par un modèle numérique. On considère que ce conducteur est composé de 20 spires pour que les valeurs d'inductance soit comparables à celles du dispositif réel (Figure 3b). La figure 7 montre les allures des lignes de champ dans l'air pour trois position du conducteur dans l'encoche.



(a) Conducteur au fond de l'encoche, 234  $\mu\text{H}$  (b) Conducteur au milieu de l'encoche, 211  $\mu\text{H}$  (c) Conducteur proche de l'entrefer, inductance minimale, 190  $\mu\text{H}$   
Figure 7. Comparaison des lignes de champ générées dans l'encoche pour différentes positions du conducteur.

On remarque que plus le conducteur est proche de l'entrefer, moins il y a de champ de fuite dans l'encoche. L'inductance du conducteur est alors minimale dans cette position. D'après ces observations, on supposera dorénavant que les lignes de champs sont horizontales dans l'encoche et verticales dans l'entrefer. Ces deux hypothèses permettent de définir les contours portés par les deux types de ligne de champ. La Figure 8a montre ces deux types de contours. L'indice *enc* caractérise les grandeurs liés à l'encoche et l'indice *ent*, les grandeurs liées à l'entrefer.



(a) Définition des contours (b) Surface portée par le bobinage  
Figure 8. Application du théorème de Maxwell-Ampère selon les deux types de lignes de champ.

L'application du théorème de Maxwell Ampère au contour traversant l'entrefer  $C_{ent}$  permet d'écrire:

$$\frac{B_m}{\mu_r} \cdot l_m + B_{ent} \cdot 2e = \mu_0 \cdot N_s \cdot i \quad (1)$$

La perméabilité du matériau magnétique étant grande devant celle de l'air, on néglige la contribution du matériau magnétique devant celle de l'entrefer pour ce contour ( $l_m/\mu_r \ll e$ ). Cette hypothèse est particulièrement justifiée pour le contour traversant l'encoche où le parcours dans l'air est plus important.

$$B_{ent} = \frac{\mu_0 \cdot N_s \cdot i}{2e} \quad \text{et} \quad B_{enc} = \frac{\mu_0 \cdot N_s \cdot i}{l_{enc}} \quad (2)$$

On notera que, selon ces hypothèses, le champ est uniforme et horizontal dans l'encoche, et ne dépend pas de la position  $X$  du conducteur. La figure 8b définit la surface considérée pour le calcul du flux traversant la spire. Selon ces considérations géométriques, l'expression du flux  $\phi$  est la suivante:

$$\phi(X) = N_s \cdot \left[ \iint_{S_{ent}} B_{ent} \cdot dS + 2 \cdot \iint_{S_{enc(X)}} B_{enc} \cdot dS \right] \quad (3)$$

On assimile la surface  $S_{ent}$  à la section de la dent centrale du circuit magnétique  $S_m = l_z \cdot d_m$  (Tableau 1) et on pose  $S_{enc(X)} = 2 \cdot l_z \cdot (p_{enc} - X)$ . En combinant les expressions (2) et (3), on peut décomposer la valeur de l'inductance  $L$  du conducteur en deux termes:

$$L(X) = \frac{\phi(X)}{i} = L_{ent} + L_{enc(X)} \quad (4)$$

$$L(X) = \frac{\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot l_z \cdot d_m}{2e} + \frac{\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot 2 \cdot l_z \cdot (p_{enc} - X)}{l_{enc}} \quad (5)$$

Cette expression met en évidence une évolution linéaire de l'inductance en fonction de la position du conducteur dans l'encoche. La figure 9 compare les résultats obtenus avec la simulation par éléments finis et les valeurs fournies par la formule analytique approchée (5).

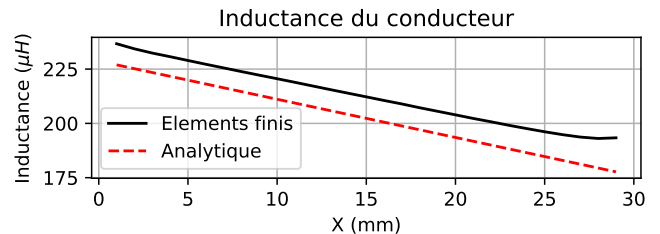


Figure 9. Comparaison des inductances pour  $N_s = 20$  spires obtenues de manière «Analytique» (5) et par le modèle «Éléments finis».

On remarque que les deux courbes suivent la même évolution en fonction de la position dans l'encoche. L'erreur vient principalement

du terme  $L_{ent}$  qui est sous-estimé dans le cas de la méthode analytique. D'après ces deux modèles, il est possible d'identifier les inductances propres des deux enroulements de notre maquette ainsi que leurs inductances de fuite en utilisant les valeurs calculées en  $x_1 = 22.5$  mm et  $x_2 = 7.5$  mm. Ces positions représentent le milieu de chaque bobinage. L'inductance mutuelle ou magnétisante  $L_m$  est prise égale à  $L_{ent}$ . Pour la méthode de résolution par éléments finis, on obtient:

$$\begin{cases} L_1 = L(X = x_1) = l_{f1} + L_m = 200\mu H \\ L_2 = L(X = x_2) = l_{f2} + L_m = 225\mu H \end{cases} \quad (6)$$

avec  $L_m = 190\mu H$ . La méthode analytique sous-estime la valeur de  $L_m$  d'environ  $11\mu H$ . En revanche, elle nous permet d'obtenir le même résultat que la méthode par éléments finis en ce qui concerne la différence entre les inductances de fuite:

$$l_{f2} - l_{f1} = 25\mu H \quad (7)$$

Cette grandeur est exploitée dans la partie suivante pour exprimer la différence de tension à appliquer aux bornes des enroulements afin de contrer le déséquilibre des courants. La méthode analytique permet d'obtenir une approximation de la différence des inductances de fuite et nécessite peu de ressources numériques vis à vis de la méthode par éléments finis. Elle présente donc un intérêt dans un contexte d'optimisation de la structure subdivisée.

### 3.3. Validation expérimentale

Afin de mettre en évidence le déséquilibre entre les deux enroulements. Une expérimentation est mise en place à partir de la maquette décrite dans la figure 3b. Les deux enroulements sont reliés en parallèle et alimentés par un onduleur quatre quadrants. La commande de l'onduleur est issue d'un asservissement du courant dans le premier enroulement par rapport à une consigne sinusoidale de fréquence  $100Hz$  et d'amplitude  $2A$ . La correction est réalisée par un correcteur par hystérésis dont la largeur est telle que les commutations de l'électronique de puissance ont lieu à une fréquence proche de  $25kHz$ .

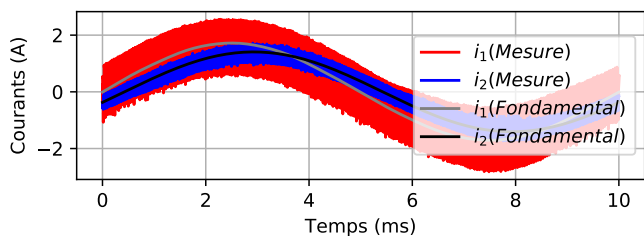


Figure 10. Courants mesurés dans les sous-enroulements associés en parallèle sous une consigne en courant de  $2A$  à  $100Hz$  pour l'enroulement 1.

Les courants mesurés sont représentés sur la figure 10. En considérant le premier harmonique de ces mesures, il est possible d'extraire la composante fondamentale du courant dans chacun des deux enroulements. Pour comparer ces résultats aux valeurs d'inductances fournies par les différents modèles, une représentation harmonique est construite. Les deux enroulements considérés peuvent être représentés selon un modèle inductif et résistif comme le montre la figure 11. Les valeurs d'inductance sont issues du calcul EF (6) avec  $L_m = 190\mu H$ .

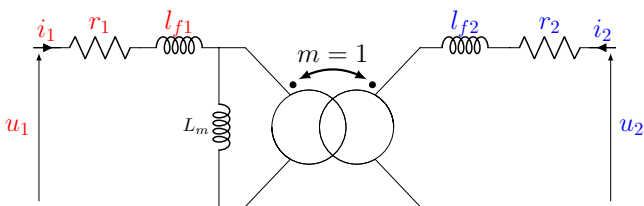


Figure 11. Modèle circuit représentant deux enroulements subdivisés.

La résistance des sous-enroulements peut être assimilée à leur résis-

tance DC compte-tenu des basses fréquences considérées ici.

$$r = \rho_{CU} \cdot \frac{l_c}{\pi \cdot \left(\frac{d_c}{2}\right)^2} = 32m\Omega \quad (8)$$

Dans ce système, les tensions complexes  $\underline{U}_1$  et  $\underline{U}_2$  s'expriment par:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = r_1 \underline{I}_1 + j(l_{f1} + L_m)\omega \underline{I}_1 + jL_m\omega \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 = r_2 \underline{I}_2 + j(l_{f2} + L_m)\omega \underline{I}_2 + jL_m\omega \underline{I}_1 \end{cases} \quad (9)$$

Ce système peut être remanié afin d'exprimer chaque courant en fonction de la tension commune appliquée. Les enroulements étant en parallèle, les tensions  $\underline{U}_1$  et  $\underline{U}_2$  sont égales. Pour comparer les résultats expérimentaux et issus de ce modèle circuit, on utilise la tension complexe  $\underline{U}_{fond}$  représentant le premier harmonique de la tension mesurées dans l'expérience décrite précédemment. Les composantes fondamentales des courants dans les sous-enroulements peuvent donc être estimées à partir de la tension mesurée à leur bornes:

$$\begin{cases} \underline{I}_{1,fond} = \frac{r_2 + jl_{f2}\omega}{(r_1 + jL_1\omega) \cdot (r_2 + jL_2\omega) + (L_m\omega)^2} \cdot \underline{U}_{fond} \\ \underline{I}_{2,fond} = \frac{r_1 + jl_{f1}\omega}{(r_1 + jL_1\omega) \cdot (r_2 + jL_2\omega) + (L_m\omega)^2} \cdot \underline{U}_{fond} \end{cases} \quad (10)$$

Les composantes fondamentales des courants sont obtenues par le modèle circuit de la figure 11 renseigné par les paramètres de la modélisation EF. Elles sont comparées aux composantes fondamentales issues de la mesure (Figure 12).

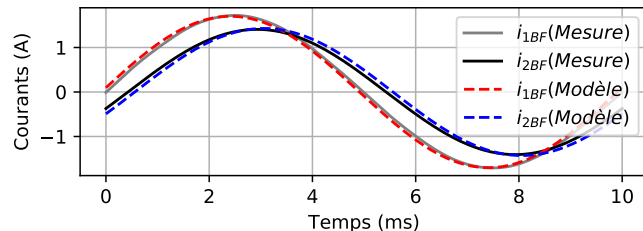


Figure 12. Composantes fondamentales des courants mesurés (Figure 10) et simulés (10) sous une consigne de courant de  $2A$  à  $100Hz$  (enroulement 1 maître/ enroulement 2 esclave).

On remarque que le modèle circuit issu de la méthode par éléments finis décrit convenablement le comportement de la structure en BF. La modélisation par éléments finis peut donc être employée pour étudier l'impact de la géométrie du bobinage sur le déséquilibre en courant. En revanche, cette méthode nécessite un bon modèle de résistance des conducteurs. Ce résultat sera utilisé dans des études futures de dimensionnement d'une structure fractionnée complète. Un modèle pertinent ayant été réalisé, la commande de cette structure peut être envisagée.

### 3.4. Commande de la structure

Dans un contexte de machine électrique, un asservissement des alures des courants va être réalisé dans les deux branches. On considère le cas où la consigne en courant est appliquée à la somme des courants dans les sous-enroulements, ce qui correspond à imposer les ampère-tours demandés dans l'encoche. La structure de l'asservissement est décrite par les schéma-blocs de la figure 13. Un correcteur «mode commun» est associé à l'asservissement des ampère-tours dans l'encoche ( $i_1 + i_2$ ). Ensuite, afin de réguler le «mode différentiel»: ( $i_1 - i_2$ ) pour équilibrer les contributions des deux sous-enroulements, un second correcteur doit être employé ; il permet de singulariser chacune des deux tensions appliquées aux sous-bobinages.

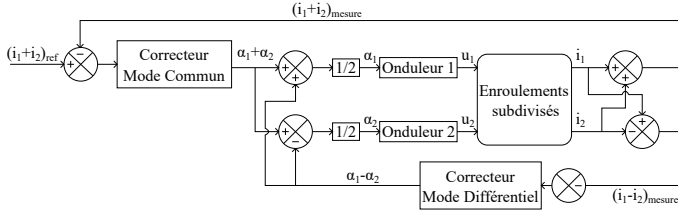


Figure 13. Schéma-bloc de l'asservissement en courant

En utilisant les lois des mailles exprimées précédemment (9) et dans l'hypothèse où les résistances des deux enroulements sont bien identiques, et que les disparités des forces électromotrices sont négligeables devant les disparités inductives, il est possible de relier la différence entre les deux inductances de fuite et la différence de tension à appliquer.

$$\underline{U}_1 - \underline{U}_2 = j(l_{f1} - l_{f2})\omega \cdot \underline{I} \quad (11)$$

Pour obtenir des courants fondamentaux  $\underline{I}_{1,fond}$  et  $\underline{I}_{2,fond}$  identiques, le déséquilibre des valeurs d'inductance nécessite donc l'application de tensions différentes aux bornes des deux enroulements.

D'après le modèle analytique et le modèle par éléments finis (Figure 9), la différence entre les deux inductances propres vaut  $L_1 - L_2 = l_{f1} - l_{f2} = 25\mu H$ . On déduit donc que, pour obtenir un courant de  $5A$  à  $100Hz$  dans les deux-enroulements, la différence de tension à appliquer est de l'ordre de  $78mV$ . Le rapport-cyclique étant quantifié, il faut s'assurer que l'électronique de commande ait une résolution suffisante pour assurer une différence de tension aussi fine. Or, pour un onduleur en pont complet alimenté par une tension de bus DC de  $20V$ , cela nécessite une quantification  $\delta\alpha$  du rapport cyclique sur au moins 9 bits pour faire varier la tension moyenne issue du découpage de l'ordre de  $78mV$ :

$$\delta\alpha = \frac{1}{2^9} \leq \left| \frac{(l_{f1} - l_{f2})\omega \cdot \underline{I}}{2 \cdot V_{DC}} \right| \quad (12)$$

Ce constat implique plusieurs contraintes sur le dimensionnement de l'électronique de puissance et l'organe de commande. Pour appliquer ce niveau de quantification du rapport cyclique, il faut exprimer une contrainte entre la fréquence d'horloge  $F_H$  de la commande et la fréquence de découpage  $F_{dec}$  de l'onduleur:

$$\frac{F_{dec}}{F_H} \leq \delta\alpha = \frac{1}{2^9} \quad (13)$$

Par exemple, si l'on souhaite que la fréquence de découpage de l'électronique de puissance soit fixée à  $25kHz$ , il faut que la fréquence d'horloge soit supérieure à  $12.8MHz$ . Industriellement, on trouve sans peine des micro-contrôleurs fonctionnant à des fréquences d'horloge supérieure à  $100MHz$ . L'équilibrage des courants dans les sous-enroulements semble donc être réalisable par la commande. En revanche, l'application de rapports cycliques différents aux bornes des deux enroulements entraîne des pertes supplémentaires en HF. Le couplage entre les deux enroulements est tel qu'un rapport cyclique différent sur les deux voies engendre une augmentation des ondulations de courant [16].

Le comportement des enroulements autour de la fréquence de découpage est différent de celui représenté par le modèle en BF. Pour cela, il est nécessaire de s'intéresser aux effets de la MLI sur le comportement des sous-enroulements.

#### 4. ESTIMATION DES ONDULATIONS DE COURANT

Le déséquilibre observé précédemment autour de la fréquence électrique fondamentale ( $100Hz$ ) est également remarquable en HF, à l'échelle du découpage de l'électronique de puissance. Ce déséquilibre des ondulations de courant dans les sous-enroulements induit une mauvaise répartition des pertes dans les deux voies et leurs composants semi-conducteurs associés. Dans un premier temps, le comportement du système est comparé à ce que peut nous fournir la modélisation réalisée pour la commande. Dans un second temps, une modélisation plus fidèle est réalisée pour estimer les ondulations de courant à partir de l'allure des tensions appliquées par l'électronique de puissance.

#### 4.1. Remarques sur les ondulations de courant

Les tensions mesurées dans le cadre de l'expérience décrite dans la section précédente permettent également d'utiliser le modèle circuit de la figure 11 pour simuler les ondulations de courant. On applique donc les tensions mesurées issues du découpage de l'électronique de puissance aux bornes de notre circuit. Ces ondulations simulées à partir du modèle à composant discret sont comparées aux ondulations mesurées de la figure 14. Pour rappel, dans cette configuration, le mode différentiel ( $i_1 - i_2$ ) n'est pas régulé ; les enroulements sont reliés en parallèle et soumis à la même tension.

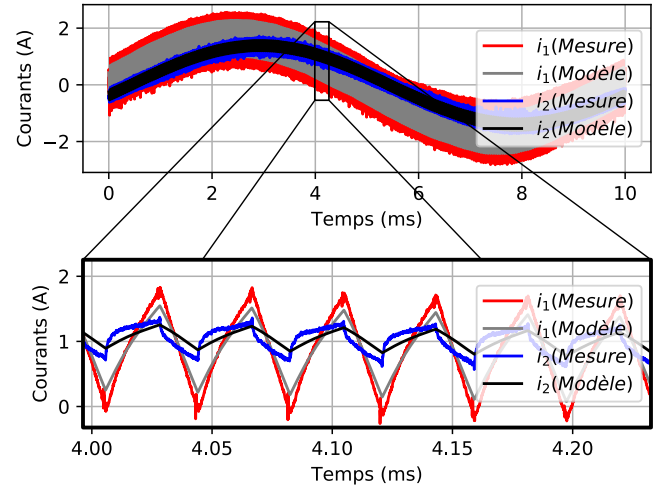


Figure 14. Ondulations de courant mesurées et simulées sous une consigne en courant de  $2A$  à  $100Hz$  pour l'enroulement 1.

Un agrandissement de la figure 14 permet de visualiser une période de découpage. On remarque que l'amplitude des ondulations est sous-estimée par le modèle et que les allures des ondulations dans le deuxième enroulement ne correspondent pas à celle obtenues par le modèle. En se fondant sur les mesures HF (Figure 2), la valeur des inductances des enroulements diminue avec l'augmentation de la fréquence sur la plage de fréquence associée au découpage de l'électronique de puissance.

De plus, les ondulations de courant mesurées dans l'enroulement proche de l'entrefer sont trois fois plus élevées que dans l'enroulement adjacent. Ce déséquilibre des ondulations HF ne peut pas être compensé par une action sur la commande. Dans les faits, il sera accentué par l'action BF visant à maintenir l'équilibre des composantes fondamentales de chaque courant.

Pour évaluer cet impact, il est alors nécessaire d'établir une modélisation des sous-enroulements appropriée à l'estimation des ondulations HF de courant. Cette estimation peut être reliée ensuite aux pertes fer dans le matériau magnétique d'une part [28] et aux pertes dans les composants d'électronique de puissance d'autre part. Elle peut également servir de critère pour le choix de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur.

Ainsi, dans la sous-section suivante, le comportement du système à deux sous-enroulements est modélisé à l'échelle de la période de découpage.

#### 4.2. Limites du modèle inductif

L'article [16] a permis de montrer l'influence des différences de rapport cyclique sur les ondulations de courant dans le cas à deux sous-enroulements. La figure 14 met en évidence le déséquilibre en termes d'ondulation de courant dans ces deux sous-enroulements malgré le fait que les ondulateurs associés partagent la même tension de bus. Ensuite, cette figure permet également de montrer que le modèle employé en BF (Figure 11) n'est pas suffisant pour représenter les ondulations de courant. Nous nous intéressons donc au comportement de ces deux sous-enroulements à l'échelle de la période de découpage de l'électronique de puissance.

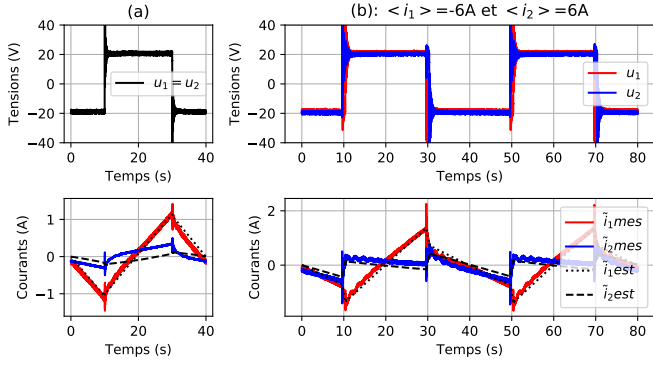


Figure 15. Ondulation de courant mesurée et estimée à partir du modèle HF: dans le cas synchronisé (a), avec une différence de rapport cyclique  $\alpha_1 < \alpha_2$  (b).

La figure 15.a nous montre l'ondulation dans les enroulements lorsqu'ils sont associés en parallèle sous une tension d'alimentation créneau. Il s'agit de la tension imposée par un onduleur dont le rapport cyclique est maintenu à 50%. On remarque qu'à la suite d'une commutation de la tension, un transitoire de courant d'allure exponentielle s'installe et s'atténue en  $10\mu s$  environ. Au delà de ce transitoire, les courants évoluent linéairement. Cette remarque a pu être faite pour une multitude de configurations de tension incluant les cas où un seul enroulement est alimenté ou bien lorsqu'ils sont alimentés en série ou en parallèle. Seuls deux cas sont représentés dans la figure 15 par soucis de concision. Une fois le transitoire atténué (entre  $20\mu s$  et  $30\mu s$ ), le comportement est purement inductif et il est possible d'en déduire les paramètres du circuit, qui sont nettement inférieurs à ceux obtenus par la modélisation BF:

$$\begin{cases} l_{f1} = 3.7\mu H \\ l_{f2} = 37\mu H \\ L_m = 159\mu H \end{cases} \quad (14)$$

Les tensions mesurées sont donc appliquées à ce modèle inductif. L'ondulation estimée à partir de ce modèle est visible sur les différents tracés de la figure 15. Pour le tracé de la figure 15.b où les rapports cycliques sont  $\alpha_1 = 48\%$  et  $\alpha_2 = 52\%$ . Les courants comportent une valeur moyenne absolue de l'ordre de  $6A$ . Celle-ci a été retirée pour ne visualiser que l'ondulation de courant.

Dans le cas où les tensions appliquées à chaque enroulements sont synchronisées, on remarque que le transitoire représente la plupart de l'ondulation pour le deuxième enroulement et que le modèle inductif n'est plus suffisant pour décrire son comportement. En revanche, lorsque les enroulements sont soumis à des rapports cycliques différents (Figure 15.b), les allures mesurées et estimées sont similaires. Cela montre que, lors de l'application de tensions différentes sur les deux enroulements, l'évolution transitoire du courant devient négligeable devant le caractère inductif. Il faut noter que la différence de rapport cyclique employée dans cette figure est de l'ordre de 4% pour visualiser clairement le phénomène. Cependant, en pratique, les différences de rapport cyclique attendues sont de l'ordre de 0.1% d'après l'équation (13). La Figure 15.b n'est donc par représentative des augmentations d'ondulation de courant calculées par la suite.

#### 4.3. Compromis entre le déséquilibre des grandeurs fondamentales et les ondulations de courants

Comme le modèle (14) semble décrire fidèlement les ondulations de courant lors de l'application de tension différentes (Figure 15.b), il peut être utilisé pour conclure vis à vis des résultats issus de l'équation (13). Cette équation nous avait permis d'évaluer la différence de tension à appliquer aux enroulements pour rééquilibrer les allures BF des courants. La différence de tension à appliquer à notre système était de  $78\text{ mV}$  pour obtenir un courant de  $5\text{ A}$  à  $100\text{ Hz}$  dans chaque enroulement. Pour comparer simplement l'ondulation générée par cette différence de tension à l'ondulation obtenue à la synchronisation, on raisonne au premier harmonique de la fréquence de découpage sur l'amplitude du courant. À cette fréquence de  $25\text{ kHz}$ , les aspects résistifs sont négligés. En remaniant l'équation (9) sans les résistances des enroulements, on obtient:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{(l_{f2} + L_m) \cdot U_1 - L_m \cdot U_2}{j\omega \cdot (l_{f1} \cdot l_{f2} + L_m \cdot (l_{f1} + l_{f2}))} \\ I_2 = \frac{(l_{f1} + L_m) \cdot U_2 - L_m \cdot U_1}{j\omega \cdot (l_{f1} \cdot l_{f2} + L_m \cdot (l_{f1} + l_{f2}))} \end{cases} \quad (15)$$

On décompose les tensions appliquées aux enroulements  $U_1$  et  $U_2$  en une tension de «mode commun»:  $U_{MC} = (U_1 + U_2)/2$  et une tension de «mode différentiel»:  $U_{MD} = (U_1 - U_2)/2$  illustrant la différence de tension nécessaire à l'équilibrage des courants.

On pose  $\mathcal{L}^2 = l_{f1} \cdot l_{f2} + L_m \cdot (l_{f1} + l_{f2})$  le dénominateur commun à tous les termes. Le système d'équations précédent devient:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{l_{f2}}{j\omega \cdot \mathcal{L}^2} \cdot U_{MC} + \frac{(l_{f2} + 2 \cdot L_m)}{j\omega \cdot \mathcal{L}^2} \cdot U_{MD} \\ I_2 = \frac{l_{f1}}{j\omega \cdot \mathcal{L}^2} \cdot U_{MC} + \frac{(l_{f1} + 2 \cdot L_m)}{j\omega \cdot \mathcal{L}^2} \cdot U_{MD} \end{cases} \quad (16)$$

Pour chaque enroulement, le terme associé à  $U_{MC}$  correspond à l'ondulation obtenue à la synchronisation:  $1A$  pour le premier enroulement et  $0.25A$  pour le second d'après la figure 15.a). Le terme associé à  $U_{MD}$  correspond à l'ondulation supplémentaire due à l'application d'une différence de tension. Le choix de la stratégie de MLI va influencer sur les harmoniques présente dans la composante différentielle  $U_{MD}$ . Par exemple, une MLI centrée comme celle employée dans la Figure 15.b) va générer une sollicitation à l'harmonique de rang 2 ( $50\text{ kHz}$ ) superposée à l'ondulation obtenue à la synchronisation. Pour rendre l'étude indépendante du choix de MLI, on s'intéresse au pire cas, celui où le mode différentiel agirait sur le premier harmonique ( $25\text{ kHz}$ ), comme le mode commun. Cela représente bien le pire cas pour le modèle inductif dont la contribution des harmoniques décroît avec l'augmentation de la fréquence.

À  $25\text{ kHz}$  avec les éléments du modèle inductif obtenus précédemment (14) et en utilisant la valeur de différence de tension de  $78\text{ mV}$  calculée à travers (13), on obtient une élévation de l'ondulation de courant de  $13\text{ mA}$  pour le premier enroulement et de  $12\text{ mA}$  pour le second enroulement. Cela représente, respectivement, une élévation de 1% et de 5% de l'ondulation de courant dans les deux enroulements. Pour rappel, le déséquilibre obtenu en BF (Figure 12) était de l'ordre de 10%. D'après ce modèle inductif sommaire, il est possible de conclure que la compensation de ce déséquilibre par la commande entraînerait une élévation des ondulations de courant négligeable (<5%) devant l'ondulation à la synchronisation. Il serait donc bénéfique d'équilibrer les composantes fondamentales du courant tant l'impact sur les ondulations semble faible. Ce constat sera étudié expérimentalement.

Le modèle inductif identifié à partir des ondulations obtenues sur une période de découpage permet une première évaluation des possibilités de rééquilibrage de la structure par la commande. Il nous permet de supposer que, lors de la régulation du déséquilibre de la structure par la commande, les ondulations de courant supplémentaires seront négligeables par rapport au gain obtenue par l'équilibrage des courants fondamentaux créant les ampères-tours désirés pour produire un effort utile dans la machine.

## 5. CONCLUSION

Cet article met en évidence les déséquilibres inductifs qui peuvent apparaître lors de la subdivision d'un bobinage statorique afin de les compenser par une commande équilibrante. En premier lieu, les différents types de modélisation d'enroulements de machines électriques sont présentés et des justifications sont apportées pour permettre de restreindre le contexte de l'étude au cas élémentaire composé de deux sous-enroulements. Un prototype expérimental est décrit et des mesures d'impédances réalisées sur ses enroulements sont présentées. Elles permettent d'illustrer le déséquilibre entre les valeurs d'inductance des enroulements. Ensuite, une modélisation analytique s'appuyant sur des considérations élémentaires d'électromagnétisme a été développée et comparée à une méthode de résolution par «éléments finis» afin de déterminer la différence entre les inductances de fuite du système en BF. Ce modèle, validé expérimentalement, peut être employé pour bâtir un schéma d'asservissement et évaluer les ressources numériques nécessaires au contrôle du déséquilibre entre les courants dans les enroulements subdivisés. Enfin, le modèle inductif est réajusté autour de la fréquence



de découpage de l'électronique de puissance pour estimer les ondulations de courant dans les sous-enroulements. Ce modèle, identifiable à partir de quelques mesures simples à réaliser permet d'évaluer l'augmentation des ondulations de courant dans le cadre d'un rééquilibrage des courants par la commande. Pour l'exemple considéré, la compensation par la commande d'un déséquilibre de 10% sur les composantes fondamentales du courant génère une augmentation des ondulations de courant inférieures à 5%. Ce résultat montre que la compensation par la commande du déséquilibre est envisageable et sera étudié expérimentalement lors d'expériences futures.

## 6. RÉFÉRENCES

- [1] Giovanni Lo Calzo, Simon Lambert, Robert Abebe, Barrie Mecrow, Chris Gerada, Mark Johnson, Thomas Cox, and Gaurang Vakil. Integrated motor drives: state of the art and future trends. *IET Electric Power Applications*, 10(8):757–771, 2016.
- [2] N. R. Brown, T. M. Jahns, and R. D. Lorenz. Power converter design for an integrated modular motor drive. *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, pages 1322–1328, 2007.
- [3] A. Matallana, E. Ibarra, I. López, J. Andreu, J. I. Garate, X. Jordà, and J. Rebollo. Power module electronics in HEV/EV applications: New trends in wide-bandgap semiconductor technologies and design aspects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 113(February):109264, 2019.
- [4] I. López, E. Ibarra, A. Matallana, J. Andreu, and I. Kortabarria. Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 114(August):109336, 2019.
- [5] Veronika Bolgova, Stéphane Lefebvre, Sami Hlioui, Nidhal Boucenna, François Costa, and Andrey Leonov. Development of testing methods for winding turn-to-turn insulation of low voltage motors fed by PWM converters. *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe*, 2017-Janua, 2017.
- [6] Feng He, Guoxin Xie, and Jianbin Luo. Electrical bearing failures in electric vehicles. *Friction*, 8(1):4–28, 2020.
- [7] Zheyu Zhang, Fred Wang, Leon M. Tolbert, Benjamin J. Blalock, and Daniel J. Costinett. Decoupling of interaction between WBG converter and motor load for switching performance improvement. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2016-May:1569–1576, 2016.
- [8] Di Han, Silong Li, Woongkul Lee, Wooyoung Choi, and Bulent Sarlioglu. Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pages 843–847, 2017.
- [9] Alberto Tenconi, Francesco Profumo, Stefan E. Bauer, and Martin D. Hennen. Temperatures evaluation in an integrated motor drive for traction applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(10):3619–3626, 2008.
- [10] Luis A. Navarro, Xavier Perpina, Philippe Godignon, Josep Montserrat, Viorel Banu, Miquel Vellvehi, and Xavier Jorda. Thermomechanical assessment of die-attach materials for wide bandgap semiconductor devices and harsh environment applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5):2261–2271, 2014.
- [11] Emre Gurpinar and Alberto Castellazzi. Tradeoff Study of Heat Sink and Output Filter Volume in a GaN HEMT Based Single-Phase Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6):5226–5239, 2018.
- [12] Benjamin Rubey, Adrian Patzak, Florian Bachheibl, Andreas Greifelt, and Dieter Gerling. Lifetime estimation of a novel high current low resistance single phase plug-in connector for the ISCAD application. *14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2017*, 2018-Janua:1–5, 2018.
- [13] Jiyao Wang, Ye Li, and Yehui Han. Integrated Modular Motor Drive Design With GaN Power FETs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4):3198–3207, 2015.
- [14] Benjamin Rubey, Adrian Patzak, Florian Bachheibl, and Dieter Gerling. DC-link current harmonics minimization in ISCAD multi-phase inverters with interleaving. *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2017 - Proceedings*, 2018-Janua:1–7, 2018.
- [15] E. Labouré E. Hoang. Electric machine powered at low voltage and associated multicellular traction chain, May 3 2018. WO2018149996A1.
- [16] Antoine Cizeron, Javier Ojeda, Eric Labouré, and Olivier Béthoux. Prediction of PWM-Induced Current Ripple in Admittance Analysis. *Energies* 2019, 12, 4418, 2019.
- [17] Hamid Ben Ahmed, Olivier Béthoux, Antoine Cizeron, Emmanuel Hoang, Anthony Juton, Eric Labouré, Adrien Mercier, Eric Monmasson, Javier Ojeda, Loïc Queval, and Ghislain Remy. Les enjeux du concept CTAF: Chaîne de Traction à Alimentation Fractionnée. *Symposium du génie électrique 2020, Nantes*, 2020.
- [18] Alexander Pugachev and Andrey Kosmodamianskiy. Induction motor scalar control system with power losses minimization. *2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2019*, pages 1–5, 2019.
- [19] Simon Foitzik and Martin Doppelbauer. Analytical model of a six-phase PMSM for the simulation of stator winding faults on turn level. *2019 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2019*, pages 185–191, 2019.
- [20] Aldeo Boglietti, Andrea Cavagnino, and Mario Lazzari. Experimental high-frequency parameter identification of ac electrical motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(1):23–29, 2007.
- [21] Riccardo Leuzzi, Vito Giuseppe Monopoli, Luca Rovere, Francesco Cupertino, and Pericle Zanchetta. Analysis and Detection of Electrical Aging Effects on High-Speed Motor Insulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 9994(c):1–1, 2019.
- [22] Mohammad Sedigh Toulabi, Liwei Wang, Levi Bieber, Shaahin Filizadeh, and Juri Jatskevich. A Universal High-Frequency Induction Machine Model and Characterization Method for Arbitrary Stator Winding Connections. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, PP(c):1, 2019.
- [23] Le Chang, Thomas M. Jahns, and Rolf Blissenbach. Characterization and Modeling of Soft Magnetic Materials for Improved Estimation of PWM-Induced Iron Loss. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(1):287–300, 2020.
- [24] Pavel Ponomarev, Ilya Petrov, Juha Pyrh, and Nicola Bianchi. Additional Losses in Stator Slot Windings of Permanent Magnet Synchronous Machines. (May):1–11, 2015.
- [25] Fang Jiancheng, Liu Xiquan, Bangcheng Han, and Kun Wang. Analysis of circulating current loss for high-speed permanent magnet motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(1), 2015.
- [26] C. Roth, F. Birnkammer, and D. Gerling. Analytical Model for AC Loss Calculation Applied to Parallel Conductors in Electrical Machines. *Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, IECM 2018*, (1):1088–1094, 2018.
- [27] Katsumi Yamazaki, Takahiro Furuhashi, Haiyan Yui, Hideki Ohguchi, Satoshi Imamori, and Masao Shuto. Analysis and Reduction of Circulating Current Loss of Armature Wires in Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6):5888–5896, 2019.
- [28] Le Chang, Thomas M. Jahns, and Rolf Blissenbach. Generalized Dynamic Hysteresis Model for Improved Iron Loss Estimation of Complex Flux Waveforms. *IEEE Transactions on Magnetics*, 55(7):1–13, 2019.