



Modelisation d'un court-circuit entre spires dans une machine fractionnée hautement couplée

Hugo Milan

► To cite this version:

Hugo Milan. Modelisation d'un court-circuit entre spires dans une machine fractionnée hautement couplée. Journées couplées du GDR SEEDS et de la conférence JCGE - Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, GDR SEEDS, Jun 2024, 44490 Le Croisic, France. <hal-04828341>

HAL Id: hal-04828341

<https://hal.science/hal-04828341v1>

Submitted on 10 Dec 2024

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.



HAL Authorization

Évaluation des court-circuit entre spires dans une machine fractionnée hautement couplée

Hugo Milan*

*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
hugo.milan@ens-paris-saclay.fr

RESUME - Les défis rencontrés dans le domaine de l'alimentation électrique des applications embarquées incluent la haute densité de puissance, la basse tension et la haute fiabilité. Dans cet article, nous examinons l'impact d'un court-circuit entre spires (CCS) sur une chaîne de traction triphasée standard et une chaîne de traction à alimentation fractionnée (CTAF). Ce concept visant à accroître la fiabilité et la densité de puissance est appliqué à une machine synchrone à aimant permanent. Pour comparer ces deux structures, des modèles électriques sont développés et les relations entre les paramètres des deux structures sont établies, permettant ainsi une comparaison des points de fonctionnement équivalents. Cette analyse révèle que la gravité (norme et phase du courant de court-circuit) des CCS est équivalente entre les deux structures, mais que la structure CTAF conserve des degrés de libertés supplémentaires avec un impact réduit sur le CCS.

ABSTRACT - The power supply challenges for aerospace applications are high power density, low voltage and high reliability. In this paper we propose to compare the effect of an Inter-Turn Short-Circuit (ITSC) in a standard three-phase machine and in a Multi-Three-Phase Machine (MTPM) with Highly Coupled Segmentation (HCS) concept. This concept aims for high reliability and high power density, so we will apply it to a permanent magnet machine. In order to compare these structures, electrical models are created and the quantities are related between structures. This ensures that the same operating points are compared. This perspective shows that the structures are equivalent in terms of ITSC, but that the HCS structure provides additional degrees of freedom whose contribution to the management of the ITSC current is limited.

MOTS-CLES - chaîne de traction basse tension, bobine fractionnée, alimentation fractionnée, court-circuit, résilience

1. Introduction

L'augmentation de la demande énergétique dans les secteurs de l'aéronautique et de l'automobile incite les fabricants à élever la tension des bus tension continue. Les niveaux de tension et les vitesses de commutation élevés, les grandes longueurs de câble et les conditions de pression faibles augmentent le risque de décharges partielles, ce qui accélère le processus de vieillissement des isolants [1]. Cet article évalue la gravité des défauts de court-circuit entre spire (CCS) dans une machine multi-triphasée (MMTP) avec fractionnement hautement couplée, introduite dans [2], appelé chaîne de traction à alimentation fractionnée (CTAF).

Plusieurs structures, telles que celles proposées par [2], [3] et [4], ont été introduites pour combiner la basse tension, la densité de puissance élevée, un poids réduit et un risque de décharge partielle minimisé. Outre l'atténuation de la probabilité de décharges partielles, la basse tension offre une plus grande souplesse dans la sélection des composants, ce qui peut améliorer l'efficacité énergétique de l'ensemble de la chaîne de traction. En outre, ce fractionnement de la puissance facilite également la redondance qui plus est active, permettant à certaines fractions de la machine de se déconnecter en cas de défaillance tout en permettant aux autres sections de continuer à fonctionner, remplissant ainsi les fonctions de service de la chaîne de traction.

Cependant, il est impératif d'étudier l'interaction entre les différentes fractions lors d'une défaillance afin de s'assurer qu'une défaillance d'un composant ne rend pas l'ensemble de la machine inutilisable. Cela souligne la nécessité d'étudier les courts-circuits au sein de ces nouvelles structures. En effet, les courts-circuits peuvent entraîner d'importants problèmes thermiques, mécaniques ou de contrôle en raison du couplage magnétique entre les différents enroulements, ce qui peut conduire à la propagation d'un défaut, comme indiqué dans [5]. La gestion des courts-circuits est cruciale non seulement pour prévenir les accidents, mais aussi parce qu'ils constituent une proportion importante, allant de 21 à 40 %, des défauts dans les machines électriques selon [6] et [7]. Cet article vise à se concentrer sur les CCS car ils sont souvent à l'origine de nombreux défauts, comme l'indique [8].

Dans la littérature, de nombreux principes établis visent à atténuer l'impact des courts-circuits, comme indiqué dans [9] avec la formulation suivante :

- 1) Séparation physique entre les phases pour limiter la propagation des défauts d'une phase à l'autre, atténuant ainsi la surchauffe locale.
- 2) Modularité pour faciliter le remplacement des composants défectueux de la machine.
- 3) Inductance propre élevée pour diminuer le courant de court-circuit.
- 4) Faible couplage mutuel entre les phases pour éviter l'interaction entre les phases saines et les phases défectueuses.

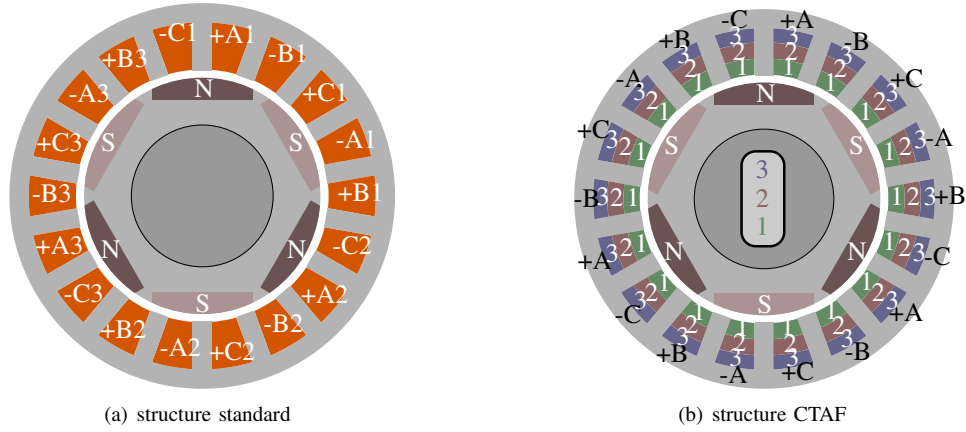


Figure 1: Fractionnement des conducteurs dans les encoches

En réponse à ces principes directeurs, des conceptions spécifiques ont été introduites, telles que les machines fractionnées, pour répondre aux préoccupations liées à la gestion des défauts. En particulier, la disposition multi-secteur s'est imposée comme l'approche standard pour segmenter les enroulements dans les moteurs triphasés [10] [11]. Cette conception a fait l'objet d'un examen approfondi dans diverses variantes en raison de sa capacité à fournir une séparation physique entre les segments, une modularité et un faible couplage entre les segments. Toutefois, une machine équivalente utilisant cette conception présente une inductance propre réduite d'un facteur N_{sc} (où N_{sc} représente le nombre de fractions), ce qui entraîne une diminution correspondante de la force contre-électromotrice (fem). Ces caractéristiques ont incité les chercheurs à explorer cette solution comme moyen de gérer les courts-circuits dans les machines.

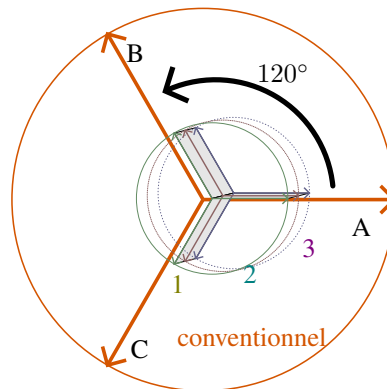


Figure 2: Comparaison de la direction principale des champs dans l'entrefer de chaque phase dans le cadre de référence électrique

La structure CTAF offre de nombreux avantages potentiels pour les défis futurs, notamment la capacité de répondre aux exigences de basse tension et de faciliter les mécanismes de partage de l'énergie. Néanmoins, ces potentiels avantages découlent d'une conception structurelle qui s'écarte des principes établis de la fiabilité. Par conséquent, il est essentiel d'effectuer une analyse comparative entre cette structure et un équivalent standard afin d'évaluer quantitativement l'impact des défauts sur cette configuration et d'évaluer l'impact des degrés de liberté sur les défauts.

L'objectif principal de cet article est d'évaluer le courant de court-circuit entre spires à basse fréquence dans la structure CTAF et de le comparer à une structure triphasée standard. Dans la section II, un modèle de comparaison sera construit pour évaluer les différences théoriques entre un CCS dans une structure standard et un CCS dans une structure CTAF. Le modèle sera basé sur la relation entre les variables de chaque structure. Ensuite, dans la section III, des expériences seront menées pour valider le modèle précédemment établi.

2. Comparaison du CCS dans une machine standard et dans la structure CTAF

L'étude des courts-circuits nécessite la prise en compte d'un certain nombre de questions critiques. Tout d'abord, la compréhension des lieux d'apparition potentiels des courts-circuits nécessite une compréhension globale de la conception de la machine et une analyse des zones soumises à des contraintes intenses (thermiques, décharges partielles, mécaniques, etc.). La gravité d'un court-circuit doit être évaluée a priori en fonction de son impact sur les contraintes thermiques, les ondulations de couple et sa propension à se propager. Cette évaluation nécessite des estimations de la fem, de l'inductance propre et des couplages des spires en court-circuit.

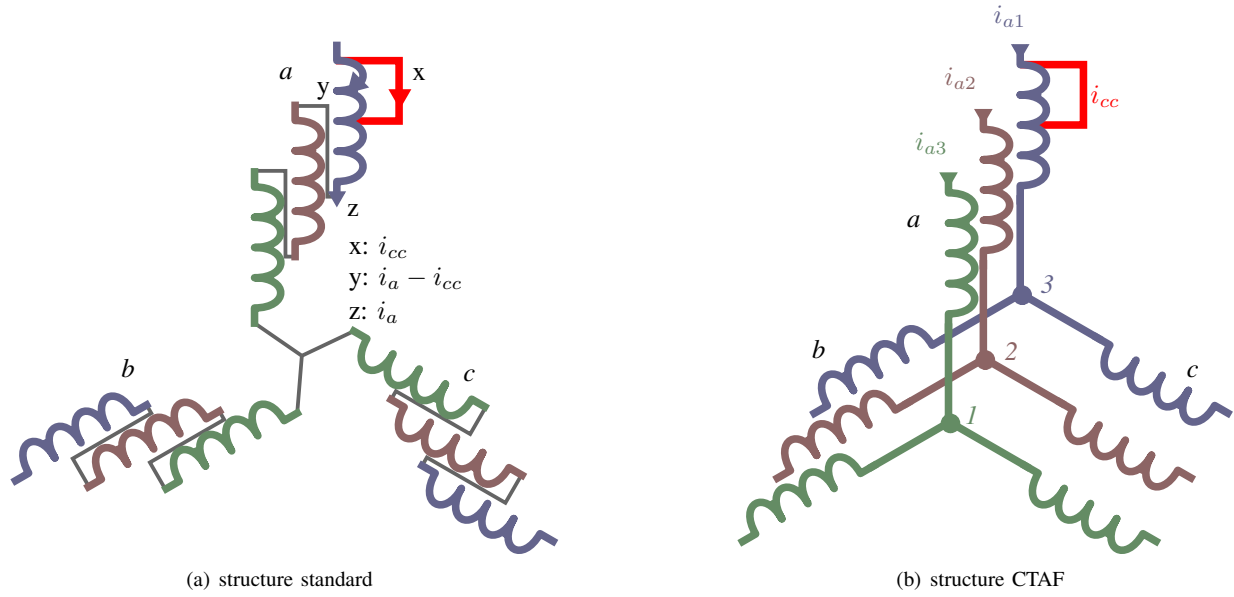


Figure 3: Schéma électrique du fractionnement des conducteurs avec un court-circuit équivalent

2.1 Scénario de court-circuit

L'étude des CCS a été privilégiée en raison de leur forte probabilité d'occurrence. Les CCS sont reconnus dans la littérature et dans les milieux industriels comme étant problématiques car capables d'évoluer vers des formes de court-circuit plus graves. Leur probabilité est démultipliée par la proximité physique des spires d'une même dent, séparées uniquement par un isolant. A contrario, l'étude de courts-circuits improbables, où les conducteurs sont très éloignés au sein de la machine, n'a que peu d'intérêt.

En outre, la gravité de ce court-circuit est accentuée lorsqu'il n'y a que quelques spires affectées. Cette limitation entraîne une augmentation considérable de la densité du courant à l'intérieur des conducteurs, ce qui crée un point chaud localisé dans la machine. La chaleur qui s'ensuit peut faire fondre les isolants voisins, ce qui entraîne une dégradation en cascade de la machine. De plus, même si le courant de court-circuit reste dans les limites thermiques, l'impact d'un court-circuit sur une dent perturbe le flux qui la traverse, ce qui peut entraîner des complications au niveau du contrôle et de l'ondulation du couple.

Une analyse comparative sera effectuée dans le cadre de scénarios équivalents. À cette fin, on prendra un nombre équivalent de spires court-circuitées, on considérera des résistances de court-circuit identiques. On suppose également que le courant en question ne conduit pas à la saturation des circuits magnétiques. Ces hypothèses permettent une approche linéaire de l'estimation du court-circuit. Par conséquent, dans la structure standard, le courant de court-circuit sera déterminé comme la solution de l'équation suivante :

$$R_{cc}i_{cc} = \frac{d\Phi_{rotorcc}}{dt} + L_{cc}\frac{d(i_a - i_{cc})}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[M_{cyy} \frac{di_y}{dt} \right] \quad (1)$$

Dans l'équation 1, R_{cc} représente la résistance du court-circuit (correspondant à la résistance du fil rouge dans la Fig. 3(a)), i_{cc} représente le courant circulant à l'intérieur de CCS (également associé au fil rouge), $\Phi_{rotorcc}$ est le flux du rotor capté par les spires court-circuitées, et M_{cyy} représente l'inductance mutuelle entre l'enroulement court-circuité et l'autre phase. Pour des raisons de simplicité, les résistances des fils sont négligées dans ce contexte, bien qu'elles puissent être incorporées si nécessaire. L'impédance de court-circuit la plus couramment utilisée prend la forme de $R_{cc} + jL_{cc}\omega$. Par conséquent, l'expression habituelle de l'équation sera sous la forme suivante :

$$R_{cc}i_{cc} + L_{cc}\frac{di_{cc}}{dt} = \frac{d\Phi_{rotorcc}}{dt} + L_{cc}\frac{di_a}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[M_{cyy} \frac{di_y}{dt} \right] \quad (2)$$

La même approche est appliquée à la structure CTAF, ce qui donne l'équation suivante :

$$R_{cc}i_{cc} + L_{cc}\frac{di_{cc}}{dt} = \frac{d\Phi_{rotorcc}}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} M_{cyyj} \frac{di_{yj}}{dt} \right] \quad (3)$$

L'inductance mutuelle apparente entre le court-circuit et la phase correspondante, exprimée par $L_{cc} + M_{cca}$, reflète l'inductance mutuelle qui existerait s'il y avait des enroulements indépendants court-circuités sur le même circuit magnétique. Étant donné la nature linéaire du problème, les deux représentations sont équivalentes. Ce raisonnement

est applicable à un large éventail de circuits magnétiques, y compris les deux types de structures. Par souci de simplicité, nous utiliserons désormais M_{cca} comme abréviation de $L_{cc} + M_{cca}$.

Afin d'évaluer et de comparer le courant de court-circuit entre les deux structures, une analyse comparative des termes de leurs équations respectives est nécessaire.

2.2 Comparaison de l'état magnétique

2.2.1 Comparaison des inductances

L'objectif est de confronter le comportement de ces structures aux courants de court-circuit, en veillant à ce qu'ils restent dans des limites admissibles. Cela implique de s'assurer que les courants ne dépassent pas le courant thermique et que le circuit magnétique ne sature pas. Ces hypothèses permettent d'utiliser une approche linéarisée pour estimer les effets de court-circuit. L'objectif est de comparer les inductances propres et mutuelles dans chaque structure, puis de calculer ces inductances dans des conditions de court-circuit.

L'inductance propre d'une phase standard, notée L_a , résulte de la mise en série des enroulements associés à chaque fraction. Par conséquent, le flux total embrassé par l'enroulement standard est la somme des flux captés par les N_{sc} fraction. Dans le cas où $N_{sc} = 3$, l'inductance propre standard s'exprime comme suit :

$$L_a = L_{a1} + L_{a2} + L_{a3} + 2M_{a1a2} + 2M_{a1a3} + 2M_{a2a3} \quad (4)$$

et l'inductance mutuelle entre les phases :

$$M_{ab} = \sum_{1 \leq i, j \leq 3} M_{aibj} \quad (5)$$

L'inductance de chaque fraction varie en fonction de l'inductance de fuite entre chaque spire, qui est influencée par leur emplacement par rapport à l'entrefer. Par conséquent, pour estimer les inductances affectées par un court-circuit, il est de la plus haute importance de disposer d'informations précises concernant le nombre et l'emplacement des spires court-circuitées par rapport à l'entrefer. Cela nécessite soit l'utilisation d'une approche basée sur un modèle, soit la réalisation d'une analyse par éléments finis. Par conséquent, si la quantité et l'emplacement des spires en court-circuit sont identiques dans les deux structures, les inductances de court-circuit résultantes seront également similaires. C'est ce que montre l'équation 6. Par souci de commodité, les quantités indiquées par l'acronyme **STAN** sont associées à la configuration standard, tandis que celles indiquées par l'acronyme **CTAF** sont associées à la structure CTAF.

$$L_{it\text{STAN}} = L_{it\text{CTAF}} = L_{it} \quad (6)$$

En situant le court-circuit dans la phase a , nous observons la relation suivante (équation 7) qui régit les couplages entre le court-circuit et les phases. Il est essentiel de souligner que cette relation s'applique également aux couplages avec les phases b et c .

$$M_{acc\text{STAN}} = M_{a1cc\text{CTAF}} + M_{a2cc\text{CTAF}} + M_{a3cc\text{CTAF}} \quad (7)$$

$$M_{acc} = M_{a1cc} + M_{a2cc} + M_{a3cc} \quad (8)$$

En outre, le flux du rotor intercepté par le court-circuit restera identique dans les deux scénarios en raison d'une quantité identique de tours de court-circuit.

$$\Phi_{\text{rotorccSTAN}} = \Phi_{\text{rotorctaf}} = \Phi_{\text{rotorcc}} \quad (9)$$

2.2.2 Comparaison des courants de court-circuit, contrôle équilibré

Afin de déterminer le courant de court-circuit, il est nécessaire d'évaluer la tension induite résultant des divers couplages à l'intérieur du court-circuit, appliquée ensuite à l'impédance de court-circuit. Dans le scénario standard, cette tension peut être exprimée comme suit :

$$U_{cc\text{STAN}} = \frac{d\Phi_{\text{rotorcc}}}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} M_{cyy} \frac{di_y}{dt} \quad (10)$$

Pour la structure CTAF :

$$U_{cc\text{CTAF}} = \frac{d\Phi_{\text{rotorcc}}}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} M_{cyyj} \frac{di_{yj}}{dt} \right] \quad (11)$$

Ces deux tensions sont appliquées à une impédance de court-circuit identique :

$$U_{cc} = R_{cc}i_{cc} + L_{cc} \frac{di_{cc}}{dt} \quad (12)$$

Dans ce contexte, R_{cc} représente la résistance de court-circuit, qui est déterminée par l'état des isolateurs et la résistance interne des enroulements. Cette résistance reste cohérente entre les structures standard et CTAF.

Dans le cas d'une commande d'équilibrage au sein de la structure CTAF, lorsque les courants sont égaux, c'est-à-dire, $i_{a1} = i_{a2} = i_{a3} = \dots = i_{aN_{sc}}$ sont égaux à la valeur moyenne par phase i_a dans les structures standard et CTAF. On

en conclut que $U_{it\text{STAN}} = U_{it\text{CTAF}}$, et donc que $i_{it\text{STAN}} = i_{it\text{CTAF}}$ (comme indiqué dans l'équation 13). Cette méthode de contrôle équilibré est la plus répandue au sein de cette structure en raison de sa propension à minimiser les pertes.

Contrôle équilibré :

$$\sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} (M_{ityj}) \frac{di_y}{dt} \right] = \sum_{y \in (a,b,c)} M_{ity} \frac{di_y}{dt} \quad (13)$$

parce que :

$$\sum_{j=1}^{N_{sc}} M_{ityj} = M_{ity} \quad (14)$$

L'équivalence entre les structures pour une commande équilibrée est due à la nature magnétique du problème de court-circuit. En effet, pour des états de fonctionnement équivalents, les états magnétiques sont les mêmes pour les deux structures. Cette similitude permet d'appliquer les méthodes classiques visant à atténuer les courants de court-circuit dans les configurations standards au moyen de courants. Par exemple, le défluxage de la fraction court-circuitée peut être une approche efficace et ouvrir la possibilité de nouvelle commande pour le réaliser.

2.2.3 Comparaison des courants de court-circuit, commande déséquilibrée

Le concept de contrôle déséquilibré implique la présence de courants différents dans chaque fraction. Par exemple, dans la structure standard, le courant suit un schéma sinusoïdal, $i_a = I_a \sin(\theta_e)$, alors que dans la structure CTAF, les courants adoptent également des schémas sinusoïdaux mais avec des amplitudes distinctes. Les courants à l'intérieur de chaque fraction sont donnés par les équations suivantes : $i_{a1} = I_{a1} \sin(\theta_e)$, $i_{a2} = I_{a2} \sin(\theta_e)$, ..., $i_{aN_{sc}} = I_{aN_{sc}} \sin(\theta_e)$. Néanmoins, pour obtenir des points de fonctionnement équivalents dans les deux structures, le mécanisme de commande doit respecter l'équation 15 afin de conserver la puissance transmise au rotor.

$$i_a = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{j=1}^{N_{sc}} i_{aj} \quad (15)$$

Par conséquent, chaque courant au sein de la structure CTAF peut être exprimé dans le format suivant :

$$i_{aj} = i_a + \delta i_{aj} \quad (16)$$

où :

$$\sum_{j=1}^{N_{sc}} \delta i_{aj} = 0 \quad (17)$$

Les courants peuvent être représentés par le courant moyen réglant le couple et les degrés de liberté, comme l'illustre la figure 4. Les degrés de liberté susmentionnés illustrent la capacité à distribuer la puissance entre les fractions. Le mode d'utilisation peut varier en fonction de la gestion de la source à mettre en œuvre.

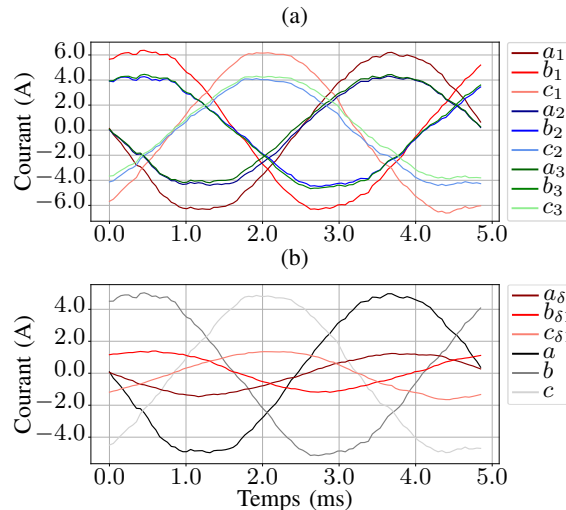


Figure 4: Courants représentés dans le cadre de référence naturel (a) et décomposés dans le format d'étude pour la fraction une (b)

La tension dans le court-circuit de la structure CTAF s'exprimera de la façon suivante :

$$U_{cc\text{CTAF}} = \frac{d\Phi_{\text{rotorcc}}}{dt} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} \left(M_{cyyj} \frac{d(i_y + \delta i_{yj})}{dt} \right) \right] \quad (18)$$

Soit :

$$U_{ccCTAF} = U_{itSTAN} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} \left(M_{ccyj} \frac{d\delta i_{yj}}{dt} \right) \right] \quad (19)$$

Dans un scénario idéal, où chaque inductance mutuelle pour chaque phase reste uniforme ($M_{ccyj} = M_{ccyN_{sc}}$), on aurait :

$$U_{ccCTAF} = U_{ccSTAN} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[M_{ccyN_{sc}} \sum_{j=1}^{N_{sc}} \frac{d\delta i_{yj}}{dt} \right] = U_{ccSTAN} \quad (20)$$

Dans de tels scénarios, les écarts dans les inductances mutuelles sont dus aux variations des inductances de fuite à l'intérieur de l'encoche et au niveau de la tête de la bobine. Par conséquent, on peut opter pour une valeur particulière d'inductance mutuelle pour chaque fraction (par exemple, en choisissant la valeur la plus faible : M_{ccy}) et exprimer chaque inductance mutuelle comme $M_{ccyj} = M_{ccy} + \delta M_{ccyj}$. Cette représentation conduit à l'équation suivante :

$$U_{ccCTAF} = U_{ccSTAN} + \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} \left(\delta M_{ccyj} \frac{d\delta i_{yj}}{dt} \right) \right] \quad (21)$$

Cela signifie que la principale distinction entre la structure standard et les structures HCS est basée sur les disparités de l'inductance mutuelle et des courant. Étant donné la variation limitée entre les modules de la machine, la flexibilité est minimale. Cependant, il existe un terme résistif tel que décrit dans l'équation 22 pour la phase a_1 (où R_{a1it} est la résistance des spires en court-circuit), qui créera une différence de tension si le courant a_1 s'écarte de la moyenne des courants (équation 23). Selon la valeur de la résistance de phase de la machine, ce terme peut générer une variation plus ou moins importante que celle due à la disparité des inductances.

$$R_{a1cc} i_{a1} \quad (22)$$

$$\Delta U_{cc} = \sum_{y \in (a,b,c)} \left[\sum_{j=1}^{N_{sc}} \left(\delta M_{ccyj} \frac{d\delta i_{yj}}{dt} \right) \right] + R_{a1cc} i_{\delta a1} \quad (23)$$

with $\Delta U_{cc} = U_{ccCTAF} - U_{ccSTAN}$

Pour aller plus loin, une multitude de scénarios potentiels envisagent des améliorations dérivant de ce mécanisme de contrôle. Par exemple, l'utilisation de courants déséquilibrés pourrait potentiellement réduire le courant de court-circuit avant la détection et la localisation d'un ITSC. Néanmoins, l'avantage le plus important est attendu au niveau des capacités de surveillance. La configuration CTAF amplifie la signature inductive, augmentant ainsi le potentiel de discrimination des défauts par rapport à une machine triphasée standard. Par conséquent, bien que cette structure ne puisse pas améliorer de manière significative les capacités d'atténuation, les études futures devraient évaluer l'efficacité du portage des techniques de surveillance triphasées telles que la technique basée sur les 2e harmoniques [12] [13] ou basées sur la matrice d'inductance [14]. La conclusion la plus prudente est que la structure CTAF n'est pas moins bonne qu'une structure standard, même en tenant compte de ses degrés de liberté. Cela nous permet d'affirmer que la structure CTAF ne perd pas ses capacités de partage de la puissance lors d'un CCS, à condition que la structure standard puisse résister à ce type de défaut.

3. Résultats expérimentaux

Pour démontrer la faible sensibilité des courts-circuits aux degrés de liberté et à la structure, nous allons comparer le courant de la même machine connectée (Fig. 5(a)) de manière standard, puis à la manière CTAF. Chaque structure aura son propre onduleur. Pour la machine standard, nous aurons un onduleur 144 V (Fig. 5(b) droite). Le structure CTAF comporte un onduleur triphasé triple 48 V. Les commandes des machines sont implémentées dans une MicrolabBox de Dspace. La stratégie de contrôle pour la structure CTAF est décrite en détail dans [2]. Il convient de noter que les réglages du correcteur pour le contrôle du couple sont identiques pour les deux schémas. La fréquence d'échantillonnage est synchronisée avec la fréquence de commutation. Par conséquent, les courants présents sont ceux mesurés par le Dspace, et les ondulations de courant dues au PWM ne sont pas visibles. De plus, la charge de la machine est une machine à courant continu à laquelle des résistances sont connectées afin de maintenir le même point de fonctionnement. Le point de fonctionnement qui sera étudié dans cet article sera un courant de 5 ampères dans chaque phase à une fréquence électrique de 200 Hz.

Le courant de court-circuit est appliqué à la première dent du segment 2 sur la phase C. Les mesures seront effectuées en régime permanent, car l'analyse théorique n'a pas abordé les courants de court-circuit en régime transitoire. Ceux-ci pourraient faire l'objet d'une analyse ultérieure.

La figure 6 montre les courants de court-circuit pour les scénarios présentés dans le tableau I. On constate que les courants de court-circuit se chevauchent dans les quatre scénarios, ce qui rend difficile l'identification des différences



(a) Vue de la machine avec l'agencement CTAF (b) Vue de l'onduleur triphasé 144 V (à gauche) et de l'onduleur triphasé 48 V (à droite)

Figure 5: Banc d'essai

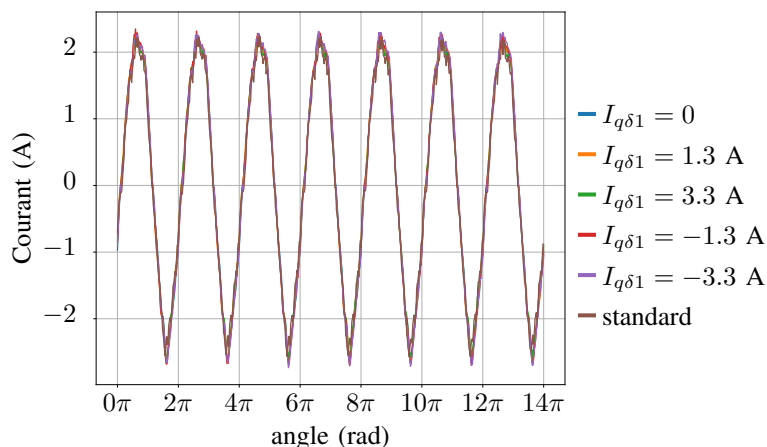


Figure 6: Courant de court-circuit expérimental pour différents scénarios de contrôle (tableau.I)

Tableau I: Scénario de contrôle du courant de la Fig.6

Couleur	Amplitude de i_a , i_b , et i_c .	Amplitude de $i_{\delta a1}$, $i_{\delta b1}$, et $i_{\delta c1}$.	Amplitude de $i_{\delta a2}$, $i_{\delta b2}$, $i_{\delta c2}$, $i_{\delta a3}$, $i_{\delta b3}$ et $i_{\delta c3}$.
Bleu	5 A	0	0
Orange	5 A	1.33 A	-0.67
Vert	5 A	3.33 A	-1.67
Rouge	5 A	-1.33 A	0.67
Violet	5 A	-3.33 A	1.67
Marron (standard)	5 A	X	X

sous-jacentes. Toutefois, le courant de court-circuit de la machine standard est quelque peu différent, principalement en raison du fait que les capteurs de courant utilisés pour l'onduleur dans le scénario standard ne sont pas intégrés dans le bras, et qu'une quantité considérable de bruit se reflète dans la commande en raison de la boucle de courant. De plus, l'asservissement de la différence de courant ne pourra jamais imposer une différence totalement nulle en raison du bruit ou de certains déséquilibres. L'état magnétique obtenu dans la machine ne sera donc jamais exactement le même que dans la machine standard. Ceci est d'autant plus vrai que cet état peut modifier des propriétés magnétiques (non-linéarité) qui ne sont pas prises en compte dans le modèle. Dans le modèle, on a supposé que l'inductance ne dépendait pas de la position du rotor. Cependant, dans la réalité, le banc d'essai présente des harmoniques de rang 1 élevées sur les termes inductifs. Néanmoins, on peut observer que malgré l'influence de ces termes, les courants de court-circuit présentent une différence minime. Les effets de ces harmoniques sur les degrés de liberté ne sont pas visibles, car les harmoniques ne diffèrent qu'en phase et leur amplitude dépend directement des disparités introduites dans le modèle linéaire.

Tableau II: Amplitude de l'harmonique de premier ordre du courant de court-circuit dans le modèle et l'expérience

Amplitude de $i_{\delta c2}$	Expérimental valeur absolue	Expérimental valeur relative	Modèle absolute value	Modèle relative value
0	2.27 A	référence	2.25 A	référence
-0.67 A	2.26 A	-0.7%	2.26 A	-0.7%
-1.67 A	2.23 A	-2.0%	2.23 A	-2.8%
0.67 A	2.31 A	1.8%	2.29 A	1.8%
1.67 A	2.32 A	2.3%	2.33 A	3.6%
STAN	2.16 A	-5.1%	2.27 A	0.8%

Pour comparer quantitativement les courants de court-circuit, nous avons choisi de comparer l'amplitude du premier harmonique, puisque le modèle est linéaire et devrait s'appliquer à toutes les harmoniques basse fréquence. Le modèle est paramétré par le couplage entre les enroulements obtenu par la méthode des éléments finis, la fem mesurée à vide et la résistance de court-circuit de $R_{it} = 1 \pm 5\%$. Pour les valeurs du modèle, nous utilisons la fondamentale des courants mesurés pendant l'essai, afin d'éviter les problèmes de contrôle et autres mentionnés ci-dessus.

Le tableau II montre l'amplitude de la première harmonique du courant de court-circuit et sa valeur relative par rapport à celle de la configuration CTAF avec contrôle équilibré. Le courant pour lequel $I_{q\delta 1}$ est positif et donc $I_{q\delta 2}$ est négatif a une valeur plus faible. Ceci s'explique par le fait que le court-circuit s'est produit sur le segment 2. En effet, le segment 2 aura le plus grand couplage, et la tension de court-circuit dépend de la résistance de phase et du courant du segment 2. Cependant, comme prévu par le modèle, cette influence reste faible tant que les courants moyens sont maintenus, ce qui est le cas dans ces essais. La différence entre le courant de court-circuit de la structure CTAF et de la structure standard est plus visible avec ce tableau, mais les raisons restent les mêmes.

4. Conclusions et perspectives

L'article examine une structure qui incorpore des redondances actives. Cette technique est fréquemment employée dans les domaines de la propulsion navale et de l'aéronautique pour améliorer la résilience des actionneurs et des systèmes d'alimentation. La structure présente une redondance active du fait du fractionnement de plusieurs éléments de la chaîne, en particulier des enroulements à l'intérieur des fentes. Cependant, les enroulements entre les segments sont fortement couplés, ce qui est contraire au principe de résilience, en particulier en ce qui concerne la tolérance aux courts-circuits. Par conséquent, une comparaison a été effectuée pour évaluer la gravité des conditions de court-circuit dans la nouvelle structure par rapport à la structure standard équivalente. Le modèle et l'expérience montre que la gravité des courts-circuits sera identique dans les deux structures sur la base de la relation entre les termes inductifs entre les structures. Malgré les degrés de liberté accrus offerts par la nouvelle structure, il est prévu que l'amplitude du courant de court-circuit ne sera pas significativement réduite. Cette conclusion implique que la structure CTAF peut être employée dans des contextes nécessitant une redondance active, en particulier dans les cas où la structure existante est déjà résiliente. Enfin ces expériences montrent que le partage de l'énergie ne sera pas affecté par un CCS.

References

- [1] Y. Ji, P. Giangrande, H. Wang, W. Zhao, V. Madonna, H. Zhang, and M. Galea, "Time-to-failure analysis of short-duty cycle, inverter-fed electrical machines exposed to prevailing electrical stress," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pp. 1–13, 2023. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10256200/>
- [2] A. Cizeron, J. Ojeda, E. Monmasson, and O. Béthoux, "Control of a segmented three-phase synchronous motor with highly coupled sub-windings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–10, 2022. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9802826/>
- [3] J. Wang, T. Jahns, P. McCluskey, J. Kizito, B. Sarlioglu, R. Borjas, J. Swanke, Y. Cong, Z. Yao, H. Zeng, P. Fu, and A. Schnabel, "2-kV 1-MW 20,000-RPM integrated modular motor drive for electrified aircraft propulsion," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10145453/>
- [4] X. Jiang, X. Jiang, X. Jiang, W. Huang, H. Wenxin, W. Huang, R. Cao, Z. Hao, and W. Jiang, "Electric drive system of dual-winding fault-tolerant permanent-magnet motor for aerospace applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015.
- [5] F. Niu, Z. Bi, Z. Wu, S. Huang, L. Wu, J. Zhang, X. Huang, and Y. Fang, "Assessment of Inter-Turn Short-Circuit Faults in PMSMs with Parallel-Connected Winding," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, pp. 1–10, 2023. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10258337/>
- [6] N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec, and P. Maussion, "Electrical aging of the insulation of low-voltage machines: Model definition and test with the design of experiments," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4147–4155, 2013.
- [7] A. Gandhi, T. Corrigan, and L. Parsa, "Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1564–1575, 2011.
- [8] Y. Qin, G.-J. Li, C. Jia, and P. McKeever, "Pwm voltage-based modeling for pm machines with interturn short circuit fault considering the effect of drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 11, pp. 10 981–10 991, 2023.
- [9] J. Seo, J.-M. Seo, and R.-E. Kim, "New magnetic isolation winding for modular multiple three-phase permanent-magnet machine with mixed-layer," *IET Electric Power Applications*, vol. 16, no. 10, pp. 1135–1147, 2022. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/elp2.12227>
- [10] P. Giangrande, V. Madonna, S. Nuzzo, C. Gerada, and M. Galea, "Braking Torque Compensation Strategy and Thermal Behavior of a Dual Three-Phase Winding PMSM During Short-Circuit Fault," in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. San Diego, CA, USA: IEEE, May 2019, pp. 2245–2250. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8785164/>
- [11] A. G. Yepes, O. Lopez, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, and J. Doval-Gandoy, "A Comprehensive Survey on Fault Tolerance in Multiphase AC Drives, Part 1: General Overview Considering Multiple Fault Types," *Machines*, vol. 10, no. 3, p. 208, Mar. 2022. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2075-1702/10/3/208>
- [12] D. Wei, K. Liu, W. Hu, X. Peng, Y. Chen, and R. Ding, "Short-time adaline based fault feature extraction for inter-turn short circuit diagnosis of pmsm via residual insulation monitoring," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 3103–3114, 2023.
- [13] A. Mahmoudi, I. Jlassi, A. J. M. Cardoso, K. Yahia, and M. Sahraoui, "Inter-turn short-circuit faults diagnosis in synchronous reluctance machines, using the luenberger state observer and current's second-order harmonic," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 8420–8429, 2022.
- [14] R. Li, H. Fang, D. Li, R. Qu, S. Yang, and R. Wang, "A search coil design method of pmsm for detection of inter-turn short-circuit fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 4, pp. 3964–3974, 2024.