

Modélisation prédictive du comportement HF d'une phase de la machine électrique

Loïc Cabrel Kaptoum Kuate ^{1,2}, Abdenour Abdelli ¹, François Balavoine ², Stéphane Duchesne ²

¹ IFP Energies nouvelles, Institut Carnot IFPEN, Transports Energie, 1 et 4 Avenue de Bois-Préau, 92852 Rueil-Malmaison, France

² Univ.Artois, UR 4025, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) Béthune, F-62400, France

RESUME – La modélisation HF du bobinage statorique des machines électriques, visant à prédire la distribution des tensions inter-spires, a fait l'objet de nombreuses études. Les modèles existants présentent des degrés de complexité variés, certains intégrant la dépendance fréquentielle des paramètres du circuit équivalent. Cependant, la plupart de ces travaux se concentrent sur une seule bobine, et seuls quelques-uns s'étendent à l'échelle de la phase en prenant en compte cette dépendance fréquentielle. Cet article propose un modèle HF du bobinage d'une phase statorique de la machine électrique, intégrant la dépendance fréquentielle des paramètres résistifs et inductifs, estimés via une approche numérique par éléments finis en 2D. Ce modèle permet d'estimer la réponse fréquentielle de la machine ainsi que la distribution de la tension dans une phase à l'aide d'une méthode de réduction de modèle. Son efficacité est validée par des mesures expérimentales effectuées sur le bobinage monophasé d'une machine synchro-réductante.

Mots-clés – Modélisation HF, bobinage statorique, machine électrique, dépendance fréquentielle, tension inter-spires.

1. INTRODUCTION

L'utilisation de semi-conducteurs tel que le Carbure de Silicium (SiC) ou le Nitrure de Gallium (GaN) devient de plus en plus courante dans les chaînes de traction électrique, en raison de leurs performances accrues et de leur capacité à fonctionner à des fréquences plus élevées. Cependant, leur utilisation n'est pas sans conséquences : ils génèrent des fronts de tension ($\frac{dv}{dt}$) plus raides à l'entrée des bobinages de la machine, favorisant l'apparition de Décharges Partielles (DP) dans le bobinage [1]. Cela peut entraîner une dégradation accélérée des isolants et, potentiellement, réduire la durée de vie de la machine [2]. Afin de pouvoir déterminer la Tension d'Apparition de Décharges Partielles (TADP) dès la phase de conception de la machine, il est nécessaire avant un premier temps, de prédire, à l'aide d'un modèle Haute Fréquence (HF), le comportement du bobinage statorique de la machine soumis à ces fronts de tension.

Plusieurs approches de modélisation HF du bobinage basées sur des modèles de type circuits ont été proposées dans la littérature. Le modèle circuit présenté dans [3] permet d'analyser l'impédance de la machine en fonction de la fréquence, mais il ne fournit pas d'informations sur la répartition de la tension au sein des bobines individuelles ni entre les spires d'une même bobine. Le modèle introduit dans [4] étend cette fonction en permettant l'estimation de l'impédance de la machine et de la distribution de la tension au sein de chaque bobine. Cependant, il ne possède toujours pas la granularité nécessaire pour évaluer la distribution de la tension au niveau de chaque spire. De plus, tous ces modèles [3, 4] déterminent leurs paramètres à partir de mesures expérimentales d'impédance, ce qui impose la disponibilité de la machine et limite ainsi leur application aux premières phases de conception.

Pour surmonter ces limitations, plusieurs études [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14] ont développé des modèles circuits basés sur la théorie des lignes de transmission. Dans ces modèles,

le bobinage est discrétisé en plusieurs segments, chacun étant représenté par des paramètres équivalents résistifs, inductifs et capacitifs. Selon la taille du bobinage, une spire unique peut être modélisée soit comme un segment individuel, soit comme plusieurs segments inter-connectés afin de mieux capturer la distribution de la tension. Ces modèles intègrent généralement les éléments suivants :

- Couplage capacitif inter-spires ;
- Couplage capacitif entre chaque spire et le circuit magnétique ;
- Résistance et inductance propres de chaque spire ;
- Résistance et inductance mutuelles entre spires ;
- Pertes résistives diélectriques ;
- Pertes résistives dans le fer.

La complexité de ces modèles dépend des hypothèses formulées et des phénomènes physiques pris en compte. Par exemple, le modèle de bobine proposé dans [5] intègre tous ces éléments, mais néglige leur dépendance fréquentielle ainsi que le couplage résistif mutuel. De plus, il suppose que les paramètres calculés pour une spire sont identiques pour toutes les autres. En revanche, [6] propose un modèle similaire sans imposer cette uniformité des paramètres. La référence [7] propose une variante de [6], mais sans prendre en compte les pertes résistives diélectriques. Tous ces modèles [5, 6, 7] estiment les paramètres du circuit équivalent à une fréquence donnée, laquelle varie selon les auteurs. Par exemple, dans [6], les paramètres sont estimés à la première fréquence de résonance du système (machine + câble), tandis que dans [7], ils sont déterminés à la fréquence correspondant à l'inverse du temps de montée du front de tension. Cette approche limite la précision de ces modèles, car elle ne permet pas de prendre en compte le contenu harmonique des fronts de tension.

Le modèle introduit dans [8] est similaire à celui proposé par [7], à la différence qu'il incorpore des circuits en échelle pour représenter la dépendance fréquentielle de la résistance et de l'inductance propres. Cette approche a été affinée dans [9, 10] en intégrant les couplages résistifs et inductifs propres et mutuels via des circuits en échelle. Ces circuits sont dérivés d'une fonction rationnelle obtenue par une technique d'ajustement vectoriel, permettant de modéliser la variation fréquentielle des paramètres. Bien que cette approche offre une modélisation précise, elle pose des défis en matière de robustesse du modèle, car des circuits en échelle distincts doivent être déterminés pour chaque variation fréquentielle des paramètres. De plus, la précision du modèle dépend du nombre de branches nécessaires pour construire le circuit en échelle. Néanmoins, par rapport aux modèles précédents, le modèle proposé par [9, 10] a été étendu pour inclure toutes les phases de la machine.

Une autre approche de modélisation fréquentielle a été développée dans [11, 12, 13, 14]. Le circuit équivalent proposé est résolu dans le domaine fréquentiel, puis une transformation inverse est appliqué pour obtenir une réponse temporelle. Le modèle présenté dans [11] prend en compte tous les paramètres mentionnés précédemment, à l'exception des pertes diélectriques et des pertes mutuelles résistives. Une

amélioration proposée dans [12] intègre ces pertes et l'approche a été validée sur un bobinage hairpin, alors que les modèles antérieurs se concentraient principalement sur des bobines à conducteurs ronds.

Par rapport à [11, 12], la référence [13] propose une autre approche de modélisation fréquentielle. Bien que validée sur une bobine axisymétrique sans noyau magnétique, des artefacts apparaissent dans les tensions estimées, devenant plus prononcés en présence d'un noyau magnétique. Nos travaux précédents dans [14] ont affiné le modèle de [13] en éliminant ces artefacts et en introduisant une méthodologie alternative pour prendre en compte l'impact du noyau magnétique.

L'objectif de cet article est d'étendre le modèle proposé dans [14] afin de modéliser le bobinage statorique monophasé d'une machine synchro-réductante et de le valider expérimentalement. Ce modèle permet d'estimer l'impédance fréquentielle de la machine ainsi que la distribution de la tension à travers les bobines et les spires, tout en prenant en compte la dépendance fréquentielle de la résistance propre, de l'inductance propre, de la résistance mutuelle et de l'inductance mutuelle. Ces paramètres sont déterminés à l'aide de la méthode des éléments finis en 2D.

L'article est structuré en deux parties. La première partie, abordée dans la section 2, introduit la machine étudiée, présente le modèle circuit équivalent et décrit la méthode d'identification des paramètres du modèle. La seconde partie, détaillée dans la section 3, décrit le dispositif expérimental utilisé pour la validation du modèle, incluant les mesures d'impédance dans le domaine fréquentiel et les mesures de tension dans le domaine temporel.

2. PRÉSENTATION DU CAS D'ÉTUDE

2.1. Présentation de la machine étudiée

La machine étudiée est une machine synchro-réductante à 3 phases, dans laquelle une phase est bobinée, comme le montre la FIG. 1. La phase bobinée est constituée de 8 bobines connectées en série, chaque bobine comportant 20 spires. Les spires sont constituées de conducteurs ronds en cuivre revêtus d'un isolant en polyamide-imide (PAI). Chaque conducteur a un diamètre de 1.25 mm. Le Kapton, d'une épaisseur approximative de 0.3 mm, est utilisé comme isolant de fond d'encoche. Le noyau magnétique de la machine est fabriqué à partir de tôles classiques à grains non orientés (M250-35A). Le TABLEAU. 1 et 2 résume respectivement les caractéristiques de la machine et les matériaux utilisés.

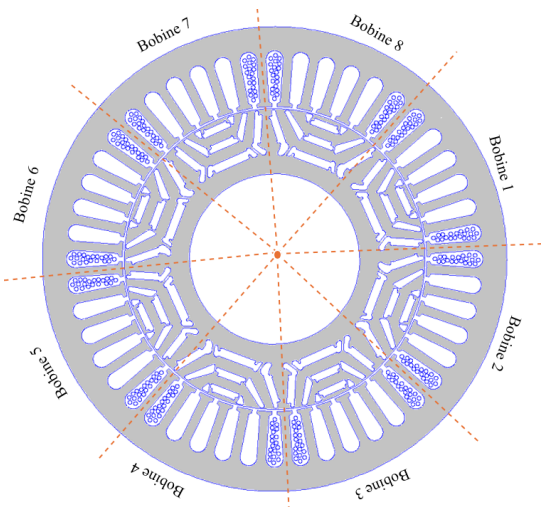


FIG. 1. Géométrie 2D de la machine synchro-réductante

TABLEAU 1. Caractéristiques de la machine étudiée

Paramètre	Valeur
Phases	3
Bobines/Phase	8 en séries
Spire/bobine	20
Nombre de pôles	8
Nombre d'encoche	48
Diamètre extérieur	150 mm
Longueur de noyau	39 mm
Épaisseur de tôle	0.35 mm
Facteur d'empilage des tôles magnétiques	0.98

TABLEAU 2. Propriétés des matériaux de la machine étudiée

Matériaux	Propriétés	Valeur
Cuivre	Conductivité σ_{cuivre}	58 MS m ⁻¹
Fer	Conductivité σ_{fer}	1.9 MS m ⁻¹
PAI	Permittivité relative ϵ_{rp}	2.5
	Facteur de dissipation $\tan(\delta)$	0.01
Kapton	Permittivité relative $\epsilon_{r_{\text{kapton}}}$	3.9

2.2. Présentation du modèle circuit équivalent

Pour développer le modèle HF monophasé du bobinage et prédire la distribution de la tension au sein de chaque bobine ainsi que les tensions inter-spires, le bobinage est discrétisé en plusieurs cellules. Cette discrétisation permet de modéliser les phénomènes de propagation et de réflexion à l'intérieur du bobinage. Dans le cas d'une machine synchro-réductante alimentée par un convertisseur à base de SiC, avec un temps de montée typique de 20 ns, la fréquence maximale du signal atteignant le bobinage est d'environ 47.7 MHz. Cela correspond à une longueur d'onde de 1.5 m [9]. Dans ce contexte, une discrétisation du bobinage à l'échelle de la spire est suffisante, car la longueur d'une spire (≈ 0.14 m) reste au moins dix fois inférieure à la plus courte longueur d'onde du signal.

Le schéma du bobinage monophasé est présenté dans la FIG. 2. Afin de simplifier le circuit équivalent et de réduire sa complexité tout en maintenant une précision raisonnable, nous nous concentrons d'abord sur les couplages résistifs, inductifs et capacitifs mutuels entre les spires au sein d'une bobine de n spires. Les interactions entre bobines sont négligées, bien qu'elles existent. Cette hypothèse est justifiée par [9, 10], qui a donné de bons résultats dans des conditions similaires. De plus, la répartition et la position des spires au sein d'une bobine sont supposées identiques pour toutes les autres bobines.

Le circuit équivalent proposé à l'échelle de la bobine est illustré dans la FIG. 3. Dans ce modèle, i , k , et n représentent

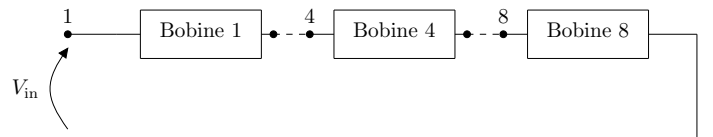


FIG. 2. schéma du bobinage monophasé de la machine synchro-réductante.

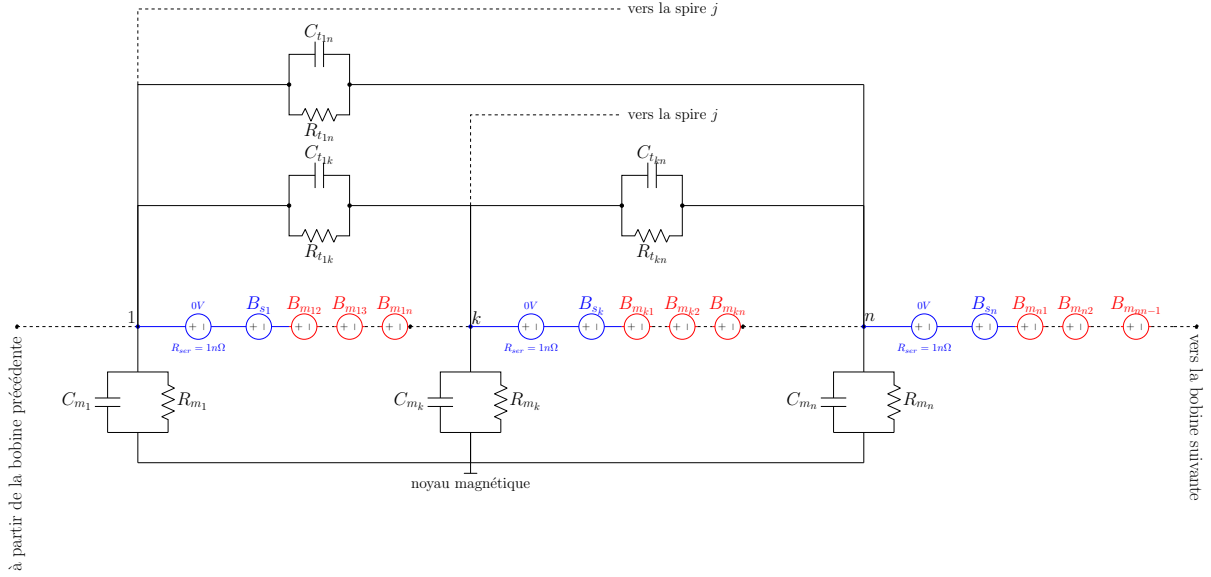


FIG. 3. Modèle fréquentiel d'une bobine de n spires connectées en série.

les nœuds correspondant à chaque spire. Des sources de tension comportementales sont utilisées pour modéliser la chute de tension à travers chaque spire i , résultant du couplage propre (B_{si}) et mutuel (B_{mij}) entre les spires d'une même bobine. Cette tension est donnée par l'expression suivante :

$$\bar{V}_i = \underbrace{(R_{si} + j\omega L_{si})}_{Z_{si}} \bar{I}_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \underbrace{(R_{sij} + j\omega L_{sij})}_{Z_{sij}} \bar{I}_j \quad (1)$$

où Z_{si} représente l'impédance propre d'une spire, tandis que Z_{sij} représente l'impédance mutuelle entre les spires. Chaque source de tension comportementale est alimentée par des tables pré-calculées contenant les valeurs fréquentielles de Z_{si} et Z_{sij} .

Dans cette expression, la résistance R_{si} modélise les pertes fer et Joule, tandis que la force électromotrice générée à travers chaque spire est représentée par l'inductance L_{si} . La résistance mutuelle R_{sij} prend en compte les pertes Joule supplémentaires et fer en HF, causées par les courants induits dans les spires adjacentes et le noyau magnétique sous l'effet du courant dans la spire i . L'interaction magnétique entre les spires est quantifiée par l'inductance mutuelle L_{sij} .

De plus, le circuit équivalent modélise le couplage capacitif entre les spires via C_{tij} , tandis que C_{mi} représente le couplage capacitif entre la spire et le noyau magnétique. Les pertes diélectriques dans l'émail sont modélisées par R_{tij} et R_{mi} . Contrairement aux modèles existants [5, 6, 7, 13, 14], le potentiel du noyau magnétique dans ce modèle n'est pas relié à la masse (potentiel nul).

L'utilisation de tables dans les sources de tension comportementales permet d'estimer la réponse fréquentielle du bobinage. Toutefois, elle ne permet pas une simulation transitoire directe dans le domaine temporel. Pour surmonter cette limitation, un nouveau circuit équivalent est développé en appliquant une réduction de modèle au circuit de la Fig. 3, permettant ainsi l'estimation des tensions au niveau de chaque spire. La méthodologie de réduction du circuit équivalent et le calcul des tensions aux bornes de chaque spire sont détaillés dans [14].

2.3. Méthodologie d'identification des paramètres

Les paramètres du modèle sont estimés à l'aide de la méthode des éléments finis avec le logiciel FEMM V4.2, en

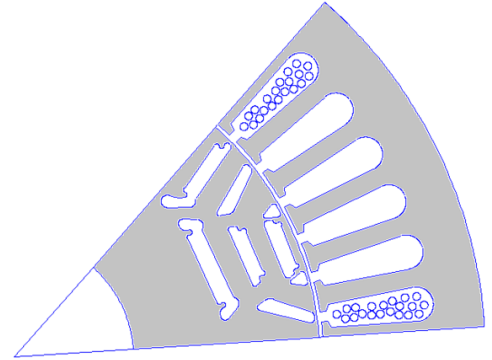


FIG. 4. $\frac{1}{8}$ de la géométrie 2D de la machine synchro-réductante.

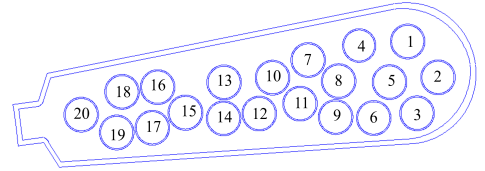


FIG. 5. Encoche en 2D de la machine synchro-réductante.

réalisant deux simulations 2D distinctes : magnétodynamique et électrostatique.

La simulation magnétodynamique permet d'évaluer Z_{si} et Z_{sij} dans la gamme de fréquences d'intérêt, tandis que la simulation électrostatique sert à calculer C_{tij} , C_{mi} , R_{tij} et R_{mi} .

2.3.1. Simulation magnétodynamique

Cette simulation est réalisée afin de prendre en compte l'effet de peau et de proximité dans chaque spire, ainsi les pertes fer dans le noyau magnétique.

En s'appuyant sur les hypothèses simplificatrices du modèle de phase, seule $\frac{1}{8}$ de la géométrie de la machine est modélisée (voir FIG. 4). Les têtes de bobines ne sont pas prises en compte, et la simulation est réalisée avec une profondeur l_s égale à la longueur du noyau magnétique l_{core} .

Afin de modéliser le noyau ferromagnétique feuilleté, une technique d'homogénéisation intégrée au logiciel est utilisée. Cette technique permet d'obtenir une perméabilité équivalente μ_{eq} en fonction du facteur d'empilage des tôles magnétiques c ,

de la perméabilité relative du fer μ_r et de la perméabilité du vide μ_0 , selon l'équation suivante [15] :

$$\mu_{eq} = c\mu_r\mu_0 \quad (2)$$

Cette formulation repose sur l'hypothèse que la perméabilité du matériau magnétique est isotrope, c'est-à-dire identique en tous points du matériau. Dans notre contexte, cette hypothèse est valide puisque le noyau magnétique est fabriqué à partir de tôles à grains non orientés.

Pour prendre en compte le comportement fréquentiel du matériau ferromagnétique, la perméabilité relative μ_r dans (2) est remplacée par une perméabilité complexe fréquentielle μ_{eff} , définie par [15] :

$$\mu_{eff}(B) = \frac{\mu_r e^{-\frac{j\phi_h}{2}} \tanh \left[e^{-\frac{j\phi_h}{2}} \sqrt{j\omega\sigma_f\mu_r\mu_0 \frac{d}{2}} \right]}{\sqrt{j\omega\sigma_f\mu_r\mu_0 \frac{d}{2}}} \quad (3)$$

où ϕ_h représente un décalage de phase entre l'induction magnétique B et le champ magnétique H dû aux pertes par hystérésis. σ_f et d correspondent respectivement à la conductivité électrique et à l'épaisseur de la tôle, tandis que ω représente la vitesse angulaire.

Enfin, pour estimer Z_{s_i} et $Z_{s_{ij}}$, chaque spire est considérée comme une source de courant. La simulation est réalisée en appliquant successivement un courant de $I_{s_i} = 1$ A à chaque spire, tandis que les autres sont maintenues à 0 A. En post-traitement, les impédances sont calculées selon les équations suivantes :

$$Z_{s_i} = \frac{V_{s_i}}{I_{s_i}} = R_{s_i} + j\omega L_{s_i} \quad (4)$$

$$Z_{s_{ij}} = \frac{V_{s_j}}{I_{s_i}} = R_{s_{ij}} + j\omega L_{s_{ij}} \quad (5)$$

où V_{s_i} et V_{s_j} sont les tensions induites au niveau de la spire i et j respectivement.

2.3.2. Simulation électrostatique

Cette simulation est effectuée pour modéliser le déplacement des charges au sein d'une bobine de n spires.

Pour calculer les capacités $C_{t_{ij}}$ et C_{m_i} , les hypothèses suivantes sont adoptées :

- Le noyau magnétique est considéré comme une frontière à potentiel nul. Cette condition permet de simuler une encoche de la machine, comme l'illustre la FIG. 5
- La capacité linéique inter-spires au niveau des têtes de bobines $c_{ij_{sp}}$, est supposée identique à la capacité linéique inter-spires dans l'encoche $c_{ij_{slot}}$. Cette approximation est justifiée par le fait que la permittivité relative du noyau magnétique est proche de l'air, c'est à dire $\epsilon_{r_{core}} \approx 1$.
- La capacité spire-noyau magnétique située dans la région en surplomb est négligée, tandis que celle dans l'encoche est prise en compte.

La simulation est réalisée avec une profondeur $l_s = 2 * l_{core}$. Chaque spire est modélisée comme une source de tension, avec une tension de $V_i = 1$ V appliquée successivement sur chaque spire, tandis que les autres sont maintenues à 0 V. En post-traitement, les capacités sont calculées comme suit :

$$C_{ij_{slot}} = \frac{Q_j}{V_i} \quad (6)$$

$$C_{m_i slot} = \frac{Q_i}{V_i} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n C_{ij_{slot}} \quad (7)$$

où Q_i et Q_j sont les charges associées aux conducteurs i et j respectivement.

Une fois $C_{ij_{slot}}$ et $C_{m_i slot}$ déterminées, elles sont ensuite utilisées pour calculer $C_{t_{ij}}$ et C_{m_i} selon :

$$C_{t_{ij}} = C_{ij_{slot}} \left(1 + \frac{l_{srp}}{2 * l_{core}} \right) \quad (8)$$

$$C_{m_i} = C_{m_i slot} \quad (9)$$

où l_{srp} représente la longueur totale de la spire dans la zone de surplomb.

Enfin, à partir de $C_{t_{ij}}$ et C_{m_i} , les résistances $R_{t_{ij}}$ et R_{m_i} sont obtenues selon :

$$R_{t_{ij}} = \frac{1}{C_{t_{ij}} \omega \tan(\delta)} \quad (10)$$

$$R_{m_i} = \frac{1}{C_{m_i} \omega \tan(\delta)} \quad (11)$$

où $\tan(\delta)$ est le facteur de dissipation de l'émail.

3. VALIDATION EXPÉRIMENTALE

3.1. Validation fréquentielle

L'impédance de la machine a été mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A, comme illustré à la FIG. 6. L'évolution fréquentielle du module et de la phase de l'impédance du bobinage statorique, obtenue à la fois par le modèle et par les mesures, est présentée respectivement à la FIG. 7a et FIG. 7b. Dans ces graphiques, la courbe rouge correspond aux valeurs prédites par le modèle, tandis que la courbe bleue représente les données mesurées.

Les résultats montrent que le modèle prédit assez bien la réponse fréquentielle du bobinage statorique de la machine. Toutefois, des écarts sont observés entre les courbes prédites et mesurées dans la plage de fréquences allant de 2 MHz à 100 MHz, pouvant être attribués à plusieurs facteurs :

- Hypothèses simplificatrices de modélisation : Dans cette étude, la perméabilité équivalente du noyau magnétique est représentée de manière simplifiée par une perméabilité complexe fréquentielle. Cette approximation peut conduire à une surestimation de la perméabilité réelle du noyau magnétique de la machine synchro-réductante. En conséquence, l'inductance équivalente associée à la présence du noyau magnétique est surestimée dans le modèle. Cette surestimation de l'inductance entraîne une sous-estimation de la première fréquence de résonance, observée expérimentalement à $f = 51.53$ MHz, et peut également contribuer à une surestimation de l'impédance dans cette plage de fréquences. Par ailleurs, l'absence de modélisation des inductances et des résistances des têtes de bobine empêche le

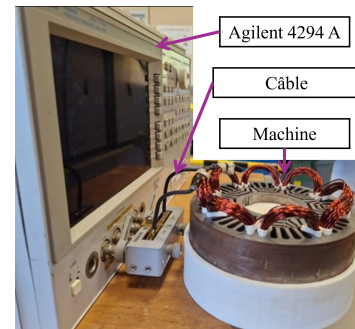
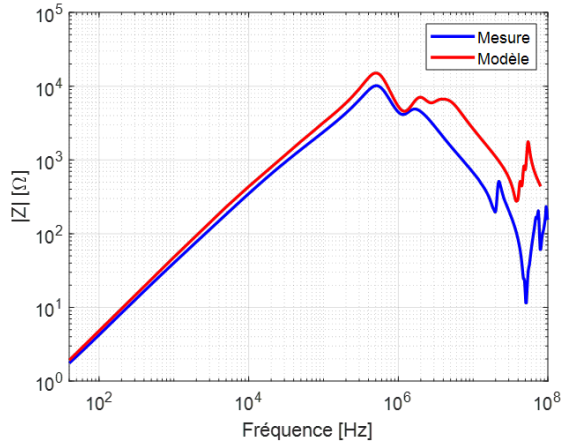
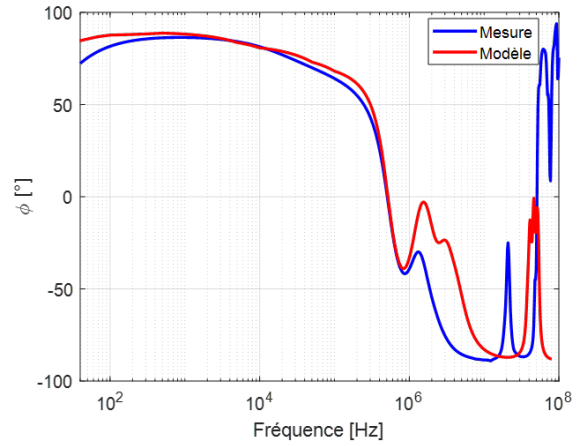


FIG. 6. Dispositif expérimental pour la mesure d'impédance.



(a) Amplitude



(b) Phase

FIG. 7. Évolution fréquentielle de l'impédance de la machine monophasée synchrone réluctante.

modèle de reproduire les résonances qui leur sont liées, observées expérimentalement à 19.8 MHz et 22.5 MHz. Ces résonances, dues aux éléments situés dans les têtes de bobine, diffèrent de celles engendrées par le noyau magnétique.

- Non prise en compte des câbles de connexion (environ 10 cm) dans le modèle conduit à une sous-estimation de la capacité équivalente, en raison de leur comportement capacitif, ce qui se traduit par une surestimation de l'impédance. De même, la capacité entre les spires et le noyau magnétique dans la zone de surplomb, également négligée, peut contribuer aux écarts entre les résultats simulés et expérimentaux. L'intégration de ces éléments permettrait d'améliorer la précision du modèle.

3.2. Validation temporelle

Le dispositif expérimental pour la validation temporelle est présenté à la FIG. 8. La machine est alimentée par un onduleur demi-pont en H fonctionnant avec une tension d'alimentation continue de $V_{dc} = 100$ V. Un câble blindé d'une longueur d'environ 1.3 m est intégré au montage. L'onduleur utilise des interrupteurs IGBT SKM450GB33F, pilotés par un driver SCALETM - 2 (2SC0535T2A1-33). Ce driver est alimenté par une tension continue de 15 V et contrôlé par une tension de 0 V, ainsi qu'un signal carré généré par un Générateur de Basses Fréquences (GBF). Le signal carré, d'une amplitude de $V_{amp} = 10$ V, présente un rapport cyclique de $\alpha = 35\%$ et une fréquence de commutation de $f_{sw} = 10$ kHz.

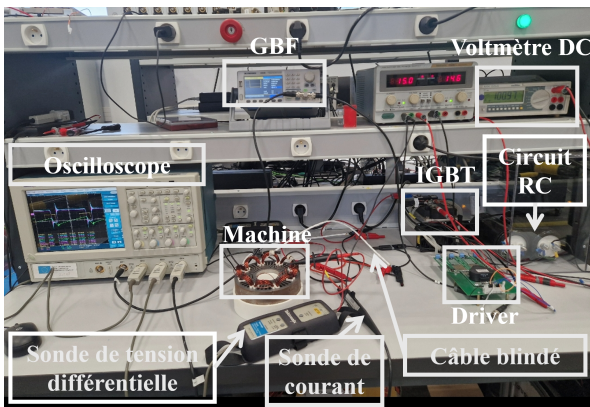


FIG. 8. Dispositif expérimental pour la validation temporelle.

Pour mesurer la distribution de tension au sein du bobinage, des sections de l'isolation des conducteurs ont été retirées au

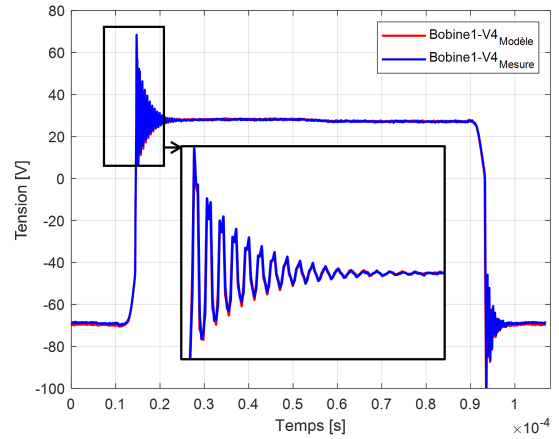


FIG. 9. Distribution de la tension au niveau de la 4^e spire de la bobine 1.

niveau des têtes de bobine afin d'accéder à des points de mesure.

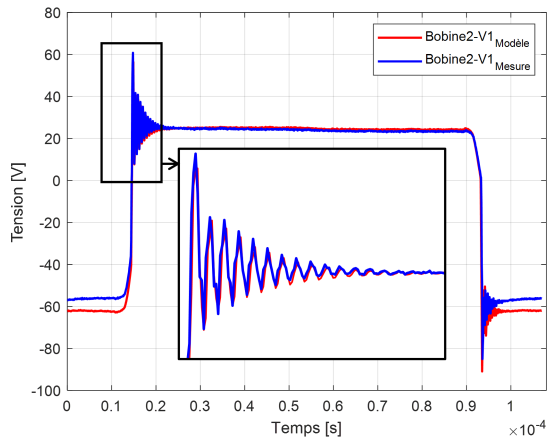
L'exacte disposition des conducteurs dans les encoches de la machine étant inconnue, une approche méthodique a été employée pour associer chaque mesure à une spire :

- Les tensions enregistrées ont été analysées en régime permanent, une fois les oscillations stabilisées.
- Elles ont été classées par ordre décroissant, puis les différences entre elles ont été calculées.
- En supposant que la tension décroît linéairement du premier à la dernière spire de la bobine, chaque valeur mesurée a été associée à sa spire correspondante.

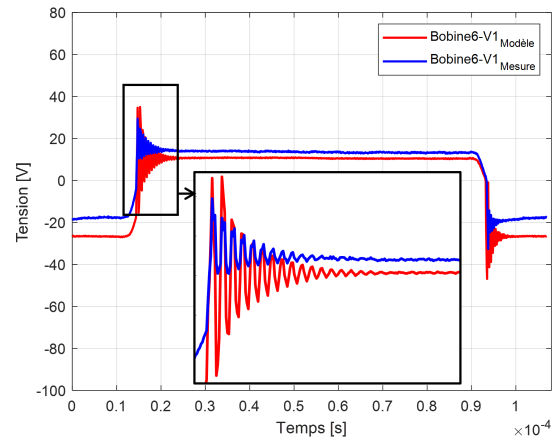
La tension d'entrée $V_1(t)$, mesurée à l'entrée de la machine, est utilisée pour alimenter le modèle. Les tensions sont relevées entre chaque spire et la dernière spire de la 8^e bobine à l'aide d'une sonde différentielle haute tension (100 MHz Textronix P5205). La tension mesurée au niveau de la 4^e spire de la 1^{re} bobine est illustrée à la FIG. 9. Celle mesurée au niveau de la 1^{re} spire de la 2^e et 6^e bobine est présentée respectivement à la FIG. 10a et FIG. 10b. Les courbes en rouge représentent les valeurs générées par le modèle, tandis que celles en bleu correspondent aux valeurs issues des mesures.

On observe que le modèle estime globalement bien la distribution de la tension dans le bobinage. L'erreur de prédiction de la tension maximale est de 0,65% à la 4^e spire de la 1^{re} bobine, puis elle s'élève à 7,25% à la 1^{re} spire de la 2^e bobine. Cette erreur s'accroît davantage, atteignant 17.57% à la 1^{re} spire de la 6^e bobine.

Ces disparités croissantes s'expliquent par les mêmes facteurs



(a) bobine 2.



(b) bobine 6.

FIG. 10. Distribution de la tension au niveau de la 1^{re} spire

identifiés lors de la validation fréquentielle. De plus, les hypothèses concernant le positionnement et l'agencement des spires dans l'encoche ont introduit des imprécisions dans l'estimation des paramètres, impactant ainsi la précision globale du modèle. D'autres erreurs peuvent également découler de la négligence du couplage mutuel entre les bobines. Par ailleurs, ces erreurs s'accumulent progressivement le long du bobinage, amplifiant davantage les écarts observés.

4. CONCLUSIONS

Cet article a présenté une méthodologie permettant de prédire le comportement HF d'une phase statorique de la machine électrique soumise à des fronts de tension raides. Par rapport aux modèles existants, le modèle proposé prend simultanément en compte la dépendance fréquentielle des couplages résistifs et inductifs, qui gouvernent la réponse transitoire du bobinage.

La validation a été réalisée sur un bobinage monophasé d'une machine synchro-réductante, en comparant les résultats de simulation aux mesures. Les résultats montrent que le modèle prédit assez bien la distribution de la tension dans les premières bobines et entre leurs spires individuelles. Toutefois, la précision diminue au fur et à mesure que la tension avance dans le bobinage, en raison de l'accumulation d'erreurs le long du bobinage. Ces écarts peuvent principalement être dus à non prise en compte des couplages mutuels entre bobines et aux approximations adoptées pour l'identification des paramètres. De plus, les hypothèses simplificatrices concernant la disposition et l'agencement des conducteurs influencent l'estimation des paramètres et, par conséquent, la précision globale du modèle.

Le modèle développé pourra être intégré dans des méthodes d'estimation de la TADP, en fournissant comme données d'entrée les tensions inter-spires prédites. Il pourra également être utilisé, dans un second temps, pour optimiser le placement des conducteurs en vue de réduire l'apparition de ces phénomènes.

La méthodologie développée est entièrement automatisée, ouvrant ainsi la voie à des améliorations futures. Les travaux à venir se concentreront sur l'intégration de l'agencement réel des conducteurs dans les encoches de la machine ainsi que sur l'incorporation des effets de couplage mutuel entre les bobines. De plus, l'approche de modélisation sera étendue à l'ensemble des phases de la machine, afin d'améliorer encore sa précision, sa robustesse et son applicabilité.

5. RÉFÉRENCES

[1] B. Taghia et al. « Overvoltage at motor terminals in SiC-based PWM drives », *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 158, pp. 264–280, Apr. 2019.

[2] M. Kauffhold et al. « Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters », *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 9–16, Sep.-Oct 1996.

[3] O. Magdum et al., « High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation », in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1780-1790, May-June 2014.

[4] D. Roger et al. « High temperature motors : Investigations on the voltage distribution in windings at a short scale times for a PWM supply », 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Miami, FL, USA, 2017, pp. 1-7.

[5] V. Mihaila et al. « A simulation method to predict the turn-to-turn voltage spikes in a PWM fed motor winding », *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, no. 5, pp. 1609-1615, Oct. 2011.

[6] M. Toudji et al. « Determination of Winding Lumped Parameter Equivalent Circuit by Means of Finite Element Method », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, pp. 1-4, June. 2017.

[7] M. Pastura et al., « Partial Discharges in Electrical Machines for the More Electric Aircraft—Part I : A Comprehensive Modeling Tool for the Characterization of Electric Drives Based on Fast Switching Semiconductors », *IEEE Access*, vol. 9, pp. 27109–27121, 2021.

[8] O. Magdum et al. « Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed ac machines », 2013 9th International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Valencia, Spain, 2013, pp. 447–453.

[9] S. Sundeeep et al. « Holistic Modeling of High-Frequency Behavior of Inverter-Fed Machine Winding, Considering Mutual Couplings in Time Domain », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 6, pp. 6044–6057, Nov.-Dec. 2021.

[10] D. A. Hewitt et al. « High Frequency Modeling of Electric Machines Using Finite Element Analysis Derived Data », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 71, no. 2, pp. 1432–1442, Feb. 2024.

[11] A. Hoffmann et al. « Method to predict the non-uniform potential distribution in random electrical machine windings under pulse voltage stress », *Energies*, vol. 15, pp. 1–15, Jan. 2022.

[12] J. Dittmann et al. « Prediction of the Voltage Distribution in a Inverter-Fed Hairpin Stator Winding », 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiang Mai, Thailand, 2022, pp. 1–6.

[13] K. Hazim et al. « A Circuit Model Accounting for the Frequency-Dependent Behavior of Electrical Machine Windings », *IEEE Transactions on Magnetics*, 2023.

[14] L. C. Kaptoum Kuate et al. « Improved Methodology for Considering the Frequency-Dependent Behaviour of Electrical Machine Windings in Transient Simulation », 2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Torino, Italy, 2024, pp. 1–7.

[15] D. Meeker, *Finite Element Method Magnetic, User's Manual*, University of Virginia, USA, 2009.