

Modèles circuits pour machines asynchrones polyphasées fonctionnant sous différentes polarités

Lucas ROUX, Franck SCUILLER, Florent BECKER

Institut de Recherche de l'Ecole navale (IRENav)

5-7 juillet 2023

RÉSUMÉ – Les machines asynchrones à cage (MASC) à grand nombre de phases ($N_\phi > 3$) présentent une aptitude à fonctionner sous différentes polarités, ce qui permet d'étendre la caractéristique couple-vitesse dans le cas d'une alimentation par onduleur à puissance apparente donnée. Un modèle de la machine est ici détaillé, avec la spécificité de prendre en compte l'ensemble des harmoniques générés par le bobinage selon la polarité engagée. Deux résolutions sont effectuées : l'une statique fréquentielle, l'autre dynamique temporelle. Elles permettent d'obtenir le couple de la machine pour une alimentation et une charge donnée. La résolution du modèle fréquentiel est quasi instantanée et celle du modèle temporel est plus longue mais permettrait une simulation temps réel. Les couples issus de ces modèles analytiques sont semblables à ceux issus de simulations éléments finis avec un matériau magnétique linéaire, dont la résolution est beaucoup plus chronophage donc inadaptée à un objectif d'exploration de concepts.

Mots-clés – Machine asynchrone polyphasée à cage, commutation de pôles, modèle circuit équivalent, régime permanent, modèle de circuits couplés, régime transitoire.

1. INTRODUCTION

Les MASC sont des machines robustes, sans terres rares et facilement utilisables. Couplées à un variateur, elles peuvent être utilisées en variation de vitesse [1]. Par leur nombre élevé de phases, les MASC polyphasées peuvent générer des champs d'entrefer de différentes polarités, impliquant des vitesses de synchronisme différentes. Cette utilisation est intéressante dans des cas de traction automobile ou de propulsion navale, où les plages de vitesse et le couple demandés peuvent changer d'une mission à l'autre. En effet, la commutation de pôles permet d'augmenter le rendement et de diminuer le courant par phase la plage de vitesse totale [2]. Si l'alimentation est sinusoïdale, la grandeur d'alimentation de la phase n (tension ou courant) est une grandeur polyphasée équilibrée définie par

$$x_n(t) = X\sqrt{2} \cos \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{N_\phi} n \times u \right) \quad (1)$$

où u , appelé « séquence d'alimentation » est un entier compris entre 0 et $(N_\phi - \text{mod}(N_\phi, 2))/2$. La figure 1 illustre les différences entre les séquences 1 et 2 pour des grandeurs sur 9 phases. Deux grandeurs consécutives sont déphasées de 40° pour la séquence 1 et de 80° pour la séquence 2. Aussi, la figure 1 montre que, en partant de \underline{X}_0 et en passant du vecteur n au vecteur $n + 1$, un seul tour du diagramme est nécessaire pour retrouver le vecteur \underline{X}_0 avec la séquence 1 tandis que pour la séquence 2, deux tours du diagramme sont nécessaires pour retrouver \underline{X}_0 . Cela permet d'intuiter le changement de polarité par le changement de séquence.

La partie 2 montre que le déphasage des grandeurs d'alimentation entre elles, avec l'aide d'un onduleur, change la polarité de la machine.

Les parties 3 et 4 présentent puis utilisent différents modèles analytiques de MASC les plus complets possibles, notamment

concernant la modélisation des harmoniques d'espace. Ces modèles doivent permettre de décrire le comportement de la machine sur des alimentations en courant et en tension tant en régime statique que dynamique. Ces modèles peuvent être alimentés par des paramètres identifiés lors d'essais et traités par des méthodes classique de relevé de puissances, plus élaborée comme celle proposée dans [3] ou par des modèles éléments finis [4]. Les modèles présentés sont tous deux linéaires, ils supposent que les séquences soient totalement découplées et que leur fonctionnement soient indépendants. [5] revient sur cette hypothèse et présente des modèles de couplage inter-séquences pouvant créer de la saturation.

Les résultats des modèles seront comparés avec des essais sur un prototype 9-phase disponible à l'IRENav dans la partie 4 et des simulations éléments finis dans la partie 5. Cette machine de test était une machine triphasée rebobinée en machine 9 phases. Ses caractéristiques sont présentées dans le tableau 1 et le bobinage est illustré par la figure 2. Elle a pour objectif de valider des modèles de dimensionnement et de commande des MASC à commutation de pôles, en complément des approches par éléments finis.

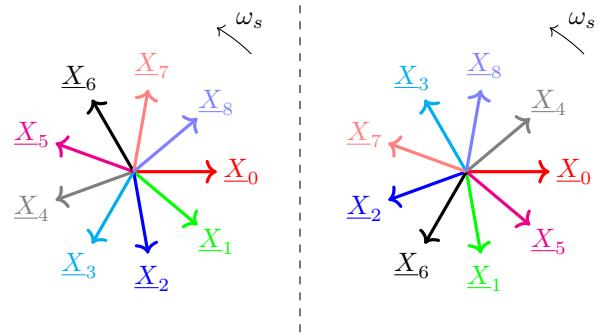


FIG. 1. Grandeurs d'alimentation pour la séquence 1 (à gauche) et pour la séquence 2 (à droite) dans le repère de Fresnel

2. HARMONIQUES SPATIAUX

L'hypothèse de champ d'entrefer parfaitement sinusoïdal est souvent faite pour simplifier l'étude des MASC [6]. Cependant, le champ est en réalité composé d'harmoniques, appelés harmoniques spatiaux, changeant en fonction de la séquence u utilisée. Ces harmoniques spatiaux sont présents car le bobinage statorique est positionné dans des encoches discrètement réparties dans le stator. Cette répartition de bobinage statorique peut être modélisée par une matrice de bobinage $[D_s]$ de taille $N_\phi \times Q_s$, où l'élément $(D_s)_{n,q}$ traduit le nombre de conducteurs de la phase n présents dans l'encoche q [7]. À partir de cette matrice de distribution de bobinage, il est possible de calculer la matrice de fonction de bobinage $[W]$ [8], de taille $N_\phi \times Q_s$, dont chaque

TABLEAU 1 – Caractéristiques de la machine 9 phases

N_ϕ	Nombre de phases	9
I_n	Courant nominal	3.65A
V_n	Tension simple nominale	77V
p	Nombre de paires de pôles du bobinage	1
f_n	Fréquence nominale	50Hz
Q_s	Nombre d'encoches	36
s_{pp}	Nombre d'encoches par pôles et par phase	2
N_s	Nombre de conducteurs en série par encoche	50
N_p	Nombre de conducteurs en parallèle par encoche	1
Q_r	Nombre de barres	33
D_r	Diamètre extérieur du rotor	92.4mm
D_s	Diamètre intérieur du stator	93mm
L_z	Longueur axiale du rotor	120mm
J	Inertie des pièces tournantes autour de l'axe de rotation	15.23g m ²
g	Entrefer mécanique	0.30mm
g'	Entrefer effectif	0.41mm

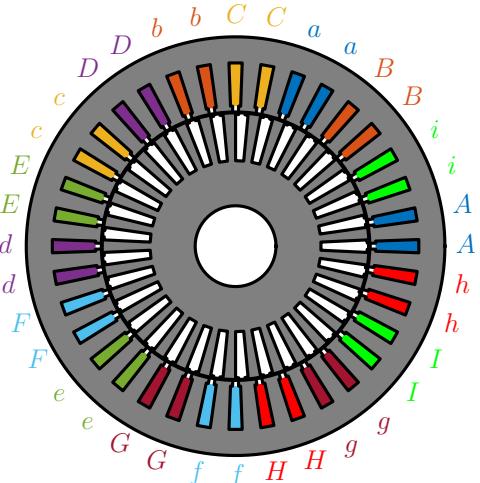


FIG. 2. Bobinage du prototype 9-phase de l'IRENav. Les lettres majuscules représentent les conducteurs allers, les lettres minuscules représentent les conducteurs retours

ligne $(W_n)_q$, $q \in \llbracket 0; Q_s - 1 \rrbracket$, représente le nombre de tours de bobinage de la phase n entre l'encoche q et l'encoche 0. Cette matrice $[W]$ permet de calculer la force magnétomotrice

$$\mathcal{F}(\theta, t) = \sum_{n=0}^{N_\phi-1} W_n(\theta) i_n(t) = [W] \left[\vec{i}_s \right]_{\mathcal{N}_{N_\phi}} \quad (2)$$

où $\left[\vec{i}_s \right]_{\mathcal{N}_{N_\phi}}$ est un vecteur colonne de N_ϕ lignes contenant les N_ϕ courants de ligne à l'instant t . En supposant que les perméabilités des parties en fer de la machine soient infinies, le champ d'entrefer peut en être déduit par la relation

$$B_g(\theta, t) = \frac{\mu_0}{g'} \mathcal{F}(\theta, t) \quad (3)$$

où g' est l'entrefer effectif. La figure 3 présente les champs

d'entrefer calculés pour un courant nominal à partir de la relation 3 pour les séquences 1, 2 et 3.

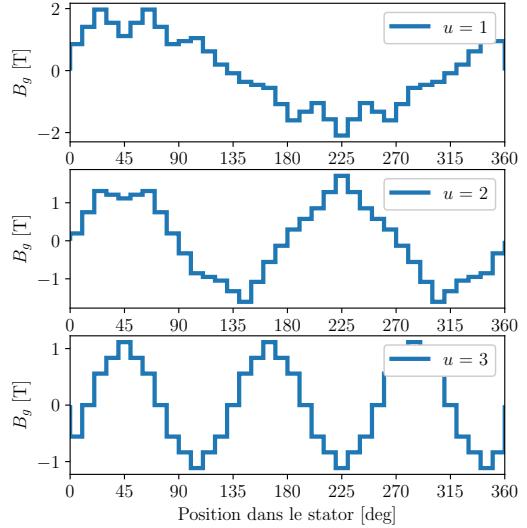


FIG. 3. Champ d'entrefer en fonction de la position angulaire pour différentes séquences

Les champs ne sont pas purement sinusoïdaux et dont composés d'harmoniques d'espace notés v et appartenant à l'ensemble

$$\mathcal{F}_u = \text{mod}(pu, Q_s) + \frac{Q_s}{Q_s^+} N_\phi \mathbb{Z} \quad (4)$$

où Q_s^+ est le nombre d'encoches de base, égal pour cette machine à Q_s/p car le bobinage est entier [7]. La polarité principale liée à la séquence u est $p_u = \text{mod}(pu, Q_s)$. Les harmoniques spatiaux présents ici appartiennent donc à l'ensemble

$$\mathcal{F}_u = p_u + p N_\phi \mathbb{Z}. \quad (5)$$

Les amplitudes des composantes harmoniques du champ sont proportionnelles au rapport du coefficient de bobinage de cet harmonique par le rang harmonique

$$B_v(\theta, t) \propto \frac{K_v}{v}. \quad (6)$$

3. RÉSOLUTION FRÉQUENTIELLE

Un modèle complet de la MASC en régime permanent est nécessaire pour la dimensionner. Le modèle circuit équivalent présenté dans [6] est un modèle circuit classique très utilisé dès lors que le champ d'entrefer est supposé sinusoïdal. Un autre modèle présenté par la figure 4 [9] permet de prendre en compte la présence d'harmoniques de champ d'entrefer par la mise en série d'autant d'éléments modélisant l'entrefer et le rotor qu'il y a d'harmoniques.

Ce modèle est construit de cette façon pour garantir que la force électromotrice totale soit égale à la somme des forces électromotrices harmoniques. La puissance électromagnétique totale est la somme des puissances électromagnétiques harmoniques

$$\mathcal{P}_{em} = \sum_{v \in \mathcal{F}_u} \mathcal{P}_{em,v} = \sum_{v \in \mathcal{F}_u} N_\phi \frac{R'_{r,v}}{g_v} I'^2_{r,v} \quad (7)$$

et le couple total et les couples harmoniques sont déduits de ces puissances par

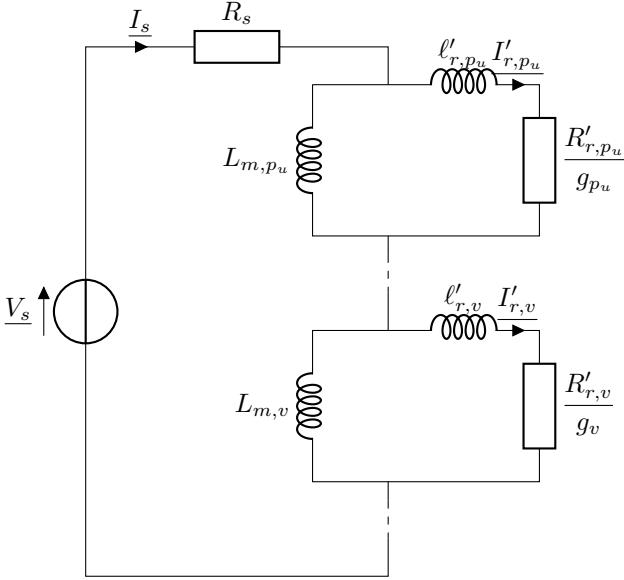


FIG. 4. Modèle circuit monophasé équivalent prenant en compte les harmoniques d'espace

$$C_{em} = \sum_{v \in \mathcal{F}_u} \frac{\mathcal{P}_{em,v}}{\omega_s/v} = \sum_{v \in \mathcal{F}_u} N_\phi \frac{v}{\omega_s} \frac{R'_{r,v}}{g_v} I'^2_{r,v}. \quad (8)$$

Dans le modèle circuit et dans les deux équations précédentes, g_v est le glissement de l'harmonique v . Il est défini par

$$g_v = \frac{\frac{\omega_s}{v} - \Omega}{\frac{\omega_s}{v}} \quad (9)$$

où Ω est la vitesse de rotation du rotor. Pour l'harmonique $v = p_u$, le glissement g_{p_u} est le glissement usuel.

[4] et [10] donnent les dépendances explicites des paramètres du modèle aux rangs d'harmonique électrique h , égal à v/p ici car le bobinage est entier. Ces paramètres ne sont valables qu'en l'absence de saturation. Ce modèle circuit peut être utilisé pour tracer les caractéristiques couple-glisser pour différentes séquences et alimentations en boucle ouverte. Les figures 5 et 6 présentent des caractéristiques couple-vitesse, issues du modèle circuit équivalent de la figure 4, pour les trois premières séquences de la MASC 9 phases.

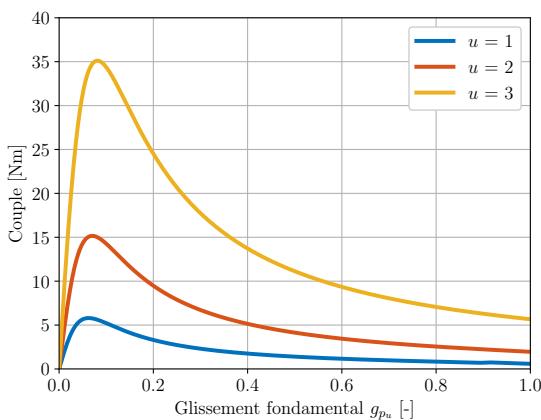


FIG. 5. Caractéristiques couple-vitesse de la machine 9 phases pour trois séquences d'alimentation à tension nominale

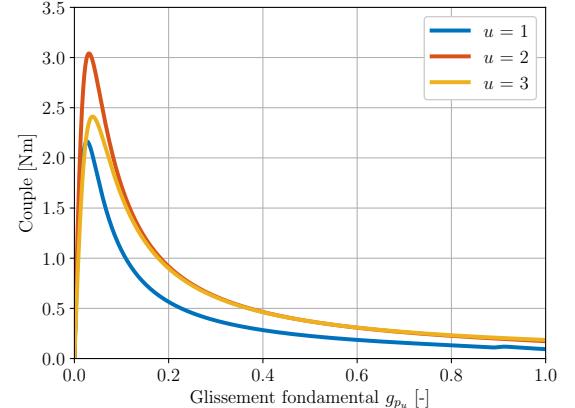


FIG. 6. Caractéristiques couple-vitesse de la machine 9 phases pour trois séquences d'alimentation à courant nominal

Sur les deux figures, des pics de couple de très faible amplitude peuvent être observés proche de $g_{p_u} = 1$. Ils sont dus aux couples harmoniques pulsant à des basses vitesses donc à des grands glissements. La figure 5 montre que T_3 , le couple maximal de la séquence 3, est plus important que T_2 , le couple maximal de la séquence 2, dans le cas d'une alimentation en tension. Les modèles présentés dans [1] ou [10] prédisent, pour une alimentation en courant et pour seulement le fondamental d'une séquence, un couple maximal lié au coefficient de bobinage fondamental K_{p_u} par

$$C_{max,u} \propto \frac{K_{p_u}^2}{p_u}. \quad (10)$$

Cette relation est confirmée par les résultats de la figure 6, présentés dans tableau 2 comparant l'estimation de l'équation 10 et les résultats issus des courbes couple-vitesse pour une alimentation en courant.

TABLEAU 2 – Comparaison entre les estimations mono-harmonique du couple maximal et les résultats du modèle circuit équivalent

Séquence	1	2	3
$\frac{C_{max,u}}{C_{max,1}}$ par l'estimation mono-harmonique (équation 10)	1.00	1.47	1.25
$\frac{C_{max,u}}{C_{max,1}}$ par le modèle circuit multi-harmoniques	1.00	1.41	1.12
Erreur relative au calcul multi-harmoniques (%)	0.00	4,17	12,3

4. RÉSOLUTION TEMPORELLE

Contrairement au modèle circuit équivalent qui ne traduit le comportement de la MASC qu'en régime permanent, le modèle des circuits couplés [1] [11] permet de modéliser le régime transitoire d'une MASC. Sa construction est basée sur le couplage des phases statoriques et des phases rotoriques. Ce couplage permet d'écrire les équations de tensions suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\vec{V}_s \right]_{N_{N_\phi}} = [R_s] \left[\vec{i}_s \right]_{N_{N_\phi}} + \frac{d}{dt} \left[\vec{\Phi}_s \right]_{N_{N_\phi}} \\ \left[\vec{\Phi}_s \right]_{N_{N_\phi}} = [M_{ss}] \left[\vec{i}_s \right]_{N_{N_\phi}} + [M_{sr}] \left[\vec{i}_r \right]_{N_{Q_r}} \\ \left[\vec{0} \right]_{N_{Q_r}} = [R_r] \left[\vec{i}_r \right]_{N_{Q_r}} + \frac{d}{dt} \left[\vec{\Phi}_r \right]_{N_{Q_r}} \\ \left[\vec{\Phi}_r \right]_{N_{Q_r}} = [M_{rs}] \left[\vec{i}_s \right]_{N_{N_\phi}} + [M_{rr}] \left[\vec{i}_r \right]_{N_{Q_r}} \end{array} \right. \quad (11)$$

avec

- $\left[\vec{V}_s \right]_{N_{N_\phi}}$ le vecteur des tensions simples statoriques,
- $\left[\vec{i}_s \right]_{N_{N_\phi}}$ le vecteur des courants de ligne statoriques,
- $\left[\vec{\Phi}_s \right]_{N_{N_\phi}}$ le vecteur des flux des phases statoriques,
- $\left[\vec{i}_r \right]_{N_{Q_r}}$ le vecteur des courants de barre rotoriques,
- $\left[\vec{\Phi}_r \right]_{N_{Q_r}}$ le vecteur des flux des phases rotoriques,
- $[R_s]$ la matrice des résistances statoriques,
- $[M_{ss}]$ la matrice des inductances mutuelles entre deux phases statoriques,
- $[M_{sr}]$ la matrice des inductances mutuelles entre une phase statorique et une rotorique,
- $[R_r]$ la matrice des résistances rotoriques,
- $[M_{rr}]$ la matrice des inductances mutuelles entre deux phases rotoriques,
- $[M_{rs}]$ la matrice des inductances mutuelles entre une phase rotorique et une statorique.

Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[M_{ss}]$, $[M_{rr}]$ sont des matrices indépendantes de la position du rotor. Cependant, les matrices de couplage stator/rotor varient en fonction de la position θ du rotor, les coefficients de la matrice $[M_{sr}]$ s'expriment par

$$(M_{sr})_{n,q} = \sum_{v \in \mathcal{F}_u} |\underline{m}_{sr,v}| \cos \left(v\theta - \frac{2\pi}{N_\phi} \frac{v}{p} n + \frac{2\pi}{Q_r} vq + \arg(\underline{m}_{sr,v}) \right) \quad (12)$$

où

$$\underline{m}_{sr,v} = j\mu_0 \frac{D_r L_z}{2g'} \frac{2 N_s}{\pi p^2} \frac{K_v \sin \left(v \frac{\pi}{Q_r} \right)}{v^2}. \quad (13)$$

Ce modèle est un modèle linéaire. Il modélise donc une machine dont le fer ne sature pas. [12] propose un modèle d'entrefer permettant de l'agrandir artificiellement pour prendre en compte la saturation des inductances mutuelles entre les différents enroulements. Cette amélioration n'est pas utilisée ici.

[1] explicite la résolution du système différentiel 11 pour une alimentation en courant. Pour une alimentation en tension, les flux totaux vus par chacune des phases statoriques et rotoriques sont regroupés sous forme d'un unique vecteur, solution de l'équation différentielle

$$\frac{d}{dt} \left[\vec{\Phi} \right] = \left[\vec{V} \right] - [R][M]^{-1} \left[\vec{\Phi} \right] \quad (14)$$

où

- $\left[\vec{V} \right] = \left[\left[\vec{V}_s \right]_{N_{N_\phi}}^T, \left[\vec{0} \right]_{N_{Q_r}}^T \right]^T$,
- $\left[\vec{\Phi} \right] = \left[\left[\vec{\Phi}_s \right]_{N_{N_\phi}}^T, \left[\vec{\Phi}_r \right]_{N_{Q_r}}^T \right]^T$,

$$\begin{aligned} — [R] &= \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix}, \\ — [M] &= \begin{bmatrix} [M_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [M_{rr}] \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

La résolution de l'équation différentielle 14 permet de connaître l'évolution temporelle des flux dans les phases statoriques et rotoriques et, à partir de 11, de connaître les courants de phases et de barres.

Il est possible d'ajouter un estimateur de couple à ces équations afin d'évaluer le couple de la machine à chaque instant. Cet estimateur peut être étudié en post-traitement ou alors pendant la résolution de l'équation différentielle 14 pour un essai en boucle ouverte à vitesse libre ou en charge. L'étude de la co-énergie magnétique pour un entrefer lisse donne un estimateur simple, utilisé ici,

$$C_{mot} = \left[\vec{i}_s \right]_{N_{N_\phi}}^T \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} \left[\vec{i}_r \right]_{N_{Q_r}}. \quad (15)$$

D'autres estimateurs plus complexes, par exemple prenant en compte la variation de perméance de l'entrefer, peuvent être trouvé dans la littérature [13].

Le système est résolu pour la machine 9 phases pour une alimentation à tension et fréquence nominales pour les séquences 1 (figure 8) et 3 (figure 7). La vitesse du rotor est laissée libre et le couple est calculé à partir de l'estimateur de l'équation 15 et est utilisé pour calculer l'accélération angulaire à partir du théorème du moment dynamique projeté sur l'axe de l'arbre en l'absence de frottements

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{mot}. \quad (16)$$

Les vitesses finales attendues sont les vitesses de synchronisme des deux séquences : 3000tr/min pour la séquence 1 et 1000tr/min pour la séquence 3.

La figure 7 montre que la vitesse finale pour l'alimentation avec la séquence 3 est bien celle attendue. Ce résultat est confirmé par une expérience sur le prototype alimenté par un onduleur 9 phases à modulation de largeur d'impulsion. L'onduleur est contrôlé par un système *dSpace* contenant une carte *DS1005* et est composé d'*IGBT SEMIKRON* (*SKM50GB123D*), eux-mêmes piloté par des pilotes *SKHI 22A*. La fréquence de modulation est de 12kHz. La tension et la capacité du bus continu sont respectivement de 100V et de 2200μF.

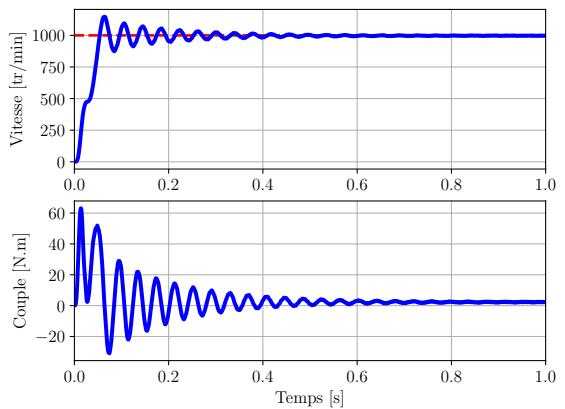


FIG. 7. Couple et vitesse en régime transitoire pour une alimentation en tension à la séquence 3

La figure 8 montre que la vitesse finale pour une alimentation avec la séquence 1 n'est pas celle attendue, c'est-à-dire la

vitesse de synchronisme de 3000tr/min, mais converge vers -375tr/min. La même constatation est faite par l'expérience, dont le protocole est identique à celui présenté précédemment.

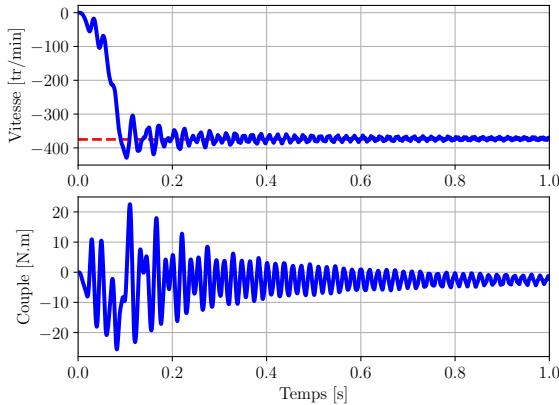


FIG. 8. Couple et vitesse en régime transitoire pour une alimentation en tension à la séquence 1

Le rotor se bloque sur la vitesse de l'harmonique d'espace $v = -8p$ au lieu de l'harmonique $v = p$. En simulant le comportement de la machine avec le rotor à vitesse nulle et alimenté en tension sur la séquence 1, comme à l'instant exact du départ lors de l'essai à rotor libre et dont les résultats sont présentés sur la figure 9, le couple est à valeur moyenne négative. Cela expliquerait que l'arbre ait tendance à partir en marche arrière et donc à s'accrocher sur l'harmonique avec le rang le plus faible tournant à une vitesse négative, ici l'harmonique $v = -8p$.

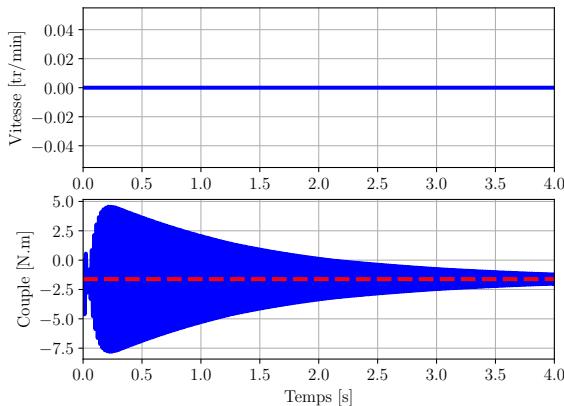


FIG. 9. Couple à vitesse nulle pour une alimentation en tension avec la séquence 1

5. COMPARAISON AVEC UN MODÈLE ÉLÉMENTS FINIS

Les deux précédents modèles sont comparés à une simulation éléments finis réalisée sur *Ansys-Maxwell*. Les modèles fréquentiel et temporel sont simulés sur un processeur CPU Intel(R) Core(TM) i5-10300H @ 2.50GHz / RAM 8Go. Le modèle fréquentiel donne les résultats quasi-instantanément et le modèle temporel simule 0.3s en environ autant de temps. Les modèles éléments finis résolvent le comportement de la machine pendant 0.2 et 0.3s en respectivement environ 8 minutes 30 et 13 minutes lorsqu'ils sont lancés sur un processeur 11th Gen Intel(R) Core(TM) i7-1185G7 @ 3.00GHz / RAM 32Go.

La machine est considérée longue, donc une simulation est faite en deux dimensions sur une tranche. La géométrie est iden-

tique, notamment les dimensions des encoches, à celle utilisée dans le modèle temporel et le matériau est un fer linéaire. Deux simulations sont réalisées, une avec une alimentation à tension nominale sur la séquence 1 et avec une vitesse du rotor imposée à 2970tr/min, l'autre avec une alimentation à tension nominale sur la séquence 3 et une vitesse de rotation du rotor imposée à 960tr/min.

Les simulations de la séquence 1 sont présentées sur la carte de champ de la figure 10 et sur les courbes temporelles de la figure 12, tandis que, pour la séquence 3, la carte de champ est présentée sur la figure 11 et les évolutions temporelles des couples sur la figure 13.

La carte de champ de la séquence 1 (figure 10) montre une seule paire de pôles, correspondant à l'harmonique $v = p_1 = p$, et un champ maximal de 4.75T localisé à l'extrémité des encoches statoriques. Aussi, le fer dépasse largement la valeur de saturation dans les zones vertes correspondant aux pôles nord et sud. La carte de champ de la séquence 3 (figure 11) montre 3 paires de pôles correspondant à l'harmonique $v = p_3 = 3p$ et un champ maximal valant 3.31T localisé proche de l'entrefer, dans des zones où les encoches statoriques et rotoriques ne se font pas face et ne laissent que peu de fer en vis-à-vis. Cette saturation très localisée est vraisemblablement sans grande influence sur le fonctionnement global de la machine.

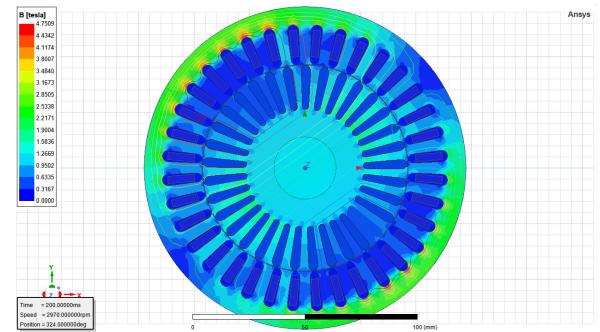


FIG. 10. Carte de champ obtenue avec *Ansys-Maxwell* pour une alimentation en tension à séquence 1 et à vitesse imposée de 2970tr/min

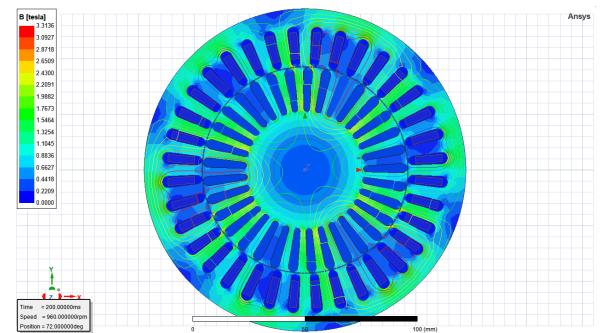


FIG. 11. Modèle éléments finis sur *Ansys-Maxwell* pour la séquence 3 à 960tr/min

Les évolutions temporelles du couple pour les simulations éléments finis des séquences 1 et 3 sont respectivement tracées, en rouge, sur les figures 12 et 13 aux côtés des couples des modèles fréquentiels, en noir, et des couples des modèles temporels, en bleu.

Les couples fréquentiels, ne varient pas en fonction du temps car ils représentent le comportement en régime permanent de la machine.

Sur les deux figures, les valeurs finales des trois couples sont proches les unes des autres. Chacun des modèles peut être utilisé pour avoir une estimation fiable du couple. Cependant, les

valeurs finales des modèles fréquentiel et temporel sont très dépendantes des paramètres géométriques, difficiles à estimer tels la forme des barres ou les dimensions des anneaux de la cage.

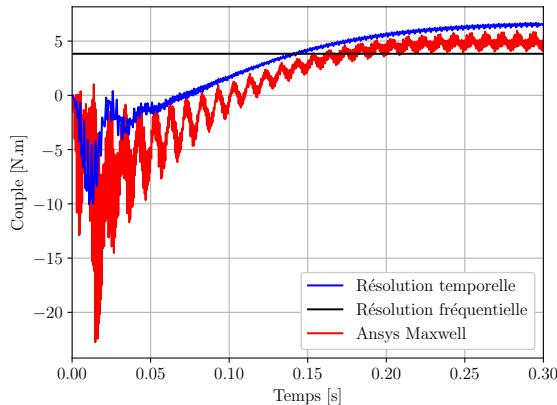


FIG. 12. Couples issus des résolutions analytiques et éléments finis pour une alimentation en tension à séquence 1 et à vitesse imposée de 2970tr/min

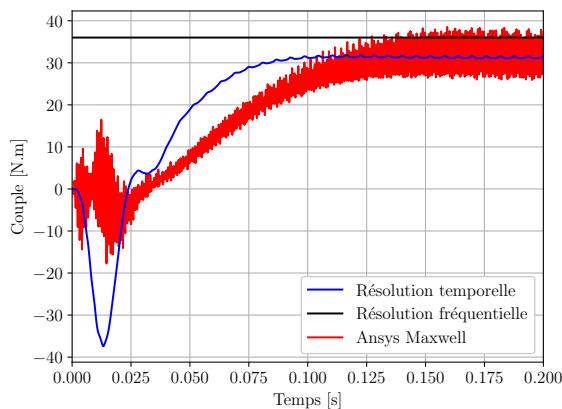


FIG. 13. Couples issus des résolutions analytiques et éléments finis pour une alimentation en tension à séquence 3 et à vitesse imposée de 960tr/min

6. CONCLUSION

Comme le bobinage est localisé dans des encoches, il peut générer des harmoniques d'espaces. L'alimentation de ce bobinage par une séquence donnée va exciter un certain nombre de ces harmoniques. C'est ce changement d'harmoniques excités qui va changer la polarité et donc le comportement de la machine.

Une association en série de circuits électriques modélisant la réponse du rotor pour chaque harmonique permet de raffiner le modèle circuit équivalent fondamental. Ce modèle fréquentiel est utilisé pour tracer les caractéristiques couple-glisser en régime permanent. Ce modèle étant analytique, il est extrêmement rapide et leurs résultats sont corrects comparés à des simulations éléments finis chronophages.

La connaissance de ces harmoniques est aussi utilisé pour calculer les matrices d'inductances mutuelles stator / rotor et rotor/stator, utilisées dans un modèle temporel. Ce modèle est traduit par une équation différentielle sur les flux de phases à résoudre par une intégration numérique. Cette intégration met plus de temps à donner un résultat en régime permanent que le modèle fréquentiel, mais serait assez rapide pour résoudre le comportement de la machine en temps réel. Les résultats de ce

modèle sont assez précis, comparés aux résultats des simulations éléments finis linéaires. Aussi, ce modèle retranscrit correctement les observations faites pendant les essais, en effet il prévoit que le rotor, libre de charge, tourne à -375tr/min lors d'une alimentation en tension sur la séquence 1 en boucle ouverte, ce comportement manifestant la présence d'harmoniques spatiaux.

Aussi, il a été observé que les paramètres géométriques de la machine doivent être extrêmement bien estimés pour voir des résultats concordant entre les modèles analytiques et la résolution par éléments finis.

Finalement, deux modèles analytiques linéaires utilisant les harmoniques de champ magnétique et permettant de simuler de manière correcte et rapide le comportement d'une machine asynchrone polyphasée à cage ont été présentés ici. Ils permettent d'évaluer rapidement si une topologie de machine (caractérisé notamment par le bobinage statorique et le nombre de barres rotoriques) est potentiellement apte à la commutation de pôles.

7. RÉFÉRENCES

- [1] Abdelhak Mekahlia. *Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile*. PhD thesis, HESAM Université, 2020.
- [2] Elie Libbos, Bonhyun Ku, Shivang Agrawal, Samira Tungare, Arijit Banerjee, and Philip T. Krein. Loss Minimization and Maximum Torque-Per-Ampere Operation for Variable-Pole Induction Machines. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3) :1051–1064, September 2020.
- [3] Alejandro G. Yepes, Jose A. Riveros, Jesús Doval-Gandoy, Federico Barroero, Óscar Lopez, Blas Bogado, Martin Jones, and Emil Levi. Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 1 : Sinusoidal Excitation Methods. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(4) :1056–1066, dec 2012.
- [4] Matthew P. Magill, Philip T. Krein, and Kiruba S. Haran. Equivalent circuit model for pole-phase modulation induction machines. In *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pages 293–299, Coeur d’Alene, ID, may 2015. IEEE.
- [5] Milos Jecmenica, Bogdan Brkovic, Emil Levi, and Zoran Lazarevic. Interplane cross-saturation in multiphase machines. *IET Electric Power Applications*, 13(11) :1812–1822, November 2019.
- [6] Bernard Multon. Motorisation des véhicules électriques. *Techniques de l'ingénieur*, base documentaire : TIP604WEB.(E3996 V1) :35, 2001.
- [7] Franck Scuiller. Modélisation des bobinages polyphasés. analyse des propriétés harmoniques spatiales. *Techniques de l'ingénieur Conversion de l'énergie électrique*, base documentaire : TIP301WEB.(d3421), 2022. fre.
- [8] F. Scuiller, E. Semail, and J.-F. Charpentier. General modeling of the windings for multi-phase ac machines : Application for the analytical estimation of the mutual stator inductances for smooth air gap machines. *The European Physical Journal Applied Physics*, 50(3) :31102, June 2010.
- [9] Ion Bodela and Syed A. Nasar. Chapter 10 : Airgap field space harmonics, parasitic torques, radial forces and noises. In *The Induction Machines design Handbook*, volume 1 of *Electric Power Engineering Series*. Leo L. Grigsby, second edition edition, 2010.
- [10] Juha Pyhrönen, Tapani Jokinen, Valéria Hrabovcova, and Hanna Niemelä. Chapter 7 Design Process and Properties of Rotating Electrical Machines. In *Design of rotating electrical machines*. Wiley, Chichester, reprinted edition, 2010.
- [11] H.R. Fudeh and C.M. Ong. MODELING AND ANALYSIS OF INDUCTION MACHINES CONTAINING SPACE HARMONICS Part 1 : modeling and transformation. 1983.
- [12] Mansour Ojaghi and Jawad Faiz. Extension to Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines to Include Variable Degrees of Saturation Effects. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(11) :4053–4056, November 2008. Conference Name : IEEE Transactions on Magnetics.
- [13] Jean Le Besnerais. Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines - low-noise design rules and multi-objective optimization. page 185.