

# Modélisation des machines synchrones à double excitation à axes des inductances décalés à l'aide de circuits électriques équivalents

Hussein NASSER, Yacine AMARA et Ferhat CHABOUR  
GREAH, Université Le Havre Normandie, 75 Rue Bellot, 76600 Le Havre

**RESUME** -Les nouvelles applications des machines électriques, telles que l'électrification croissante des transports, nécessitent la conception de structures électromécaniques offrant des densités de couple relativement élevées. Le développement des machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés vise à répondre à cette exigence en maximisant à la fois le couple de réluctance et le couple généré par les aimants permanents, tout en maintenant un angle de déphasage constant entre le courant d'induit et FEM ( $\psi = 0$ ). Cela est réalisé en décalant les axes des inductances par rapport aux axes polaires des aimants permanents. Cette étude vise à explorer la modélisation de machines intégrant une excitation magnétique double (hybride), combinant aimants permanents et électroaimants, afin d'analyser l'effet des modifications structurelles sur leurs performances globales.

**Mots-clés**— *Machines synchrones, double excitation, véhicules électriques, densité de couple, modélisation, commande, cartographies des rendements.*

## 1. INTRODUCTION

Les machines synchrones à aimants permanents, largement utilisées dans diverses applications [1], offrent une haute densité de couple et une grande flexibilité de conception. Toutefois, la fluctuation des coûts des matériaux, notamment des terres rares, a stimulé la recherche de structures électromagnétiques alternatives visant à limiter leur usage tout en préservant les performances de couple [2, 3].

Les machines synchrones à double excitation à axes des inductances décalés (MSDEAID) étudié dans ce travail résulte de l'intégration de deux topologies de machines : les machines synchrones à axes des inductances décalés, également appelées machines à structure de rotor asymétrique et les machines à excitation hybride (double excitation) [4–13]. Cette fusion vise à exploiter à la fois les gains de performance offerts par les premières et la flexibilité structurelle des secondes, tout en répondant à l'objectif crucial de réduire la dépendance aux matériaux rares. Bien que ces deux types de machines aient été largement étudiés individuellement, les études combinant leurs caractéristiques restent rares dans la littérature [14].

Cette contribution s'inscrit dans la continuité des travaux présentés dans [15], [16], [17] et [18]. Dans [15], une analyse des pertes électromagnétiques (fer et cuivre) a été réalisée sur une machine à deux rotors : l'un étant un rotor non saillant à aimants permanents, et l'autre un rotor à réluctance variable. L'analyse détaillée de la modélisation électromagnétique de ces

machines a été présentée dans [16]. Dans [17], l'effet de la saillance du rotor à aimants permanents a été pris en compte, et une optimisation de l'angle électrique entre les deux rotors a été effectuée afin de maximiser l'efficacité dans la zone de fonctionnement la plus sollicitée. Enfin, dans [18], un troisième rotor à excitation électromagnétique a été introduit.

Dans cette contribution, une rectification du modèle présenté dans [18] est effectuée, consistant à corriger la répartition du flux d'excitation magnétique. Contrairement à l'approche initiale, qui considérait ce flux comme variable et porté uniquement par le rotor à aimants permanents, il est ici correctement réparti entre les deux rotors.

Les sections suivantes décrivent la structure de la machine étudiée ainsi que sa modélisation à l'aide de circuits électriques équivalents. Les modèles développés permettent d'analyser l'impact des modifications structurelles sur les performances globales de ces machines.

## 2. MACHINES SYNCHRONES À DOUBLE EXCITATION AVEC AXES D'INDUCTANCES DÉCALÉS (MSDEAID)

Plusieurs contributions présentent le principe des machines synchrones à axes d'inductances décalés [8–13]. De manière générale, le concept sous-jacent à ces machines consiste à aligner le couple maximal généré par les aimants permanents avec le couple produit par la réluctance variable du rotor. Par ailleurs, l'ajout d'un enroulement d'excitation (électroaimants) permet de contrôler le flux d'excitation dans l'entrefer et, par conséquent, l'amplitude du couple hybride, ce qui améliore la maîtrise globale du couple.

Dans l'illustration présentée à la Fig. 1, on peut observer trois rotors disposés en parallèle le long de l'axe axial : un rotor à aimants permanents (AP), un rotor à réluctance variable (Reluc.) et un rotor à excitation par électroaimants (EA).

Puisque ces machines peuvent être considérées comme la combinaison de trois rotors sous un même stator, trois référentiels de Park peuvent être définis, comme illustré dans la Fig. 2 : le premier pour la partie rotor à aimants permanents ( $d_{AP}$ ,  $q_{AP}$ ), le second pour la partie rotor à réluctance variable ( $d_{Reluc.}$ ,  $q_{Reluc.}$ ), et le troisième pour la partie rotor à électroaimants ( $d_{EA}$ ,  $q_{EA}$ ). Les axes  $d_{AP}$  et  $d_{EA}$  sont définis comme les axes de flux maximal généré par les APs et par les électroaimants, respectivement. L'axe  $d_{Reluc.}$  est choisi comme l'axe de l'inductance minimale ou maximale.

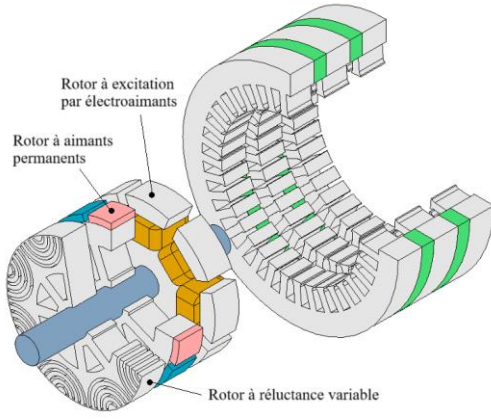


Fig. 1. Machine synchrone à double excitation à axes des inductances décalés avec trois rotors séparés.

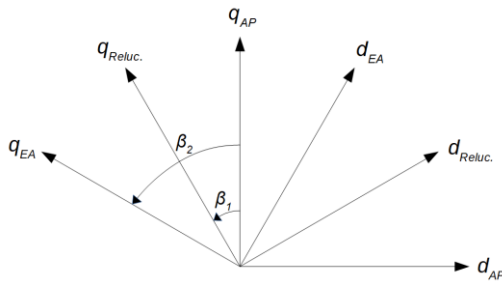


Fig. 2. Les référentiels de Park relatifs aux trois types de rotors.

Les angles  $\beta_1$  et  $\beta_2$  représentent les décalages de phase électrique des repères  $(d_{Reluc.}, q_{Reluc.})$  et  $(d_{EA}, q_{EA})$  par rapport au repère  $(d_{AP}, q_{AP})$ .

### 3. MODÉLISATION DES MSDEAIDS

Le modèle d'une MSDEAID, tout comme celui d'un moteur classique, peut être principalement exprimé par les équations de tension et de couple. Il convient de souligner que la particularité de cette modélisation, par rapport à celles déjà présentées dans [15-16], réside dans la prise en compte de la saillance de tous les rotors, ainsi que dans la manière de représenter le flux magnétique. En effet, flux d'excitation magnétique total est constitué de deux contributions distinctes, générées par des champs de directions différentes. Cette configuration représente l'effet de décalage angulaire entre le rotor à aimants permanents et les rotors équipés d'électroaimants. Ces deux différences seront clarifiées et traitées dans les sous-sections suivantes.

La Fig. 3 illustre le modèle de circuit électrique équivalent du SIAHESM. Les résistances série  $R_a$ , parcourues par les composantes du courant d'induit  $i_d$  and  $i_q$  (selon les axes direct et quadrature respectivement), représentent les pertes Joule (cuivre). En parallèle, les résistances  $R_f$ , traversées par les composantes du courant de pertes fer  $i_{fd}$  and  $i_{fq}$ , modélisent les pertes fer (dans le circuit magnétique). La résistance  $R_e$  représente les pertes du circuit d'excitation. Les composantes du flux magnétique  $\Phi_d$  and  $\Phi_q$ , associées respectivement aux axes d et q, traduisent directement l'influence des inductances de la machine. La vitesse électrique angulaire est notée  $\omega$ . À noter que ce modèle peut être formulé dans n'importe quel repère rotorique, en fonction des besoins de l'analyse.

À cet égard, les équations et les paramètres (électriques et magnétiques) peuvent être définis indifféremment dans l'un des trois référentiels :  $(d_{AP}, q_{AP})$ ,  $(d_{Reluc.}, q_{Reluc.})$ , ou  $(d_{EA}, q_{EA})$ .

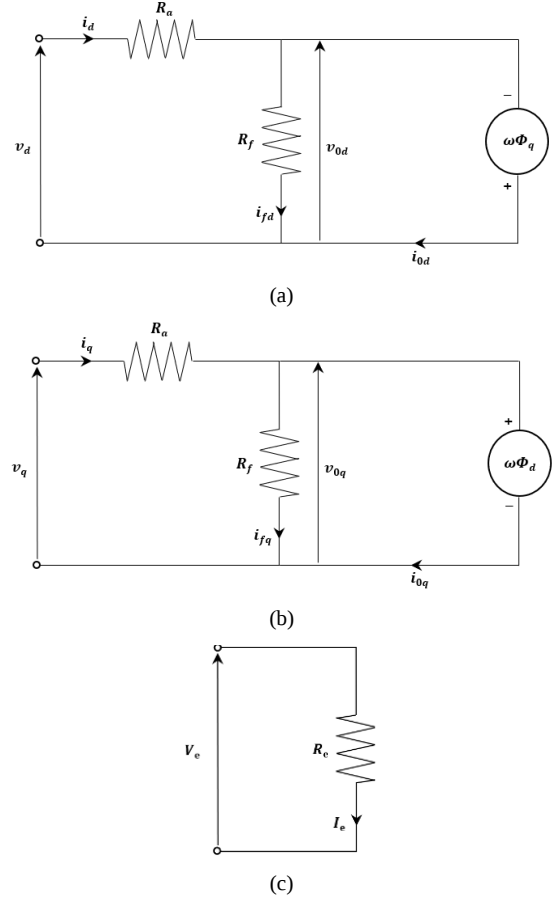


Fig. 3. Circuits équivalents du MSDEAID. (a) Composante suivant d, (b) Composante suivant q, (c) Circuit équivalent de l'excitation par électroaimants.

Dans la suite, la représentation dans le repère  $(d_{AP}, q_{AP})$  est adoptée.

#### 3.1. Inductance magnétique résultante

Chaque rotor contribue à l'inductance globale de la machine par son propre couple de paramètres  $(L_d, \rho)$ , noté respectivement  $(L_{d1}, \rho_1)$ ,  $(L_{d2}, \rho_2)$ , et  $(L_{d3}, \rho_3)$ , où  $\rho (= L_q / L_d)$  désigne le rapport de saillance. Ici,  $L_d$  et  $L_q$  représentent les inductances synchrones selon les axes direct (d) et en quadrature (q). (Voir Tableau 1)

Il convient de noter que les couples  $(L_{d2}, \rho_2)$ , et  $(L_{d3}, \rho_3)$  sont définis dans leurs référentiels respectifs, mais qu'ils sont utilisés comme grandeurs dans la représentation adoptée dans le référentiel  $(d_{AP}, q_{AP})$ .

Pour simplifier les calculs, trois paramètres globaux supplémentaires sont introduits. Les couples  $(L_{dT}, \rho_T)$  définissent les inductances équivalentes totales pour un angle équivalent  $\beta_T$ . Ces paramètres sont exprimés en fonction des caractéristiques individuelles des rotors :  $(L_{d1}, L_{d2}, L_{d3}, \rho_1, \rho_2, \rho_3, \beta_1, \beta_2)$ .

$L_{dT}$ ,  $\rho_T$  et  $\beta_T$  sont définis dans l'équation (1) par :

Tableau 1. Paramètres des rotors et paramètres équivalents globaux.

| Les composantes du rotor    | $L_d$    | $\rho$   | $\beta$   |
|-----------------------------|----------|----------|-----------|
| Rotor à aimants permanents  | $L_{d1}$ | $\rho_1$ | 0         |
| Rotor à réluctance variable | $L_{d2}$ | $\rho_2$ | $\beta_1$ |
| Rotor à électroaimants      | $L_{d3}$ | $\rho_3$ | $\beta_2$ |
| Rotor complet               | $L_{dT}$ | $\rho_T$ | $\beta_T$ |

$$\begin{aligned}
L_{dT} &= \frac{1}{2} \left[ \frac{L_{d1}(1+\rho_1) + L_{d2}(1+\rho_2) + L_{d3}(1+\rho_3)}{\sqrt{\left[ L_{d1}(1-\rho_1) + L_{d2}(1-\rho_2)\cos(2\beta_1) + L_{d3}(1-\rho_3)\cos(2\beta_2) \right]^2 + \left[ L_{d2}(1-\rho_2)\sin(2\beta_1) + L_{d3}(1-\rho_3)\sin(2\beta_2) \right]^2}} \right] \\
\rho_T &= \frac{L_{d1}(1+\rho_1) + L_{d2}(1+\rho_2) + L_{d3}(1+\rho_3)}{L_{dT}} - 1 \\
\beta_T &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{L_{d2}(1-\rho_2)\sin(2\beta_1) + L_{d3}(1-\rho_3)\sin(2\beta_2)}{L_{d1}(1-\rho_1) + L_{d2}(1-\rho_2)\cos(2\beta_1) + L_{d3}(1-\rho_3)\cos(2\beta_2)} \right]
\end{aligned} \tag{1}$$

### 3.2. Représentation du flux d'excitation magnétique

Cette modélisation se distingue par la pose en compte d'un flux d'excitation magnétique décomposé en deux composantes : un flux fixe ( $\Phi_{AP}$ ) généré par les aimants permanents, aligné avec l'axe  $d_{AP}$ , et un flux variable ( $\Phi_{EA}$ ) produit par les électroaimants, aligné avec l'axe  $d_{EA}$ , déphasé d'un angle électrique  $\beta_2$  par rapport à  $d_{AP}$ . Comme illustré à la Fig. 4, le flux d'excitation magnétique total est obtenu par la somme vectorielle des deux composantes de flux. Le flux d'excitation  $\Phi_{EA}$  ( $= k_e \cdot I_e$  où  $k_e$  and  $I_e$  sont respectivement l'inductance mutuelle des enroulements d'excitation et le courant d'excitation) peut s'orienter dans deux sens en fonction du sens du courant d'excitation : ( $\Phi_{EA.1}$ ) et ( $\Phi_{EA.2}$ ). Cela génère deux flux d'excitation totaux de directions différentes ( $\Phi_{exc.1}$  et  $\Phi_{exc.2}$ ), dont les normes peuvent être identiques.

Pour une machine à excitation hybride (double excitation), le flux d'excitation magnétique total, résultant des deux flux magnétiques d'excitation, est désigné par  $\Phi_{exc}$ . Le flux d'excitation maximal est noté  $\Phi_{emax}$ , tandis que  $\alpha$  représente le taux d'hybridation, défini comme suit [19] :

$$\alpha = \frac{\Phi_{AP}}{\Phi_{emax}} \tag{2}$$

Le flux d'excitation total est alors défini comme suit :

$$\Phi_{exc} = k_f \cdot \Phi_{emax} \tag{3}$$

où  $k_f$  est le coefficient d'excitation.

Il est clair que  $k_f$  admet une valeur maximale égale à 1 ( $k_{fmax} = 1$ ), quel que soit l'angle  $\beta_2$  ainsi qu'une valeur minimale peut être calculée géométriquement comme suit :

$$k_{fmin} = \alpha \cdot |\sin(\beta_2)| \tag{4}$$

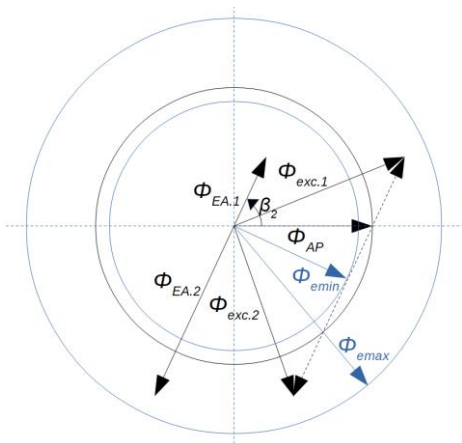


Fig. 4. Représentation graphique des flux d'excitation magnétique.

En s'appuyant sur toutes les notations présentées ci-dessus,  $\Phi_{EA}$  peut être représenté comme suit :

$$\Phi_{EA} = k_e \cdot I_e = \left[ \frac{-\alpha \cdot \cos(\beta_2) \pm \sqrt{K_f^2 - \alpha^2 \cdot \sin(\beta_2)^2}}{1} \right] \Phi_{emax} \tag{5}$$

Le signe ( $\pm$ ) indique que l'excitation par bobinage contribue à un flux d'excitation total dans les deux directions possibles au sein du même module.

Finalement, les composantes d et q du flux d'excitation total, et après avoir défini le flux  $\Phi_{EA}$  en fonction de ( $\alpha$ ,  $\beta_2$ ,  $\Phi_{emax}$  et  $k_f$ ) sont exprimées par :

$$\Phi_{exc.d} = \alpha \cdot \Phi_{emax} + \Phi_{EA} \cdot \cos(\beta_2) \tag{6}$$

$$\Phi_{exc.q} = \Phi_{EA} \cdot \sin(\beta_2) \tag{7}$$

Ces nouvelles valeurs constituent les paramètres nécessaires à l'élaboration des expressions mises à jour des grandeurs physique, telles que les courants, les tensions, les puissances, etc., au sein des circuits électriques équivalents (Fig. 3).

Au-delà, la modélisation repose sur l'expression des composantes des flux magnétiques  $\Phi_d$  and  $\Phi_q$ , en fonction des composantes  $i_{0d}$  and  $i_{0q}$  comme illustré à la Fig. 3. Ces expressions sont ensuite reformulées en fonction des courants d'armature  $i_d$  and  $i_q$  à partir d'une représentation matricielle déjà présentée dans [15-16]. Pour une meilleure compréhension, le lecteur est invité à consulter la méthodologie détaillée dans [15].

Il reste à exprimer les composantes de courant dans les armatures comme suit :

$$\begin{cases} i_d = -I \sin(\psi) \\ i_q = I \cos(\psi) \end{cases}, \tag{8}$$

où  $I$  est le module du courant d'induit dans le repère de Park et  $\psi$  le déphasage entre le courant et le FEM (Force Électromotrice).

Les expressions des composantes de la tension ainsi que celle de la puissance mécanique active sont présentées dans les équations (9) et (10), respectivement.

Finalement, il convient de noter que les expressions des équations (9) et (10) seront utilisées comme base de calcul pour la détermination des capacités de puissance et la cartographie du rendement des MSDEAIDs, lesquelles seront étudiées dans la section suivante comme outil de validation du modèle.

$$\begin{cases}
v_d = \frac{1}{2\Delta} \left[ \begin{aligned} &\omega\Phi_{exc.d} \frac{\omega L_{dT}}{R_f} ((1+\rho_T) - (1-\rho_T)\cos(2\beta_T)) - \omega\Phi_{exc.q} \left( 2 + \frac{\omega L_{dT}}{R_f} (1-\rho_T)\sin(2\beta_T) \right) \\ &- I \left[ \omega L_{dT} ((1+\rho_T)\cos(\psi) - (1-\rho_T)\cos(\psi - 2\beta_T)) + 2 \left( R_a + \rho_T (R_a + R_f) \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \sin(\psi) \right] \end{aligned} \right] \\
v_q = \frac{1}{2\Delta} \left[ \begin{aligned} &\omega\Phi_{exc.d} \left( 2 - \frac{\omega L_{dT}}{R_f} (1-\rho_T)\sin(2\beta_T) \right) + \omega\Phi_{exc.q} \frac{\omega L_{dT}}{R_f} ((1+\rho_T) + (1-\rho_T)\cos(2\beta_T)) \\ &- I \left[ \omega L_{dT} ((1+\rho_T)\sin(\psi) + (1-\rho_T)\sin(\psi - 2\beta_T)) - 2 \left( R_a + \rho_T (R_a + R_f) \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \cos(\psi) \right] \end{aligned} \right]
\end{cases} \quad (9)$$

Avec  $\Delta = 1 + \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2$

$$\begin{aligned}
P_{out} &= v_{0d} i_{0d} + v_{0q} i_{0q} = \frac{\omega}{\Delta^2} [A_1 I^2 + B_1 I + C_1] \\
A_1 &= \frac{(1-\rho_T)L_{dT}}{2} \left[ \frac{\omega L_{dT}}{R_f} ((1+\rho_T)\cos(2(\psi - \beta_T)) - (1-\rho_T)) - \left( 1 - \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \sin(2(\psi - \beta_T)) \right] \\
B_1 &= \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \left[ \begin{aligned} &\left( 1 + \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \frac{(1+\rho_T)}{2} (\sin(\psi)\Phi_{exc.d} - \cos(\psi)\Phi_{exc.q}) \\ &+ \left( 3 - \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \frac{(1-\rho_T)}{2} (\sin(\psi - 2\beta_T)\Phi_{exc.d} + \cos(\psi - 2\beta_T)\Phi_{exc.q}) \\ &- (1 - \rho_T^2) \frac{\omega L_{dT}}{R_f} (\cos(\psi - 2\beta_T)\Phi_{exc.d} - \sin(\psi - 2\beta_T)\Phi_{exc.q}) \\ &+ \left( 1 + (1 - \rho_T + \rho_T^2) \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) (\cos(\psi)\Phi_{exc.d} + \sin(\psi)\Phi_{exc.q}) \end{aligned} \right] \\
C_1 &= \frac{\omega}{R_f} \left[ \begin{aligned} &\left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} (1-\rho_T)\sin(2\beta_T) + \frac{(1-\rho_T^2)}{2} \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \cos(2\beta_T) \right) (\Phi_{exc.d}^2 - \Phi_{exc.q}^2) \\ &- \left( 1 + \frac{(1+\rho_T^2)}{2} \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) (\Phi_{exc.d}^2 + \Phi_{exc.q}^2) \end{aligned} \right] \\
&\quad - \frac{\Phi_{exc.d}\Phi_{exc.q}\omega}{R_f} \left[ \begin{aligned} &\left( 1 + \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \cos(2\beta_T)(1-\rho_T) \right) \\ &+ \frac{\omega L_{dT}}{2R_f} (1-\rho_T) \left( 1 - \rho_T \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \right) \cos(2\beta_T) \\ &- \frac{(1-\rho_T^2)}{2} \left( \frac{\omega L_{dT}}{R_f} \right)^2 \sin(2\beta_T) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \quad (10)$$

#### 4. OUTILS DÉVELOPPÉS

Dans cette section, les modèles sont évalués par des études et implémentations numériques. Pour cela, et afin d'assurer une approche généralisée, le système en unités p.u. est employé.

##### 4.1. Système de normalisation (p.u.)

La normalisation facilite une meilleure compréhension de l'influence des paramètres sur les performances des machines, permettant ainsi de tirer des conclusions générales sur les capacités de puissance et les cartographies de rendement. Le système de normalisation utilisé dans cette étude est présenté en détail dans la référence [20].

##### 4.2. Cartographie de rendement

L'estimation des cartographies est réalisée pour le contrôle optimal qui permet de maximiser le rendement, tout en respectant les contraintes de courant et de tension. À partir de l'expression de la puissance dans l'équation (10), l'expression du couple normalisé est définie. Il est alors possible de déterminer pour chaque point de fonctionnement ( $\Omega_n, \Gamma_n$ ) (vitesse normalisée, couple normalisé) un polynôme du second ordre de l'amplitude normalisée du courant  $I_n$ .

L'algorithme utilisé permet de déterminer les valeurs ( $I_n, \psi, k_f$ ), si elles existent, qui maximisent le rendement à chaque couple ( $\Omega_n, \Gamma_n$ ).

##### 4.3. Validation des outils développés

Cette section valide le nouvel outil en comparant ses résultats de capacité de couple à ceux obtenus à l'aide des outils précédents. Les deux premières lignes du tableau 2 présentent des configurations représentant des cas particuliers du nouvel outil. Les Fig. 5 et 6 comparent l'enveloppe maximale de la capacité de couple normalisée pour ces deux cas, en utilisant à la fois le nouvel outil et les outils précédents [15-16].

Il convient de noter que ces figures comparent la grandeur ( $\Gamma_n \cdot V_{nmax}$ ), où  $V_{nmax}$  représente la valeur normalisée de la tension maximale aux bornes des armatures. Bien que, dans le processus de validation, il ne soit pas nécessaire de prendre en compte cette grandeur, il est toutefois très important de souligner que, lors de la comparaison de différentes structures (présentant des angles de déphasage entre rotors  $\beta_1$  et  $\beta_2$  différents par exemple), chaque structure possède sa propre valeur de  $V_{nmax}$ . C'est pourquoi le terme ( $\Gamma_n \cdot V_{nmax}$ ), représente une valeur normalisée qui permet de comparer différentes structures entre elles.

Dans la première configuration (Fig. 5), les inductances du rotor à excitation par électroaimants sont supprimées ( $L_{d3} = L_{q3} = 0$ ), mais l'excitation reste partiellement assurée par les aimants permanents ( $0 < k_f < 1$ ), ce qui donne une machine comportant deux rotors saillants : un rotor d'excitation et un rotor à réluctance variable. Dans la deuxième configuration (Fig. 6), l'excitation par électroaimants est également supprimée ( $k_f = 1$ ), conduisant à une machine avec deux rotors

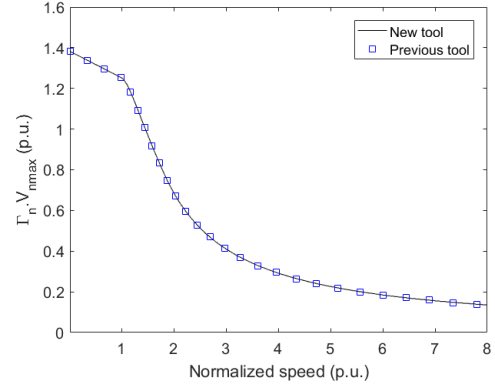


Fig. 5. Comparaison de l'enveloppe de couple maximal normalisé pour un MSDEAID en utilisant à la fois le nouveau code et l'ancien code.

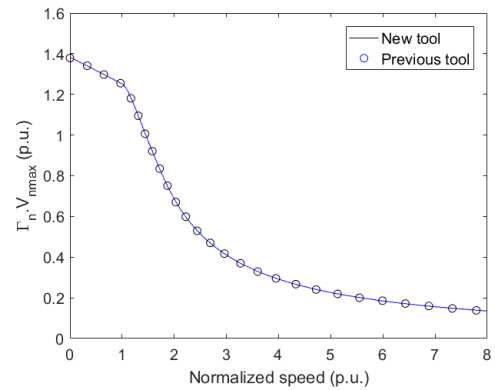


Fig. 6. Comparaison de l'enveloppe de couple maximal normalisé pour un MSAPAID en utilisant à la fois le nouveau code et l'ancien code.

saillants : un rotor à aimants permanents et un rotor à réluctance variable.

La comparaison des résultats montre une très bonne concordance.

##### 4.4. Exploitation du modèle

La Fig. 7 présente certaines caractéristiques de structures partageant les paramètres figurant dans la troisième ligne du tableau 2. La Fig. 7(a) montre que les enveloppes de couple des MSDEAID sont supérieures à celles des MSDE classiques ou de toute autre combinaison ( $\beta_1, \beta_2$ ).  $\beta_{1m}$  et  $\beta_{2m}$  désignent les décalages d'angle électrique correspondant au couple maximal à la vitesse nominale ( $\Omega_b$ ) pour chaque structure.

En outre, les Fig. 7(b) et 7(c) présentent les cartographies de rendement de la MSDE classique ( $\beta_1 = 0^\circ$  et  $\beta_2 = 0^\circ$ ) et de la MSDEAID.

#### 5. CONCLUSION

Cette contribution présente la modélisation des MSDEAID

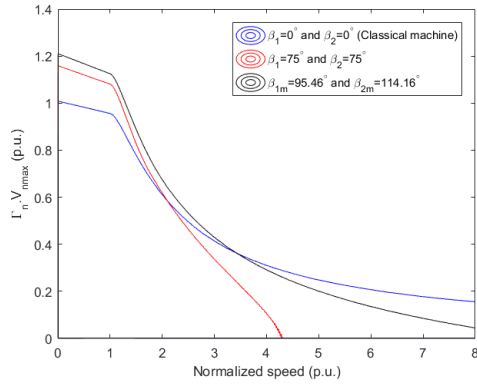
Tableau 2. Valeurs des paramètres des structures étudiées.

|        | Rotor à APs |           | Rotor à réluctance variable |           |           | Rotor à électroaimants |           |           | Valeurs normalisées des résistances |          |          |
|--------|-------------|-----------|-----------------------------|-----------|-----------|------------------------|-----------|-----------|-------------------------------------|----------|----------|
|        | $L_{dn1}$   | $L_{qn1}$ | $L_{dn2}$                   | $L_{qn2}$ | $\beta_1$ | $L_{dn3}$              | $L_{qn3}$ | $\beta_2$ | $R_{an}$                            | $R_{fn}$ | $R_{en}$ |
| Fig. 5 | 1.5         | 0.75      | 0.5                         | 0.875     | 109.4°    | 0                      | 0         | 0°        | 0.1                                 | 20       | 1        |
| Fig. 6 | 1.5         | 0.75      | 0.5                         | 0.875     | 109.4°    | 0                      | 0         | 0°        | 0.1                                 | 20       | 0        |
| Fig. 7 | 0.2         | 0.4       | 0.5                         | 0.375     | -         | 0.25                   | 0.125     | -         | 0.1                                 | 20       | 1        |

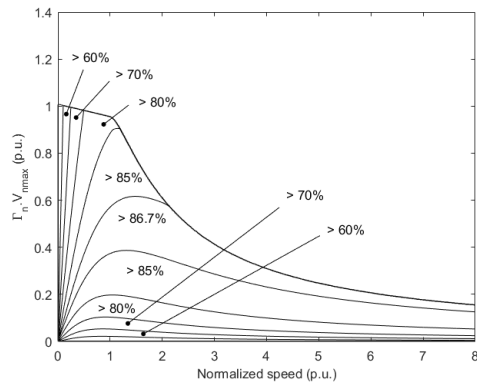
à partir de circuits électriques équivalents. Cette approche a permis de développer un outil permettant d'étudier les performances des machines MSDEAID. Cet outil peut être utilisé pour réaliser des études paramétriques dans le cadre d'un prédimensionnement. Il est accessible via le lien [21].

## 6. RÉFÉRENCES

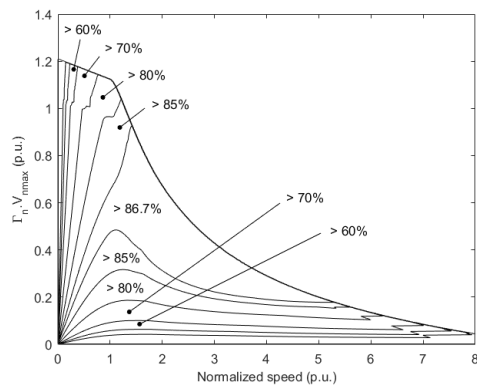
- [1] J. F. Gieras, "Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications," 3e ed., CRC Press, 2009.
- [2] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa et D. Dorrell, "Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: an overview," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 10, p. 5696-5711, Oct 2014.
- [3] Y. Amara, S. Hlioui, H. Ben Ahmed et M. Gabsi, "Power capability of hybrid excited synchronous motors in variable speed drives applications," IEEE Trans. Magn., vol. 55, no. 8, article 8204312, p. 1–12, 2019.



(a)



(b)



(c)

Fig. 7. Caractéristiques d'une machine à une structure donnée. (a) Enveloppe de capacité de couple normalisée pour différentes valeurs de  $\beta_1$  et  $\beta_2$ , (b) Cartographie de rendement d'un MSDE classique. (c) Cartographie de rendement du MSDEAID.

- [4] W. Geng, Z. Zhang, K. Jiang, Y. Yan, "A new parallel hybrid excitation machine: Permanent-magnet/variable-reluctance machine with bidirectional field-regulating capability," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, pp. 1372–1381, March 2015.
- [5] Y. Wang, Z. Deng, X. Wang, "A Parallel Hybrid Excitation Flux Switching Generator DC Power System Based on Direct Torque Linear Control," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 27, pp. 308–317, June 2012.
- [6] L. Cinti, D. Michieletto, N. Bianchi, M. Bertoluzzo, "Hybrid Excited Permanent Magnet Motor: Analytical Sizing, Finite Element Analysis and Tests," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 59, pp. 6645–6654, Nov-Dec 2023.
- [7] C. Contò, N. Bianchi, "A Hybrid-Excitation Synchronous Motor with a Change in Polarity," Machines, vol. 10, 869, September 2022.
- [8] W. Zhao, T. A. Lipo, and B. I. Kwon, "Optimal design of a novel asymmetrical rotor structure to obtain torque and efficiency improvement in surface inset PM motors," IEEE Trans. Magn., vol. 51, No. 3, Article 8100704, March 2015.
- [9] W. Zhao, D. Chen, T. A. Lipo, B. I. Kwon, "Performance improvement of ferrite-assisted synchronous reluctance machines using asymmetrical rotor configurations," IEEE Trans. Magn., vol. 51, No. 3, Article 8108504, November 2015.
- [10] H. Yang, Y. Li, H. Lin, Z. Q. Zhu, S. Lyu, H. Wang, S. Fang, Y. Huang, "Novel reluctance axis shifted machines with hybrid rotors," In 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, October 1–5, 2017.
- [11] T. Takahashi, Y. Miyama, M. Nakano, K. Yamane, "Permanent Magnet Rotating Electric Machine," Japan PCT Patent Appl. WO 2019/064801 A1, 4 April 2019.
- [12] Z. Q. Zhu, Y. Xiao, "Novel magnetic-field-shifting techniques in asymmetric rotor pole interior PM machines with enhanced torque density," IEEE Trans. Magn., vol. 58, Article 8100610, February 2022.
- [13] Z. Fan, G. Liu, S. Jin, Z. Song, J. Wang, "Comparative study on torque characteristics of permanent magnet synchronous reluctance motors with different axial hybrid rotors," In 2021 2nd International Conference on Power Engineering (ICPE 2021), Nanning, Guangxi, China, December 9–11, 2021.
- [14] H. Diab, S. Asfirane, Y. Amara, "Torque Capability of Shifted Inductances Axes Hybrid Excited Synchronous Machines," In the 2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM 2022), Valencia Conference Centre, Valencia, Spain, September 5–8, 2022.
- [15] H. Nasser, Y. Amara, F. Chabour, and M. Ghandour, "Efficiency Maps of Shifted Inductances Axes Permanent Magnet Synchronous Motors," World Electr. Veh. J., vol. 14, page 174, 2023.
- [16] H. Nasser, Y. Amara, F. Chabour, "Modélisation par circuits électriques équivalents des machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés," In the 5th edition of the Symposium de Génie Électrique SGE 2023 conference, Lille, France, July 5–7, 2023.
- [17] H. Nasser, Y. Amara, F. Chabour, J. Paulides, and M. Ghandour, "Additional Degree of Freedom in the Design of Shifted Inductances Axes Synchronous Motors," In 2025 Joint MMM Intermag conference, New Orleans, Louisiana, USA, January 13–17, 2025.
- [18] H. Nasser, Y. Amara, F. Chabour, J. Paulides, and M. Ghandour, "Shifted Inductances Axes Hybrid Excited Synchronous Motors: Exploitation of the Degrees of Freedom of PM Synchronous Machines for Torque and Energy Densities Improvement," In IEEE Magnetic Frontiers 2024 conference, Darmstadt, Germany, September 15–19, 2024.
- [19] Y. Amara, S. Hlioui, H. Ben Ahmed, and M. Gabsi, "Pre-optimization of hybridization ratio in hybrid excitation synchronous machines using electrical circuits modelling," Math. Comput. Simul., vol. 184, pp. 118–136, June 2021.
- [20] H. Nasser, C.-Y. Chang, Y. Amara, M.-C. Tsai, "Normalization Framework of Shifted Inductances Axes Hybrid Excited Synchronous Motors: Per-Unit Approach," In 2025 IEEE IAS Annual Meeting, New Taipei City, Taiwan, June 15–20, 2025.
- [21] <https://drive.google.com/file/d/14JItfgU1SDf5CbZY-9XuUuQsMFUhgWgz>.