

Modélisation par circuits électriques équivalents des machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés

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

RESUME – De nouvelles applications des machines électriques, comme l'électrification accrue des transports, nécessitent le développement de structures électromécaniques avec des densités de couple relativement élevées. Le développement des machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés tente d'y répondre en maximisant le couple réactant, et le couple dû aux aimants permanents, pour le même angle de déphasage courant d'induit/FEM ($\psi = 0$). Pour ce faire, les axes des inductances sont décalés par rapport aux axes polaires des aimants permanents. Cette contribution se propose de discuter de la modélisation de ces machines pour étudier l'impact des modifications structurelles sur leurs performances globales.

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

1. INTRODUCTION

Les machines synchrones à aimants permanents sont développées et conçues pour une grande variété d'applications [1]. Leurs caractéristiques permettent d'améliorer la densité de couple des machines synchrones, et offrent la possibilité de développer une large gamme de structures électromagnétiques. Néanmoins, la volatilité des coûts de certains composants utilisés pour leur fabrication, comme les terres rares, poussent au développement de nouvelles structures électromagnétiques où leur volume peut être réduit tout en gardant la même capacité de couple [2] [3]. Des efforts de recherche sont même menés afin de se passer complètement des aimants à base de terres rares [2].

Les machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés permettent d'augmenter la densité de couple par rapport aux machines à aimants permanents (AP) classiques [4]–[6]. Elles permettent de maximiser le couple réactant, et le couple dû aux aimants permanents, pour le même angle de déphasage courant d'induit/FEM ($\psi = 0$).

Cette contribution se propose de discuter de la modélisation de ces machines pour étudier l'impact des modifications structurelles, sur leurs performances globales. En particulier, l'inclusion des pertes électromagnétiques dans les modèles circuits équivalents est abordée.

Dans la section suivante, le principe de fonctionnement de ces structures est présenté. Puis, la modélisation par circuits électriques équivalents sera abordée. Les modèles développés sont utilisés pour étudier l'effet des modifications structurelles sur leurs performances globales.

2. MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS À AXES DES INDUCTANCES DÉCALÉS (MSAPAD)

Les machines synchrones à aimants permanents à axes des inductances décalés peuvent être considérées comme la combinaison d'un rotor à aimants permanents à pôles lisses et d'un rotor à réluctance variable sous le même stator (Fig. 1).

Puisque ces machines peuvent être vues comme la combinaison de deux rotors sous un même stator, deux référentiels de Park peuvent alors être définis, un pour la partie rotor à aimants permanents non saillant (d_{AP} , q_{AP}), et un second pour la partie rotor à réluctance variable (d_{Reluc} , q_{Reluc}), décalé d'un angle β (Fig. 2). C'est en décalant adéquatement la partie rotor à réluctance variable que le couple maximal peut être augmenté.

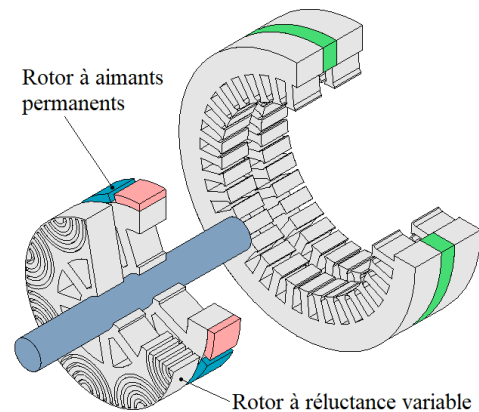


Fig. 1. Machine synchrone à aimants permanents (AP) à axes des inductances décalés avec deux rotors séparés.

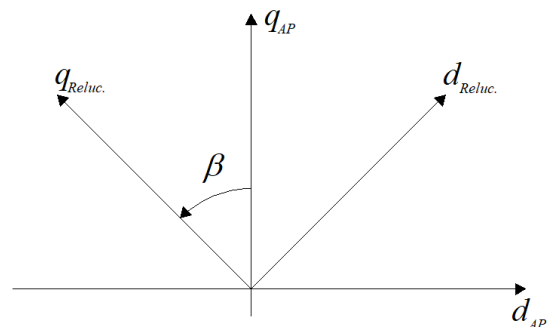


Fig. 2. Les référentiels de Park relatifs aux deux types de rotors.

3. MODÉLISATION DES MSAPAID

Le modèle d'une MSAPAID avec rotor AP non saillant et rotor à réluctance variable, comme les modèles de moteur, peut être principalement exprimé par les équations de tension et de couple. En représentation triphasée, l'équation de tension se compose essentiellement des chutes de tension de la résistance d'enroulement R_a et la tension induite proportionnelle au taux de variation de flux dans les enroulements (1) :

$$\begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{pmatrix} \quad (1)$$

où l'expression du flux est exprimée par :

$$\begin{pmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{pmatrix} = (L_{SS}) \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Phi_{excA} \\ \Phi_{excB} \\ \Phi_{excC} \end{pmatrix} \quad (2)$$

dont les expressions des inductances magnétiques ainsi que le flux électromagnétique créé par les aimants permanents sont données par (3) et (4).

$$\begin{pmatrix} \Phi_{excA} \\ \Phi_{excB} \\ \Phi_{excC} \end{pmatrix} = \Phi_{ap} \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (4)$$

Avec : L est l'inductance propre des bobines statoriques, M est l'inductance mutuelle, L_v représente la valeur moyenne de la variation de l'inductance due à la saillance du rotor et Φ_{ap} est le flux maximale des AP.

Le modèle est redéfini dans le repère de Park, comme le montre l'équation (5). Cette modélisation s'appuie sur la transformation des variables triphasées ABC en variables 0dq dans un référentiel tournant à la vitesse du rotor ω (transformation de Park), où l'axe homopolaire n'a rien à voir avec la puissance mécanique, et l'étude est alors limitée uniquement aux axes (d, q).

$$f_{0dq} = T f_{ABC} \quad (5)$$

À cet égard, les équations des structures MSAPAID peuvent être définies indifféremment dans l'un des deux référentiels (d_{AP}, q_{AP}) et (d_{Reluc}, q_{Reluc}). L'équation (6) donne la relation des grandeurs dans les deux repères.

$$\begin{cases} f_{d,qPM} = V f_{d,qReluc} \\ f_{d,qReluc} = V^{-1} f_{d,qPM} \end{cases}, \quad (6)$$

où V est la matrice de transfert définie par l'équation (7).

$$V = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix} \Rightarrow V^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ -\sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$L_{SS} = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} + L_v \begin{pmatrix} \cos(2p\theta + 2\beta) & \cos\left(2p\theta + 2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2p\theta + 2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2p\theta + 2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2p\theta + 2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2p\theta + 2\beta) \\ \cos\left(2p\theta + 2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2p\theta + 2\beta) & \cos\left(2p\theta + 2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (3)$$

3.1. Modélisation sans pertes électromagnétiques

Cette contribution commence par la représentation de la modélisation sans pertes qui constitue la pierre angulaire de la modélisation avec pertes. La modélisation sans pertes consiste à éliminer la résistance des armatures ($R_a = 0 \Omega$) et ne pas considérer les pertes fer. En s'appuyant sur les équations déjà mentionnées, la modélisation sans pertes sera présentée dans les deux référentiels.

3.1.1. Modélisation dans le référentiel (d_{AP}, q_{AP})

Le mot clé d'une modélisation est de faire représenter les composantes des flux magnétiques en fonction des composantes du courant dans les armatures.

On pose :

$$L - M = \frac{L_d + L_q}{2}, L_v = \frac{L_d - L_q}{3}, \rho = \frac{L_q}{L_d}, \Phi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{ap}, \quad (8)$$

où ρ représente le rapport de saillance. Les composantes du flux magnétique sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_d = \Phi_a + \frac{L_d}{2} \left[\left[(1 + \rho) + (1 - \rho) \cos(2\beta) \right] i_d \right. \\ \left. + (1 - \rho) \sin(2\beta) i_q \right] \\ \Phi_q = \frac{L_d}{2} \left[\left[(1 + \rho) - (1 - \rho) \cos(2\beta) \right] i_q \right. \\ \left. + (1 - \rho) \sin(2\beta) i_d \right] \end{cases} \quad (9)$$

avec i_d et i_q sont les composantes suivant d et q respectivement du courant électrique dans les armatures.

En régime permanent, les expressions des composantes de la tension stator, (Fig. 3), sont données par

$$\begin{cases} v_d = -\omega \Phi_q \\ v_q = \omega \Phi_d \end{cases}, \quad (10)$$

avec $\omega (= p\Omega)$ est la pulsation électrique (p est le nombre de paires de pôles et Ω est la vitesse angulaire mécanique).

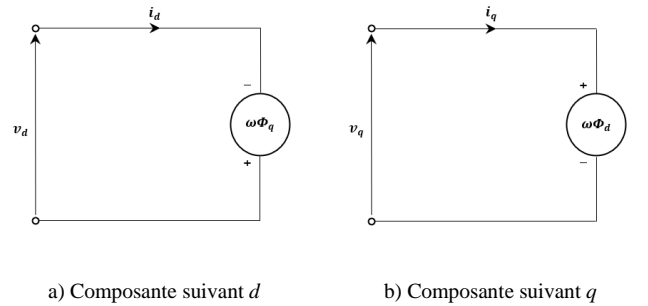


Fig. 3. Modèle équivalent sans perte des MSAPAID

On pose :

$$\begin{cases} i_d = -I \sin(\psi) \\ i_q = I \cos(\psi) \end{cases}, \quad (11)$$

où I est le module du courant d'induit dans le repère de Park et ψ le déphasage entre le courant et le FEM (Force Électromotrice). Les expressions des composantes de la tension sont alors définies par :

$$\begin{cases} v_d = -\frac{\omega L_d}{2} I \begin{bmatrix} [(1+\rho) - (1-\rho)\cos(2\beta)] \cos(\psi) \\ -(1-\rho)\sin(2\beta)\sin(\psi) \end{bmatrix} \\ v_q = \omega \begin{bmatrix} \Phi_a \\ +\frac{L_d}{2} I \begin{bmatrix} -[(1+\rho) + (1-\rho)\cos(2\beta)] \sin(\psi) \\ +(1-\rho)\sin(2\beta)\cos(\psi) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

La puissance active est alors donnée par :

$$\begin{aligned} P &= v_d i_d + v_q i_q \\ &= \omega \left[\Phi_a I \cos(\psi) + \frac{L_d}{2} (1-\rho) I^2 \sin(2(\psi - \beta)) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

3.1.2. Modélisation dans le référentiel ($d_{Reluc.}, q_{Reluc.}$)

Concernant la modélisation dans le référentiel ($d_{Reluc.}, q_{Reluc.}$), une démarche similaire à celle dans le référentiel (d_{AP}, q_{AP}) peut être effectuée.

Comme le montre les équations (14), il convient de noter que la puissance, le module du courant, le module de la tension coïncident avec ceux du référentiel (d_{AP}, q_{AP}).

$$\begin{cases} P_{Reluc.} = \begin{bmatrix} (v_{Reluc.})^T i_{Reluc.} \\ = (v_{AP})^T (V^{-1})^T V^{-1} i_{AP} = (v_{AP})^T i_{AP} = P_{AP} \end{bmatrix} \\ v_{Reluc.}^2 = (v_{Reluc.})^T v_{Reluc.} = (v_{AP})^T v_{AP} = v_{AP}^2 \\ i_{Reluc.}^2 = (i_{Reluc.})^T i_{Reluc.} = (i_{AP})^T i_{AP} = i_{AP}^2 \end{cases} \quad (14)$$

Dans le repère ($d_{Reluc.}, q_{Reluc.}$), les composantes du courant d'induit sont données par :

$$\begin{cases} i_d = -I \sin(\psi - \beta) \\ i_q = I \cos(\psi - \beta) \end{cases} \quad (15)$$

3.2. Modélisation avec pertes électromagnétiques

Afin de prendre en compte les pertes électromagnétiques, une première résistance R_f est ajoutée en parallèle avec le modèle sans perte. Cette résistance représente les pertes fer. Une deuxième résistance R_a est encore ajoutée en série avec le circuit correspondant à la mise en parallèle de la résistance de perte fer et des circuits modèles sans perte. La deuxième résistance représente les pertes Joule de l'induit. (Fig. 4).

Le modèle avec perte n'est représenté que dans le repère (d_{AP}, q_{AP}).

3.2.1. Modélisation dans le référentiel (d_{AP}, q_{AP})

Comme le montre la (Fig. 4), les expressions des composantes de la tension aux bornes des armatures sont données par :

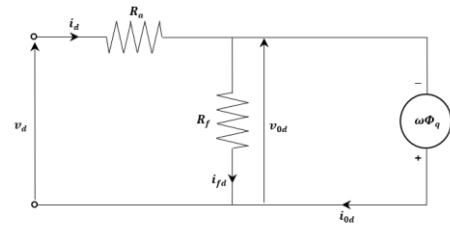
$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R_a \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{0d} \\ v_{0q} \end{pmatrix}, \quad (16)$$

avec

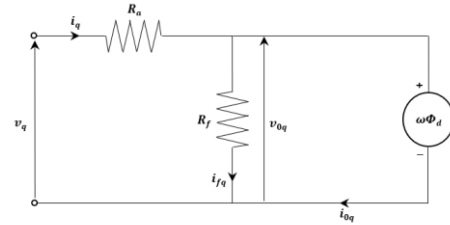
$$\begin{cases} i_d = i_{0d} + i_{fd} = i_{0d} + \frac{v_{0d}}{R_f} \\ i_q = i_{0q} + i_{fq} = i_{0q} + \frac{v_{0q}}{R_f} \end{cases}, \quad (17)$$

avec i_{fd} et i_{fq} sont les composantes d et q du courant des pertes fer.

À noter que les composantes v_{0d} et v_{0q} s'écrivent suivant l'équation (10) où les composantes du flux magnétique s'expriment suivant l'équation (9) mais en fonctions des composantes i_{0d} et i_{0q} .



a) Composante suivant d



b) Composante suivant q

Fig. 4. Modèle équivalent avec perte des MSAPAI

La relation entre les composantes des courants (i_{0d}, i_{0q}) et (i_d, i_q) représenté dans l'équation (18), constitue une pierre angulaire dans l'intégration des pertes. Les expressions des tensions et puissance mécanique seront exprimées en fonction des courants des armatures (i_d, i_q), et définies comme expressions générales des MSAPAI, où la modélisation sans pertes peut être considérée comme un cas particulier de la modélisation avec pertes.

$$\begin{pmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} A_{AP} & B_{AP} \\ C_{AP} & D_{AP} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q - \frac{\omega \Phi_a}{R_f} \end{pmatrix}, \quad (18)$$

avec :

$$A_{AP} = 1 + \frac{\omega L_d}{2R_f} (1-\rho) \sin(2\beta),$$

$$B_{AP} = \frac{\omega L_d}{2R_f} [(1+\rho) - (1-\rho)\cos(2\beta)],$$

$$C_{AP} = -\frac{\omega L_d}{2R_f} [(1+\rho) + (1-\rho)\cos(2\beta)],$$

$$D_{AP} = I - \frac{\omega L_d}{2R_f}(1-\rho)\sin(2\beta),$$

$$\Delta = I + \rho \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2.$$

En utilisant l'équation (11), les composantes de la tension aux bornes des armatures ainsi que la puissance mécanique fournie sont exprimées dans les équations (19) et (20) respectivement.

Il est clair que pour ($R_a = 0 \Omega$ et $R_f = +\infty \Omega$) les équations (19) et (20) coïncident avec les équations (12) et (13) de la modélisation sans perte.

3.3. Système de normalisation (p.u.):

La normalisation permet une meilleure compréhension de l'effet des paramètres sur les performances des machines, ce qui permet de tirer des conclusions générales concernant les capacités de puissance et les cartographies de rendement. Le système de normalisation adoptée dans cette contribution est celui présenté à la référence [3].

4. OUTILS DÉVELOPPÉS

Dans cette partie, les modèles sont testés numériquement dans un environnement Dans cet égard et pour généralisés, le système p.u. est utilisés

4.1. Cartographie de rendement

L'estimation des cartographies est réalisée pour le contrôle optimal qui permet de maximiser le rendement, tout en

$$\begin{cases} v_d = \frac{1}{2\Delta} \left[\begin{aligned} &\omega \Phi_a \frac{\omega L_d}{R_f} ((1+\rho) - (1-\rho)\cos(2\beta)) \\ &- I \left[\omega L_d ((1+\rho)\cos(\psi) - (1-\rho)\cos(\psi-2\beta)) + 2 \left(R_a + \rho(R_a + R_f) \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \sin(\psi) \right] \end{aligned} \right] \\ v_q = \frac{1}{2\Delta} \left[\begin{aligned} &\omega \Phi_a \left(2 - \frac{\omega L_d}{R_f} (1-\rho)\sin(2\beta) \right) \\ &- I \left[\omega L_d ((1+\rho)\sin(\psi) + (1-\rho)\sin(\psi-2\beta)) - 2 \left(R_a + \rho(R_a + R_f) \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \cos(\psi) \right] \end{aligned} \right] \end{cases} \quad (19)$$

$$P_{out} = v_{0d}i_{0d} + v_{0q}i_{0q} = \frac{\omega}{\Delta^2} [A_I I^2 + B_I I + C_I] \quad (20)$$

$$\begin{aligned} A_I &= \frac{(1-\rho)L_d}{2} \left[\frac{\omega L_d}{R_f} ((1+\rho)\cos(2(\psi-\beta)) - (1-\rho)) - \left(1 - \rho \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \sin(2(\psi-\beta)) \right] \\ B_I &= \Phi_a \left[\begin{aligned} &\frac{\omega L_d}{R_f} \left[\left(1 + \rho \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \frac{(1+\rho)}{2} \sin(\psi) + \left(3 - \rho \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \frac{(1-\rho)}{2} \sin(\psi-2\beta) - (1-\rho^2) \frac{\omega L_d}{R_f} \cos(\psi-2\beta) \right] \\ &+ \left(1 + (1-\rho+\rho^2) \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \cos(\psi) \end{aligned} \right] \\ C_I &= \frac{\Phi_a^2}{R_f} \omega \left[\frac{\omega L_d}{R_f} (1-\rho)\sin(2\beta) + \frac{(1-\rho^2)}{2} \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \cos(2\beta) - \left(1 + \frac{(1+\rho^2)}{2} \left(\frac{\omega L_d}{R_f} \right)^2 \right) \right] \end{aligned}$$

respectant les contraintes de courant et de tension. À partir de l'expression de la puissance dans l'équation (20), l'expression du couple normalisé est définie. Il est alors possible de déterminer pour chaque point de fonctionnement (Ω_n, Γ_n) (vitesse normalisée, couple normalisé) un polynôme du second ordre de l'amplitude normalisée du courant I_n .

L'algorithme utilisé (Fig. 5) permet de déterminer les valeurs (I_n, ψ), si elles existent, qui maximisent le rendement à chaque couple (Ω_n, Γ_n).

Pour la modélisation sans pertes ($R_a = 0 \Omega$ et $R_f = +\infty \Omega$) le rendement de tous les points de fonctionnement (Ω_n, Γ_n) pour lesquels il est possible de trouver des couples (I_n, ψ) permettant de répondre à la demande tout en respectant les limites de courant et de tension est fixée à un.

4.2. Exploitation du modèle sans pertes.

Au lieu de trouver le déphasage courant d'induit/FEM (ψ) optimisant (maximisant) la valeur de couple, comme cela est classiquement fait pour les moteurs à aimants permanents classiques [Fig. 6(a)], pour les MSAPAID le point de départ consiste à imposer la valeur de l'angle optimale $\psi = 0$, et à déterminer l'angle β optimal [Fig. 6(b)].

On montre facilement que $\beta = \pi/4$, si $\rho < 1$, et $\beta = -\pi/4$, si $\rho > 1$.

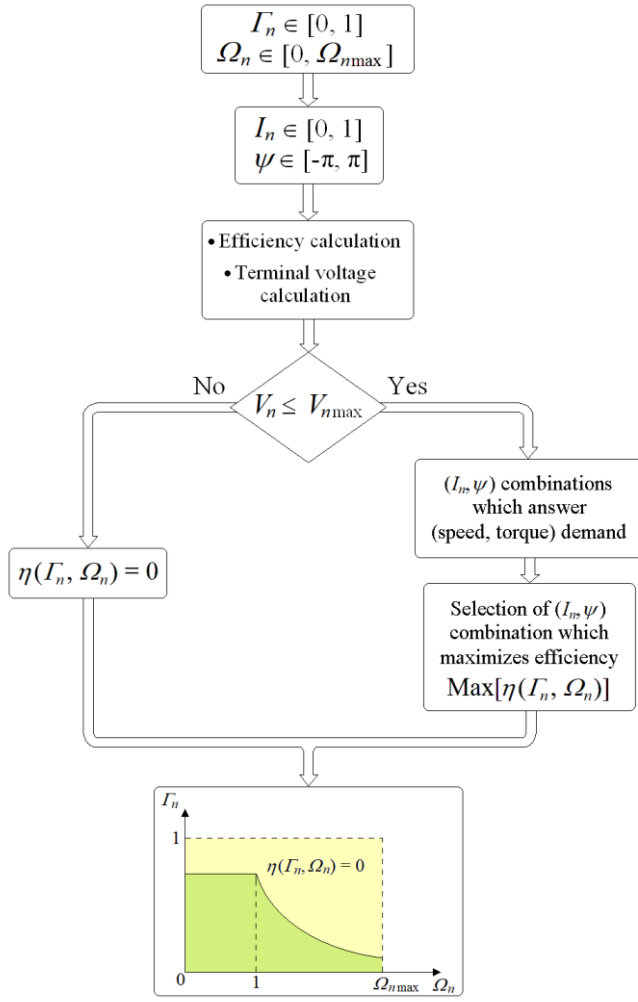
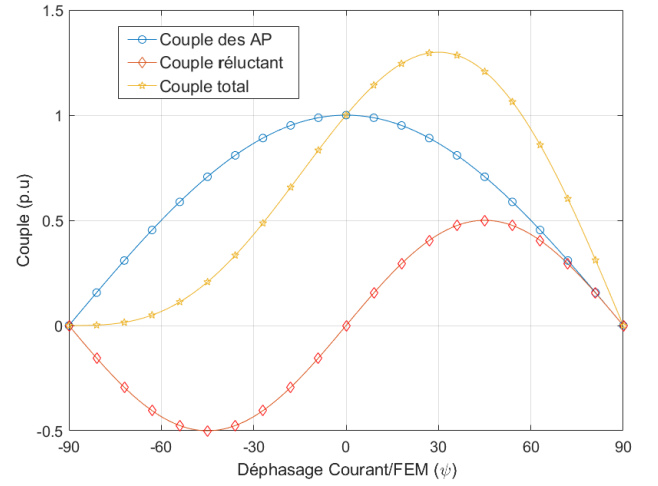


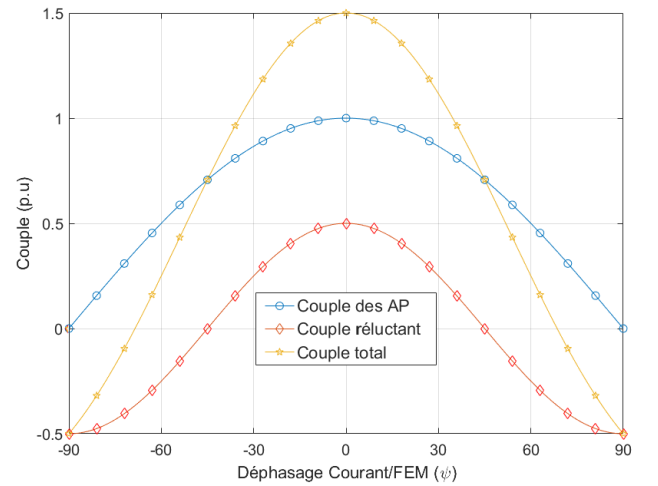
Fig. 5. Algorithme de cartographie de rendement

$$\begin{cases} v_d = -\frac{\omega L_d}{2} I [(1 + \rho) \cos(\psi) - |1 - \rho| \sin(\psi)] \\ v_q = \omega \left[\Phi_a - \frac{L_d}{2} I [(1 - \rho) \sin(\psi) - |1 - \rho| \cos(\psi)] \right] \end{cases} \quad (21)$$

Sur la Fig. 6, le couple est normalisé en fonction du couple maximal des aimants permanents. Les Figs. 7 et 8 montrent le pourcentage d'augmentation du couple maximum et le pourcentage de variation du facteur de puissance dans le plan (L_{dn}, ρ) , des MSAPAID par rapport aux moteurs synchrone AP (MSAP) classiques ayant le même rapport de saillance, et la même valeur du couple des aimants permanents. Il convient de souligner que, bien que les MSAPAID contribuent toujours à augmenter le couple par rapport aux MSAP classiques, ce n'est pas le cas du facteur de puissance. En effet, d'après la Figure 11, pour une zone significative du plan (L_{dn}, ρ) (inductance d'axe d normalisé, rapport de saillance), les MSAPAID auront un facteur de puissance inférieur à celui MSAP classique. Cependant, il est important de noter que la diminution du facteur de puissance n'est pas importante (environ -4,2% au maximum).



(a) Machines AP classiques ($\beta = 0$)



(b) MSAPAID ($\psi_{opt} = 0$)

Fig. 6. Amélioration de la densité de couple à l'aide des structures MSAPAID

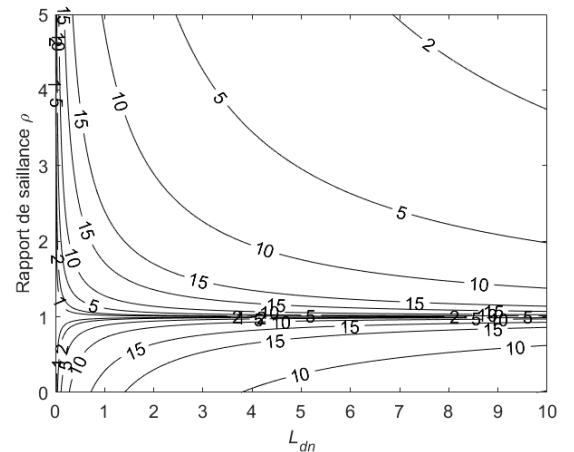


Fig. 7. Augmentation du couple dans le plan (L_{dn}, ρ) .

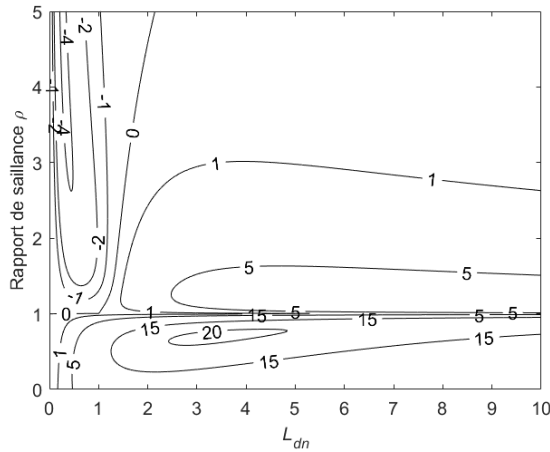
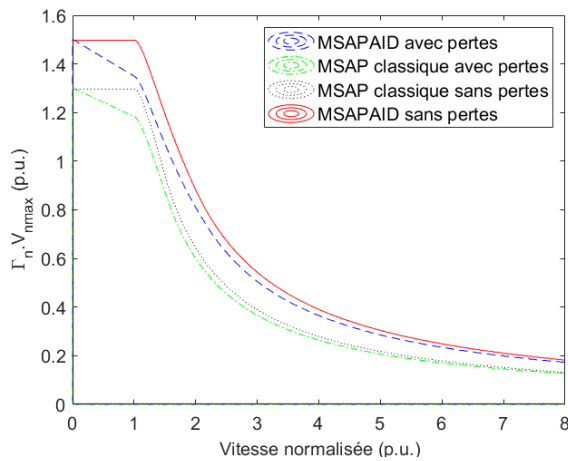


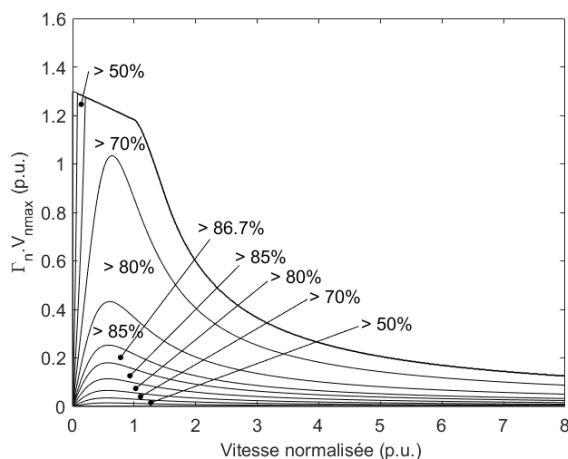
Fig. 8. Variation du facteur de puissance dans le plan (L_{dn}, ρ) .

4.3. Exploitation du modèle avec pertes.

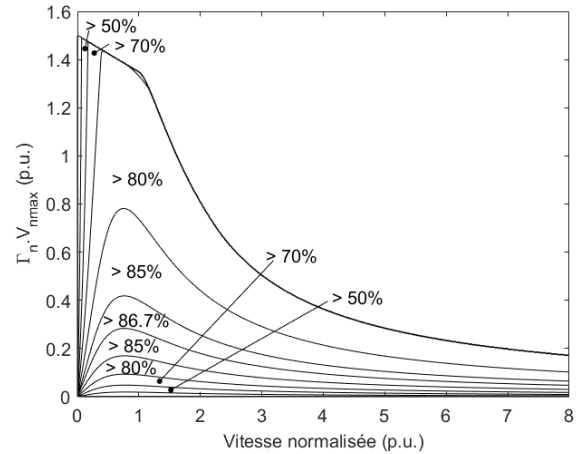
La Fig. 9 présente quelques caractéristiques de structures partageant les paramètres suivants : $L_{dn} = 2.5$, $\rho = 0.6$, R_{an} (valeur normalisée de R_a) = 0.1 et R_{fn} (valeur normalisée de R_f) = 20. La Fig. 9(a) montre que les enveloppes des MSAPAID sont supérieures à celles des MSAP classique que ça soit pour le modèle sans pertes ou avec pertes. De plus, les Fig. 9(b) et 9(c) montrent les cartographies de rendements de la MSAP classique ($\beta=0^\circ$) et de la MSAPAID.



(a) Enveloppe de la capacité du couple



(b) Cartographie de rendement d'un MSAP classique



(C) Cartographie de rendement d'une MSAPAID

Fig. 9. Caractéristiques d'une machine à une structure donnée ($L_{dn}=2.5$, $\rho=0.6$).

Le tableau 1 donne quelque élément de comparaison à la vitesse de base (Ω_b). Le couple pour la MSAPAID a augmenté de 14.1 % et le facteur de puissance de 15.8 %

Tableau 1. Comparaison des performances

	MSAP classique	MSAPAID
Valeur maximale de $\Gamma_n \cdot V_{nmax}$	1.1818	1.3484
Valeur maximale de Γ_n	0.4706	0.5589
Pourcentage d'amélioration du couple (%)	14.1 %	
Pourcentage de variation du facteur de puissance (%)	15.8 %	

5. CONCLUSIONS

Dans cette contribution, la modélisation par circuits électriques équivalents des MSAPAID est présentée. Cette modélisation a été exploitée pour développer un outil permettant d'étudier les performances des machines MSAPAID.

Cet outil peut être utilisé pour effectuer des études paramétriques dans le cadre d'un prédimensionnement. L'outil est disponible via le lien [7].

6. REFERENCES

- [1] Jacek F. Gieras, Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, 3rd ed., CRC Press, 2009.
- [2] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa and D. Dorrell, "Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: an overview," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 10, pp. 5696–5711, Oct. 2014.
- [3] Y. Amara, S. Hlioui, H. Ben Ahmed and M. Gabsi, "Power capability of hybrid excited synchronous motors in variable speed drives applications," IEEE Trans. Magn., vol. 55, no. 8, paper 8204312, pp. 1–12, August 2019.
- [4] 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, paper 8100704, March 2015.
- [5] T. Takahashi, Y. Miyama, M. Nakano and K. Yamane, "Permanent Magnet Rotating Electric Machine," Japan PCT Patent Appl. WO 2019/064801 A1, 4 April 2019.
- [6] Z. Q. Zhu and Y. Xiao, "Novel magnetic-field-shifting techniques in asymmetric rotor pole interior PM machines with enhanced torque density," IEEE Trans. Magn., vol. 58, no. 2, paper 8100610, Feb. 2022.
- [7] <https://1drv.ms/u/s!Ajoijw3xSEGgQ5X5oEwhTCM9VXQ?e=zRUY2P>