

Evaluation d'une cartographie de pertes à partir d'un pré-dimensionnement de machines synchrone à aimants permanents, appliquée au transport maritime

Fabian AMOROS^{1,2,3}, Jean-Frédéric CHARPENTIER¹, Walter LHOMME²,
Jean-Yves BILLARD¹, Benoit NOTTELLET³

¹ Institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENav) - 29240 Brest, France, BCRM Brest CC600

² Univ. Lille, Arts et Métiers Institute of Technology, Centrale Lille, Junia, ULR 2697 - L2EP, F-59000 Lille, France

³ Segula Technologies - 76600, Le Havre, France, 26 Rue Lamartine

Résumé : Cet article présente une méthodologie pour la création d'une banque de cartographies de rendement d'ensembles convertisseurs machines synchrones à aimants permanents utilisés en vitesse variable. Cet outil est basé sur un pré-dimensionnement préalable d'une machine à partir d'un cahier des charges et de calculs par éléments finis 2D du comportement de la machine pour plusieurs points de fonctionnement. L'outil a vocation à être utilisé pour le dimensionnement des systèmes hybrides destinés à la propulsion naval et l'étude des stratégies de gestion de ces systèmes.

1. INTRODUCTION

L'essor des systèmes de transports électriques et hybrides, associé à une exigence croissante en matière de performances énergétiques, encourage le développement d'outils avancés pour le dimensionnement et l'analyse des systèmes d'énergie des véhicules hybrides routiers mais aussi maritimes. Ainsi, il devient nécessaire de définir la topologie, les dimensions du système d'énergie et une stratégie de gestion de l'énergie (Energy Management System - EMS) pour répartir la distribution d'énergie entre les différentes sources. Les outils d'optimisation des systèmes multi-sources jouent alors un rôle crucial. Ils permettent notamment l'étude couplée des choix de dimensionnement et des stratégies de gestion [1]. Le développement de telles solutions nécessite un effort de réduction des outils de simulation des systèmes, en particulier par la simplification ou l'approximation de modèles complexes, ainsi que la maîtrise des temps de calcul. Aussi, lors de la conception d'outils de simulation à vocation énergétique, il est possible d'envisager une approche de modélisation orientée vers les données. Posséder des données expérimentales pour une large gamme de systèmes, tel que des cartographies de rendement, sur les composants potentiels des systèmes permet alors de simuler de manière rapide et précise les composants tout en assurant leur conformité et leur disponibilité lors de l'intégration réelle dans le système [2].

Un composant clef des systèmes de transport utilisant l'électricité comme vecteur d'énergie est l'ensemble convertisseur statique et machine électrique. Cet article se concentre sur l'établissement d'une base de données de cartographies de rendement pour des entraînements à vitesse variable, appliquées à des machines électriques à aimants permanents à pôles lisses. Grâce à leur densité de puissance élevée et leur efficacité énergétique ces machines sont très employées dans le domaine du transport.

Plusieurs approches méthodologiques sont utilisées dans la littérature pour générer ces cartographies. Les méthodes basées

sur la modélisation par éléments finis sont particulièrement répandues, offrant une précision élevée grâce à une représentation détaillée des phénomènes physiques [3]. En parallèle, les modèles analytiques permettent de réduire considérablement les temps de calcul, bien que les nombreuses hypothèses formulées puissent parfois limiter leur précision [4]. Plus récemment, des approches basées sur l'intelligence artificielle ont émergé [5]. Les techniques de mises à l'échelle sont également possibles mais restent limitées [6], [7]. Elles permettent d'étendre des cartographies existantes pour des machines de références à d'autres niveau de puissance. Un état de l'art présentant une synthèse des différentes techniques et méthodologies existantes pour l'élaboration de cartes de rendement est disponible dans [8].

Deux problèmes majeurs subsistent malgré ces avancées. La modélisation multi-physique des machines électriques, qui inclut les interactions entre phénomènes électromagnétiques, thermiques et mécaniques, reste une tâche complexe et sujette à de nombreuses approximations [9]. De plus l'accès aux données initiales, les dimensions internes des machines par exemple, permettant les calculs par éléments finis est souvent difficile ce qui rend complexe l'extrapolation d'une méthode sur de larges gammes de puissance, de topologies et / ou d'application.

Cet article propose une méthode de calcul conçue pour générer des cartographies de rendement à partir d'un cahier des charges simplifié. Cette approche se distingue par sa capacité à transformer des spécifications de haut niveau (cahier des charges) en données exploitables pour une analyse approfondie. L'objectif final est de créer une base de données capable de servir aux études d'optimisation de dimensionnement pour la conception dans le domaine des systèmes de propulsion maritimes électrique.

Dans les sections suivantes, les fondements théoriques et méthodologiques de l'approche, sa mise en œuvre, ainsi que des résultats obtenus dans le cadre d'exemples pratiques seront décrites. La première section présentera un processus de dimensionnement systématique de la machine, la seconde section donnera les moyens mis en œuvre pour l'évaluation des pertes de la machine, et enfin, dans la troisième section, nous discuterons des résultats proposés, de leur fiabilité et des perspectives d'amélioration de la méthode.

2. PRE-DIMENSIONNEMENT DE LA MACHINE

2.1. Cahier des charges

Un cahier des charge réduit, n'incluant que vitesse et puissance nominal pour l'entraînement électrique, est considéré.

L'objectif de l'étude est de fournir une cartographie de rendement pour une machine électrique synchrone à aimant permanent, son convertisseur associé et sa commande selon sa puissance nominale, et sa vitesse de rotation de base. Il est à noter que dans le cas particulier de la propulsion maritime et contrairement au cas routier, les entraînements sont peu utilisés en mode de défluxage. L'entraînement électrique de l'hélice requiert un couple croissant avec la vitesse, notamment en raison de l'inertie ajoutée de l'eau mise en mouvement. Par ailleurs, l'usage d'un rapport de réduction fixe fait que le point de fonctionnement maximal correspond systématiquement au point de couple maximal. Cette considération nous permet de dimensionner l'ensemble convertisseur machine en se basant sur les performances à atteindre à son point de puissance maximum, à couple maximum et vitesse de base.

Une première étape consiste en l'établissement et la détermination des variables nécessaires pour l'analyse de la machine. Le Tableau 1 présente l'ensemble des paramètres de la machine pour un exemple donné, classifié en paramètres du cahier des charges, paramètres globaux, paramètres relatifs au rotor, au stator ainsi que paramètres des conducteurs. Les paramètres géométriques sont également illustrés sur le schéma de la machine Figure 1. Un encadrement des valeurs typiques est fourni pour les variables que les différentes équations de dimensionnement présenté par la suite ne permettent pas de fixer. Le choix des valeurs de ces paramètres relève alors d'une étude plus complexe basé sur l'expertise et la connaissance précise de machines similaires.

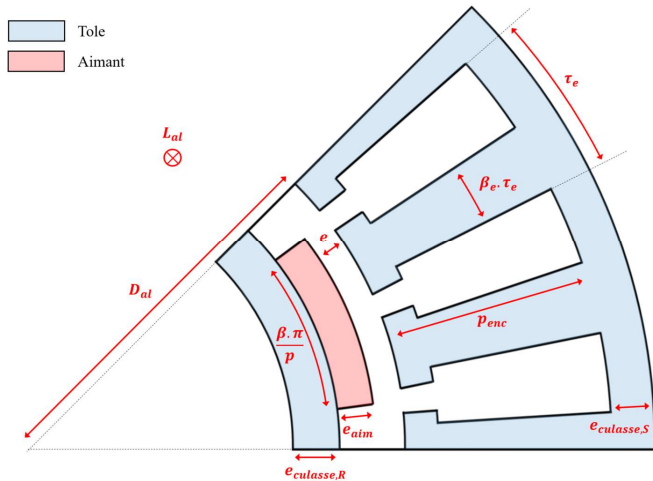


Figure 1 : Schéma et paramètres de la machine

2.2. Pré-dimensionnement

Afin de pré dimensionner la machine, conformément au cahier des charges, une série d'équation régissant le fonctionnement de la machine et liant les différents paramètres de dimensionnement sont nécessaires.

L'équation suivante exprime la charge linéique A_L en fonction du courant efficace I , du nombre de conducteurs par phase $n_{c/p}$ et du diamètre D_{al} .

Tableau 1 : Paramètres pour le pré-dimensionnement d'une machine électrique synchrone à aimants permanent avec pour exemple une puissance de 540 kW pour une vitesse de base de 1500 tr/min

Paramètres	Notation	Valeurs – fixés et calculée
Cahier des charges		
Puissance nominale	P	540 kW
Vitesse de rotation de base	N	1 500 tr/min
Paramètres globaux		
Tension efficace en phase neutre	$V_{0\ nom}$	620 V
Fréquence d'alimentation maximum	f_{elec}	100 Hz
Induction de saturation des toles	B_{sat}	[1,4 ; 1,5] T 1,5 T
Diamètre d'alésage	D_{al}	0,45 m
Nombre de paires de pôles	p	4
Entrefer	e	3 – 4 mm 3 mm
Longueur d'alésage	L_{al}	1,167 m
Paramètres du stator		
Profondeur d'encoche	p_{enc}	16 mm
Epaisseur de la culasse	$e_{culasse,S}$	25 mm
Largeur relative d'encoche / Pas d'encoche	$\beta_e ; \tau_e$	$\beta_e = 0.44$
Epaisseur des bcs	e_{bec}	3 mm
Paramètres du rotor		
Epaisseur d'aimant	e_{aim}	37 mm
Epaisseur de culasse	$e_{culasse,R}$	25 mm
Ouverture des aimants en part de la largeur polaire	β	0.667
Induction rémanente aimant	B_r tel que $B_{aimant} = \mu_0 \cdot H + B_r$	$\cong 1,2 T$ 1,2 T
Pourcentage d'induction rémanente	X	[0,4 ; 0,7] 0,55
Paramètres des conducteurs		
Nombre de conducteur par phase	$n_{c/p}$	29
Densité de courant dans un conducteur (valeur efficace)	J_{cond}	[3.10 ⁶ ; 7.10 ⁶] A/m ² 4.10⁶ A/m²
Taux de remplissage d'encoche	k_r	0,5
Charge linéique	A_L	[12.10 ³ ; 60.10 ³] A/m 18.10³ A/m
Nombre d'encoches par pole et par phase	S_{pp}	1

$$A_L = \frac{\sum n_{c/p} \cdot I}{\pi \cdot D_{al}} \left(= \frac{3 \cdot n_{c/p} \cdot I}{\pi \cdot D_{al}} \text{ en triphasé} \right) \quad (1)$$

L'équation de couple $C = \frac{3E}{\Omega} I \cdot \cos(\psi)$ est développée en considérant la tension induite dans un conducteur $e_{cond} = v \wedge B \cdot L_{al}$; et en considérant B_1 l'amplitude du premier harmonique de l'induction à vide B et $V_{al} = \pi D_{al}^2 L_{al} / 4$ le volume d'alésage on obtient :

$$C = \sqrt{2} \cdot V_{al} \cdot B_1 \cdot A_L \quad (2)$$

B_1 est déterminé en appliquant plusieurs hypothèses :

- l'effet de courbure est négligé (Figure 3) ;
- la machine n'est pas alimentée (induction à vide) ;
- la perméabilité dans les culasses est infinie ($H = 0$) ;
- l'induction est radiale dans l'entrefer et dans l'aimant
- l'induction est supposée constante dans l'entrefer et dans l'aimant $B = B_r$ pour une position angulaire θ donné ;

Ainsi, le théorème d'Ampère donne :

$$2 \cdot H_{aim} \cdot e_{aim} + 2 \cdot H_e \cdot e = 0 \quad (3)$$

Comme $H_e = \frac{\bar{B}}{\mu_0}$ et $H_{aim} = \frac{\bar{B} - B_r}{\mu_0}$, alors on peut en déduire l'équation suivante reliant l'épaisseur des aimants, l'épaisseur de l'entrefer et la valeur relative de l'induction à vide maximum dans l'entrefer en pourcentage d'induction rémanente $X = B_{max}/B_r$:

$$e_{aim} = \frac{X \cdot e}{1 - X} \quad (4)$$

En accord avec les hypothèses énoncés ci-dessus, la forme d'onde de cette induction à vide se représente sous la forme d'une fonction créneaux symétrique de période $\frac{2\pi}{p}$ et de largeur $\frac{\beta\pi}{p}$ tel que présenté Figure 2, donc :

$$B_1 = \frac{2}{2\pi/p} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} B(\theta) \cos(p\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \cdot \bar{B} \cdot \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \quad (5)$$

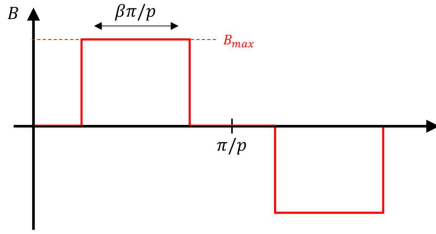


Figure 2 : Amplitude du champ magnétique

L'équation de couple peut alors s'exprimer en fonction des dimensions :

$$C = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot D_{al} \cdot L_{al} \cdot \frac{B_r \cdot e_{aim}}{e_{aim} + e} \cdot \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \cdot n_{c/p} \cdot I \quad (6)$$

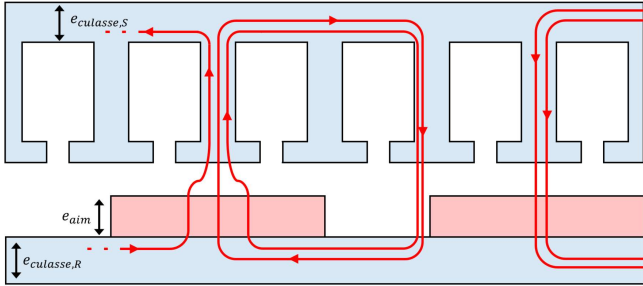


Figure 3 : Flux dans la machine

On considère ensuite que le flux créé par un pôle de l'aimant se répartit équitablement entre les deux pôle adjacents. On peut donc écrire le flux dans les culasses comme suit :

$$\phi_p = \beta_e \cdot \frac{\beta\pi}{p} \cdot \frac{D_{al} L_{al}}{2} \quad (7)$$

On fait l'hypothèse que le maximum de flux est atteint pour une stratégie de type MTPA (maximum de couple par ampère). Les champs créés par les aimants du rotor et les courants du stator sont alors en quadrature. Dans ce cas, on peut supposer que l'induction créée par les aimants va être liée à l'induction maximale dans les culasses et les dents. On considère (Figure 3) que la section traversée par le flux rotorique au niveau de la culasse est $S_{culasse} = e_{culasse} \cdot L_{al}$. S'il n'y a pas de fuites, alors le flux dans chacune des culasses est $\frac{\phi_p}{2}$, donc l'épaisseur des culasses, statorique et rotorique doit respecter le minimum suivant :

$$e_{culasse_{min}} = \frac{\beta\pi D_{al}}{p} \cdot \frac{X B_r}{B_{sat}}$$

L'objectif, est en pratique, de minimiser les épaisseurs de culasse pour des critères de masse d'encombrement et de coût. Les paramètres sur lesquelles il est possible de jouer sont alors p_{max} et B_{sat} . Des considérations mécaniques peuvent néanmoins nécessiter l'épaississement des culasses.

On considère une configuration instantanée de la machine telle qu'un pas d'encoche, entre deux centres d'encoches, τ_e est en face de l'aimant et que le flux est totalement concentré sur la dent centrale. Alors :

$$\phi_{\tau_e} = X \cdot B_r \cdot S_{\tau_e} = \phi_{dent} = B_{sat} \cdot S_{dent} \quad (8)$$

La surface totale d'un pas d'encoche est $S_{\tau_e} = \tau_e \cdot D_{al} \cdot L_{al}$ tandis que la surface de la dent est $S_{dent} = \beta_e \cdot S_{\tau_e}$. On peut donc en déduire la relation suivante donnant un minimum pour le rapport entre la largeur de dent et le pas d'encoche β_e :

$$\beta_{e_{min}} = \frac{X \cdot B_r}{B_{sat}} \quad (9)$$

Pour ce qui est de la thermique, on considère que la chaleur est évacuée par l'extérieur par convection avec un coefficient de convection h équivalent qui dépend du mode de refroidissement. On considère que cette résistance thermique liée à la convection est la résistance thermique principale. Au premier ordre on considère également que les pertes fers sont négligeables par rapport aux pertes fers au point le plus contraint thermiquement. L'échauffement ΔT au niveau de la surface d'échange de la machine peut alors s'exprimer par (11), ρ étant la résistivité des conducteurs.

$$P_{Joules} = 3 \cdot \rho \cdot \frac{L}{S} \cdot I^2 = h \cdot S_{ext} \cdot \Delta T \quad (10)$$

Les pertes joules décrites peuvent être écrites comme fonction de A_L et J_{cond} , en employant notamment l'équation (12) ; ce qui conduit à :

$$A_L \cdot J_{cond} = \frac{h \cdot \Delta T}{\rho} \cdot \frac{S_{ext}}{\pi \cdot D_{al} \cdot L_{al}} \quad (11)$$

Ainsi les contraintes thermiques peuvent être prises en compte au premier ordre en réglant les paramètres A_L et J_{cond} des conducteurs. Une fois ces paramètres fixés (un ordre de grandeur pour chacun est disponible Tableau 1), l'équation 14 permet de déterminer la profondeur des encoches :

$$3 \cdot n_{c/p} \cdot I = A_L \cdot \pi \cdot D_{al} = J_{cond} \cdot S_{cuvire} = J \cdot S_{cond_{tot}} \cdot k_r \quad (12)$$

Avec $S_{cond_{tot}}$ la section totale des encoches ; soit selon les paramètres décrits au Tableau 1 et en Figure 1 $S_{cond_{tot}} = p_{enc} \cdot \pi \cdot D_{al} \cdot (1 - \beta_e)$ donc :

$$p_{enc} = \frac{A_L}{k_r (1 - \beta_e)} \quad (13)$$

On recherche ensuite le nombre de conducteurs par phase permettant d'atteindre une tension à vide (FEM) de $V_{0_{nom}}$ (valeur efficace de la tension phase neutre) à la vitesse nominale $\Omega = \frac{2\pi}{60} N$. Les tensions valent :

$$\begin{aligned} e(t) &= n_{c/p} \cdot \frac{D_{al}}{2} \cdot L_{al} \cdot B_{\theta} \cdot \Omega \Leftrightarrow e_{fund}(t) = n_{c/p} \cdot \frac{D_{al}}{2} \cdot L_{al} \cdot \Omega \cdot B_1 \cos(\omega t) \\ &\Leftrightarrow V_{0_{nom}} = \frac{n_{c/p} \cdot \frac{D_{al}}{2} \cdot L_{al} \cdot \Omega \cdot B_1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (14)$$

Donc,

$$n_{c/p} = \frac{V_{0\text{ nom}} \cdot \pi \cdot \sqrt{2}}{\frac{D_{al}}{2} \cdot L_{al} \cdot \Omega \cdot 4 \cdot B_r \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right)} = \frac{E\sqrt{2}}{\frac{D_{al}}{2} \cdot L_{al} B_1} \quad (15)$$

Enfin, le nombre de paires de pôles maximum est fonction de la fréquence électrique maximale et de la vitesse de rotation. En pratique ce nombre maximum sera quasiment toujours choisi.

$$p_{max} = \frac{60 f_{max}}{N} \quad (16)$$

L'ensemble des équations listées ci-dessus ainsi qu'une approximation de certains paramètres présentés au Tableau 1 permettent de déterminer la géométrie d'une machine répondant, a priori, au cahier des charges. Les valeurs obtenues, particulier, pour un pré dimensionnement d'une machine d'une puissance nominale de 540 kW et d'une vitesse de base de 1500 tr/min sont disponibles dans la troisième colonne du Tableau 1.

3. METHODOLOGIE – CALCUL DES CARACTERISTIQUES EN FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE

3.1. Commande de la machine - Alimentation en courant

Afin de déterminer la commande de la machine, selon la stratégie MTPA [10], soit l'alimentation en i_d i_q , les inductances directe L_d , quadratique L_q et le coefficient de flux ϕ sont nécessaires.

Les inductances directes et quadratiques sont, pour ce type de machines à pôles lisses, égales et valent la différence entre l'inductance propre L_{xx} d'une phase et l'inductance mutuelle M_{xy} . Ainsi :

$$L_d = L_q = L_{xx} - M_{xy} \quad (17)$$

Un calcul élément finis en position neutre, avec les aimants neutralisés et un courant unitaire permet l'obtention de ces paramètres. Pour la machine étudiée comme exemple on a $L_d = L_q = 0.010$ H.

De même, le coefficient de flux recherché est égale à la FEM de la machine tournant à 1 rad/s. Une série de calcul éléments finis en faisant tourner le rotor d'un pas d'angle défini permet d'évaluer ce coefficient de flux. Pour la machine étudiée, $\phi = 3.2817$ Wb.

Ainsi, pour chaque point de fonctionnement (T, Ω) de la machine, les courant i_d et i_q de sa commande vectorielle peuvent être calculés selon la stratégie MTPA. Ces calculs sont explicités dans [11].

A partir des courants i_d et i_q , l'alimentation de chaque phase est déduite comme suit :

$$\begin{cases} i_d = I\sqrt{2} \cdot \cos(\Psi) \\ i_q = I\sqrt{2} \cdot \sin(\Psi) \end{cases} \rightarrow \text{Calcul de } I \text{ et } \Psi$$

$$\rightarrow \begin{cases} I_a = I\sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e - \Psi) \\ I_b = I\sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \Psi\right) \\ I_c = I\sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} - \Psi\right) \end{cases} \quad (18)$$

La connaissance de l'alimentation de la machine pour chaque point de fonctionnement (T, Ω) permet d'effectuer un calcul par éléments finis de chaque cas. Les niveaux de champ

magnétique, requis pour l'évaluation des pertes fer, peuvent ainsi être déterminés.

3.2. Modélisation thermique

Une modélisation thermique est nécessaire afin d'évaluer les pertes cuivre ; notamment, la température des conducteurs permet de calculer avec précision leur résistance électrique.

Un modèle simple d'ordre 0 est développé : nous considérons un régime thermique statique ; la courbure de la machine est encore négligée ; le problème est vu comme un problème de de mur infini avec d'un côté les conducteurs associés à une source de puissance, et de l'autre l'air ambiant. On suppose ainsi l'existence d'une résistance thermique équivalente $R_{th\ eq}$ unique liant la température des conducteurs T_{cond} à la température ambiante T_{amb} . Le circuit thermique équivalent est illustré en Figure 4.

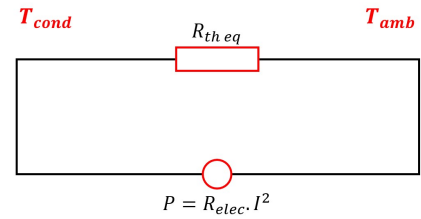


Figure 4 : Circuit thermique équivalent

Ainsi :

$$\frac{1}{R_{th\ eq}} \cdot (T_{cond} - T_{amb}) = R_{elec}(T_{cond}) \cdot I^2 = P \quad (19)$$

$R_{th\ eq}$ est réglé tel que, en régime statique, à puissance maximale, les isolants sont à leur température critique. L'équation permet alors de calculer itérativement la valeur de $R_{th\ eq}$ qui correspond aux hypothèses sur le point le plus critique du système. Les isolants de classe F considérés ici permettent un échauffement maximal de 115°C et une température ambiante maximale de 40°C ; leur température critique est 155°C. Une fois la valeur de $R_{th\ eq}$ réglée, l'équation ci-dessus est utilisée pour déterminer la température des conducteurs pour un point de fonctionnement donné, caractérisé par une intensité du courant électrique I , ainsi qu'en conservant une température ambiante égale à 20°C, par exemple.

Les résultats de cette modélisation thermique, la température des conducteurs, pour la machine étudiée sont illustrés Figure 5. La phénoménologie est respectée tant qualitativement que quantitativement. Il est à noter que le caractère statique de cette modélisation restreint largement le domaine de validité du modèle et donc de toute la cartographie de rendement : celle-ci représente un ensemble de point de fonctionnement en régime stabilisé.

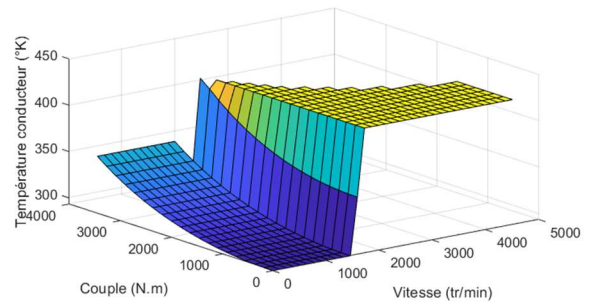


Figure 5 : Résultats, température des conducteurs pour chaque points de fonctionnements

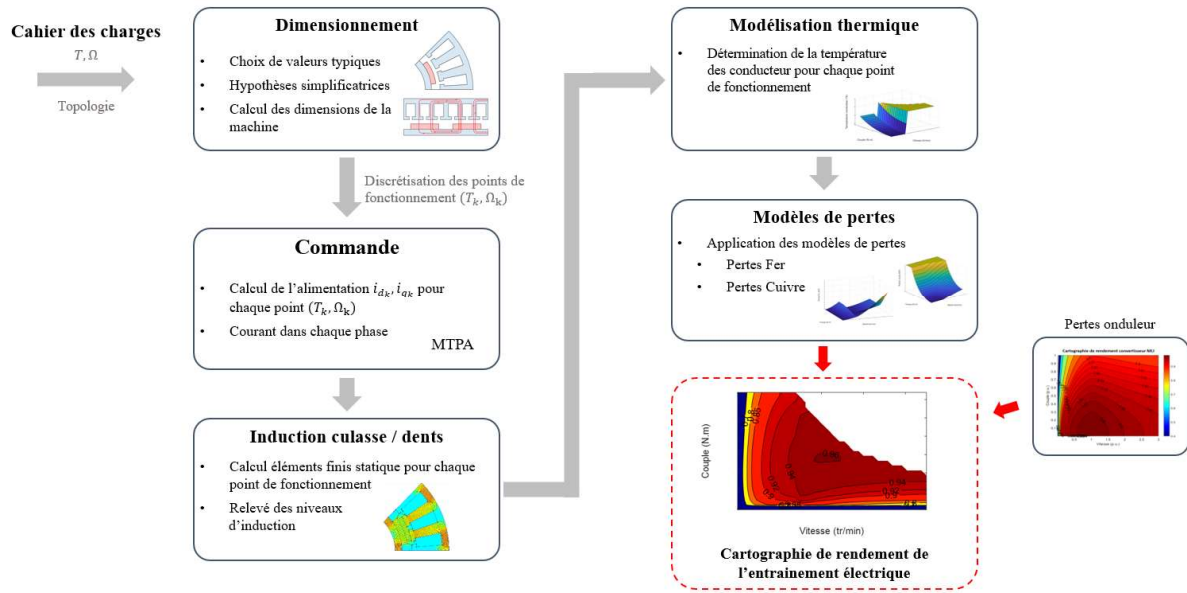


Figure 6 : Schéma méthodologique

3.3. Méthodologie

Un schéma méthodologique est présenté à la Figure 6. Tout d'abord un pré-dimensionnement de la machine pour le cahier des charges est effectué grâce aux équations et hypothèses décrites précédemment. Les points de fonctionnement de la machine sont ensuite discrétisés. Pour chaque point de fonctionnement considéré, l'alimentation est déterminée en utilisant une stratégie de type couple maximum par Ampère (MTPA). Chaque point est alors simulé avec un calcul par élément finis en magnétostatique 2D. Les niveaux d'induction dans les parties ferromagnétiques (culasses, dents) sont alors sauvegardés et utilisés pour le calcul des pertes discuté dans la partie suivante. Une modélisation thermique basique de la machine permet de calculer la température des conducteurs et donc leur résistance électrique pour chaque point. Les pertes cuivre sont alors connues. Les pertes mécaniques de la machine, ainsi que les pertes par commutation et conduction des interrupteurs de l'onduleur [12] sont de plus calculés et intégrées pour l'élaboration de la carte de rendement de l'entraînement électrique.

4. MODELISATION DES PERTES

4.1. Pertes de la machine

Les pertes fer (21), les pertes Joules (22) et les pertes mécaniques (23) sont alors évaluées comme suit [13], [14] :

$$P_{fer} = P_{Fe0} \cdot \left(\frac{B_{Fe}}{B_{Fe0}} \right)^a \cdot \left(\frac{f}{f_0} \right)^b \cdot (M_{dent} + M_{culasse}) \quad (20)$$

$$P_{Joules} = 3 \cdot R_{elec}(T_{cond}) \cdot I^2 \quad (21)$$

$$P_{meca} = 0,8 \cdot \Omega \cdot \left(\frac{D_{al}}{0,282} \right)^2 \quad (22)$$

Le modèle utilisé pour calculer les pertes mécaniques est extrapolé à partir de mesures effectuées sur la machine de la Toyota Prius [14], d'une puissance nominale potentiellement bien inférieure à celles des machines considérées dans cette étude. L'utilisation de ce modèle est discutable. Cependant, la méthode reflète bien la phénoménologie observée et permet une mise à l'échelle des pertes en fonction de la taille de la machine. De plus, ces pertes représentent moins de 5 % des pertes totales

à vitesse relativement faible, c'est-à-dire sur les points de fonctionnement utilisés en pratique.

4.2. Pertes de l'onduleur

Les pertes de l'onduleur sont également prises en compte afin de l'englober de l'englober dans la cartographie finale. Ces pertes sont relativement bien connues. Le modèle utilisé dans est présenté [12], [15], il repose sur les hypothèses suivantes :

- les pertes par conduction à l'état bloqué, les pertes par commutation vers l'état passant de la diode et les pertes au niveau de la commande de l'IGBT sont négligées ;
- les températures de jonction restent constantes durant la période du signal modulant ;
- la fréquence de commutation est suffisamment grande devant celle du signal modulant ;
- les ondulations de courant dues à la commutation sont négligées, le courant dans la phase alimentée par le bras d'onduleur est considéré comme purement sinusoïdale.

Les pertes par commutation et par conduction des éléments diode et IGBT sont calculées et sommées. Les données nécessaires aux calculs sont disponibles sur divers sites de constructeur. La Figure 7 ci-après montre l'unique cartographie de pertes d'onduleur (en p.u.) considérée et mise à l'échelle selon la machine étudiée.

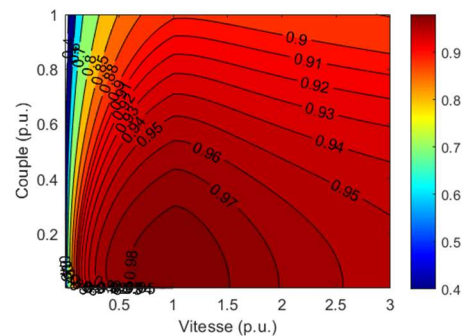


Figure 7 : Cartographie de rendement onduleur

5. RESULTATS

La cartographie obtenue pour l'entraînement étudiée et illustré en Figure 8.

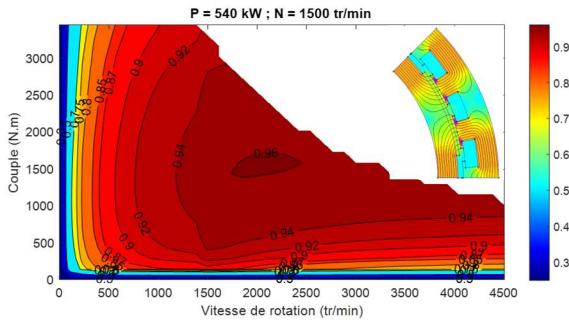


Figure 8 : Cartographie de rendement et carte de champ de l'ensemble machine convertisseur étudié

La méthode présentée permet ainsi de constituer une base de données, pour une application navale, regroupant plusieurs entraînements électriques. 108 entraînements ont ainsi été développés, couvrant 27 puissances nominales allant de 120 kW à 1,8 MW pour que 4 vitesses base : 900, 1500, 2000 et 2500 tr/min.

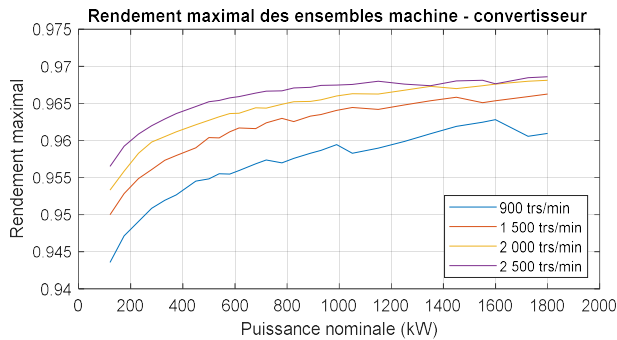


Figure 9 : Rendement maximal des entraînements électrique

On observe ainsi, sur la Figure 9, une augmentation du rendement maximal avec la puissance nominale des machines. Les cartographies des différentes machines ne sont pas semblables, les plages de meilleur rendement diffèrent d'une machine à l'autre malgré le même processus de dimensionnement utilisé pour chacune. Les résultats sont cohérents par rapport aux cartographies disponibles dans la littérature.

6. CONCLUSION

À des fins de conception optimale de systèmes de propulsion hybrides, cet article présente une méthodologie d'établissement de cartographie de rendement d'ensemble convertisseurs machines. La méthodologie couple un pré dimensionnement sur un cahier des charges, une estimation des pertes de la machine et du convertisseur pour différents régimes et des aspects thermiques. Ceci permet de générer rapidement une banque de cartographies cohérentes qui peuvent être utilisées pour la conception d'un système hybride de véhicule et de sa stratégie de gestion.

Ces travaux reposent sur de multiples hypothèses simplificatrices qu'il convient de vérifier. Les résultats sont qualitativement cohérents mais pourraient être sans doute améliorés au niveau des résultats quantitatifs. Ainsi il est possible d'affiner le processus de dimensionnement en incluant des hypothèses moins strictes et des modèles plus précis. Un processus itératif

permettant de vérifier le respect du cahier des charges et d'ajuster ci besoin les dimensions pour la machine dimensionnée doit être inclus dans la méthode ; les modélisations de pertes et thermique doivent être améliorées ; les cartographies résultantes devront aussi faire l'objet d'une validation expérimentale. De plus, une étude prospective est nécessaire afin d'établir un lien entre les valeurs dimensionnantes choisis et des machines existantes dans l'industrie.

7. REFERENCES

- [1] E. Silvas, T. Hofman, N. Murgovski, P. Etman, et M. Steinbuch, « Review of Optimization Strategies for System-Level Design in Hybrid Electric Vehicles », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, n° 1, p. 57-70, 2016, doi: 10.1109/TVT.2016.2547897.
- [2] M. Von Stosch, R. Oliveira, J. Peres, et S. F. de Azevedo, « Hybrid semi-parametric modeling in process systems engineering: Past, present and future », *Computers & Chemical Engineering*, vol. 60, p. 86-101, 2014, doi: <https://doi.org/10.1016/j.compchemeng.2013.08.008>.
- [3] K. Li, S. Han, S. Cui, et A. Bouscayrol, « Sizing of Modular Cascade Machines System for Electric Vehicles », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, n° 2, p. 1278-1287, févr. 2019, doi: 10.1109/TVT.2018.2886402.
- [4] P. Dück et B. Ponick, « A novel iron-loss-model for permanent magnet synchronous machines in traction applications », in *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Toulouse, France, 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841432.
- [5] C. T. Krasopoulos, M. E. Beniakar, et A. G. Kladas, « Multicriteria PM Motor Design Based on ANFIS Evaluation of EV Driving Cycle Efficiency », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n° 2, p. 525-535, 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2810707.
- [6] S. Stipetic, J. Goss, D. Zarko, et M. Popescu, « Calculation of efficiency maps using a scalable saturated model of synchronous permanent magnet machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n° 5, p. 4257-4267, 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2837672.
- [7] A. Aroua *et al.*, « Reliability of linear losses-to-power scaling method of electric drive systems », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 73, n° 4, p. 4705-4716, 2024, doi: 10.1109/TVT.2024.3360492.
- [8] E. Roshandel, A. Mahmoudi, et W. L. Kahourzade, « Efficiency Maps of Electrical Machines: A Tutorial Review », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, n° 2, p. 1263-1272, 2023, doi: <http://dx.doi.org/10.1109/tia.2022.3210077>.
- [9] R. Wrobel, P. H. Mellor, M. Popescu, et D. A. Staton, « Power loss analysis in thermal design of electrical machines », in *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Turin, Italy, 2015, p. 118-126. doi: 10.1109/WEMDCD.2015.7194519.
- [10] M. O. Hamiti, « Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable : Approches par la structure et par la commande », Thèse de doctorat en Génie électrique, Université Henri Poincaré, 2018. [En ligne]. Disponible sur: NNT : 2009NAN10043 ; tel-01748414
- [11] « MTPA Control Reference ». 18 juin 2021. Consulté le: 18 juin 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://fr.mathworks.com/help/mcb/ref/mtpacontrolreference.html>
- [12] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, et T. Reimann, *Application manual power semiconductors*, 2nd revised edition. Ilmenau: ISLE Verlag, 2015.
- [13] G. Grellet, « Pertes dans les machines tournantes », *Technique de l'ingénieur*, vol. D3450, p. 33, 1989.
- [14] V. Reinbold, « Méthodologie de dimensionnement d'un moteur électrique pour véhicules hybrides : optimisation conjointe des composants et de la gestion d'énergie », Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Grenoble, 2015.
- [15] C. Olmi, « Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d'énergie », Thèse de doctorat en Génie électrique, Arts et Métiers, ParisTech, 2019. [En ligne]. Disponible sur: NNT : 2019ENAM0013 ; tel-02193573