

# Dimensionnement optimal d'un entraînement synchrone pour une application de pompage photovoltaïque

AGBOKPANZO R. Gilles.<sup>1</sup>, HOUNGAN K. Théophile.<sup>1</sup>, ESPANET Christophe.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Université d'Abomey-Calavi (UAC), <sup>2</sup>Université de Franche-Comté (UFC).

**RESUME** – Dans les pays en voie de développement, les systèmes de pompage photovoltaïque, souvent installés dans des zones arides, souffrent malheureusement le plus souvent de pannes qui, par faute de maintenance rendent finalement le dispositif non opérationnel. C'est dans ce contexte que nous proposons une conception optimale du système de pompage photovoltaïque synchrone en tenant en compte le vieillissement thermique de l'entraînement (moteur synchrone et onduleur). L'objectif est alors de dimensionner au plus juste le moteur et l'électronique de puissance vis à vis de la durée de vie des panneaux.

La mise en œuvre de ce dimensionnement optimal nécessite dans un premier temps les modélisations géométriques, thermiques et électriques des éléments de l'entraînement. En nous basant sur les vieillissements thermiques des isolations du moteur et de l'onduleur, nous estimons la durée de vie de l'ensemble. Les modèles établis sont la base de l'optimisation multicritère qui est ensuite conduite avec l'algorithme NSGA-II. Un compromis entre la masse et les échauffements est alors proposé de façon à maîtriser le coût de l'installation tout en choisissant un système plus robuste.

*Mots-clés – Modèles géométriques, thermiques, électriques de l'entraînement synchrone; vieillissement thermique, optimisation multicritère.*

## 1 INTRODUCTION

De façon très générale, un système de pompage photovoltaïque constitué

- d'un générateur photovoltaïque,
- d'un système de stockage,
- et d'un entraînement électromécanique (onduleur de tension et groupe motopompe).

Dans ce travail, nous avons choisi un pompage au fil du soleil, ce qui nous permet d'éliminer les batteries de stockage du système [1, 2]. Le schéma synoptique du système est alors présenté en Figure 1.

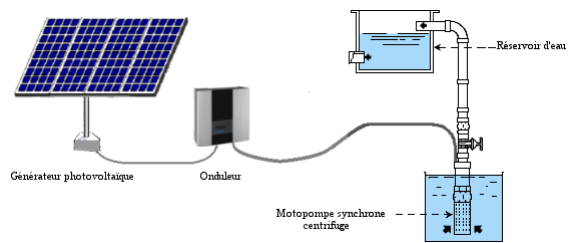


Fig 1 – Schéma synoptique du système étudié

Nous proposons dans ce travail de prendre en compte les défaillances potentielles liées au vieillissement thermique, afin de dimensionner au plus juste le système. L'idée de base est que tous les éléments aient la même durée de vie. On part de celle des panneaux photovoltaïques qui est estimée à environ 30 ans [3] et nous dimensionnons l'entraînement électromécanique afin de correspondre à cette durée. Nous supposons que les défaillances sont principalement liées à des échauffements excessifs localisées au niveau de la jonction des semi-conducteurs de puissance d'une part et des bobinages des moteurs d'autre part.

Pour dimensionner le moteur, nous nous sommes basés sur une estimation des besoins en eau d'un village des zones rurales. La puissance estimée du moteur pour satisfaire aux besoins en eau de la population choisie est d'environ  $2.2kW$  [4].

Pour effectuer le dimensionnement optimal sous contrainte de vieillissement, nous commençons par présenter les modélisations géométriques et thermiques du moteur synchrone et de l'onduleur. Nous proposons ensuite un modèle de vieillissement pour estimer les durées de vie des composants étudiés en fonction de l'élévation de température en des points sensibles du dispositif. Finalement nous présentons et discutons les résultats obtenus.

## 2 MODÉLISATIONS GÉOMÉTRIQUES DE L'ENTRAÎNEMENT

Dans cette section, nous présentons les modèles géométriques du moteur synchrone et de l'onduleur. Les détails sur les calculs des masses seront donnés dans le document final.

### 2.1 Modèle géométrique du moteur synchrone à aimant permanent

La modélisation géométrique de la machine synchrone à aimant permanent s'appuie sur les dessins des coupes transversale et longitudinale présentées en Figures 2 et 3 :

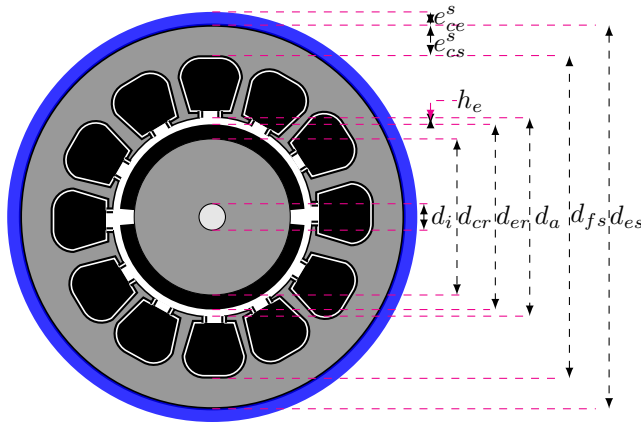


Fig 2 – Coupe transversale du moteur synchrone utilisé

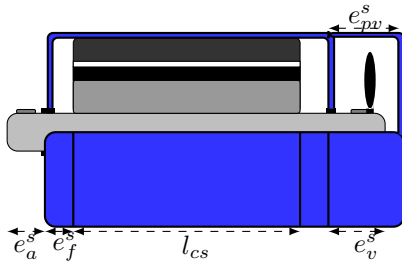


Fig 3 – Vue longitudinale du moteur synchrone

La masse totale de la machine est la somme des masses de tous ses constituants.

### 2.2 Modèle géométrique de l'onduleur

L'estimation de la masse de l'onduleur passe par la connaissance des dimensions des interrupteurs de puissance et des constituants du boîtier. En effet, un module est constitué d'un empilement de couches de différents matériaux qui doivent avoir une bonne stabilité mécanique, de bonnes propriétés d'isolation et une bonne conduction thermique [5]. La Figure 4 présente une vue de haut d'un bras d'onduleur.

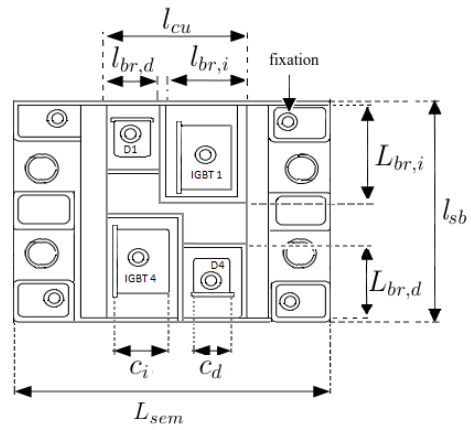


Fig 4 – Vue de haut d'un bras d'onduleur

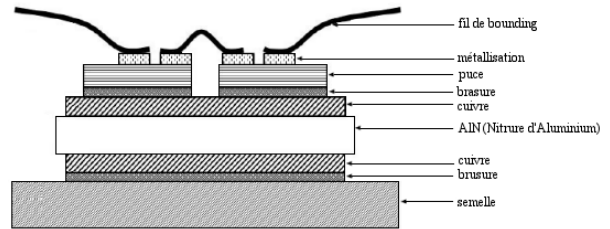


Fig 5 – Structure d'un module d'IGBT

La masse de l'onduleur est supposée être la somme des masses de ses trois bras. Les formes géométriques des couches qui constituent chaque bras étant connues, leur masse peut être facilement calculée connaissant leur composition en matériau (voir [6, 7, 8, 9, 10]).

## 3 MODÉLISATIONS ÉLECTRIQUES DE L'ENTRAÎNEMENT

Dans cette section un résumé des modèles électriques du moteur synchrone à aimants permanents et de l'onduleur.

### 3.1 Modèle électrique du MSAP

Ce modèle est basé sur le schéma équivalent présenté à la figure 6.

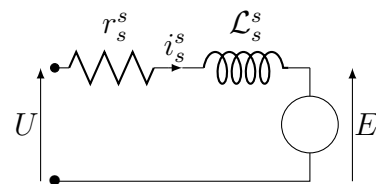


Fig 6 – Schéma équivalent du moteur synchrone à aimant permanent

$$U = r_s^s i_s + j \mathcal{L}_s^s i_s + E \quad (1)$$

La force électromotrice est calculée à partir de la variation du flux traversant une bobine en utilisant la loi de Faraday. Ainsi la fem dans une phase s'écrit :

$$E = N_{sp} \frac{p_p B_e S_p \omega_m}{\pi} \quad (2)$$

L'inductance de fuite est estimée à partir d'une expression approchée [11] en fonction des paramètres géométriques comme suit :

$$\mathcal{L}_s^s = \mu_o l_{cs} k_{lam} \frac{N_{es} N_{sp}^2}{3} \left( 0.6 + \frac{h_{ds}^s - h_{tds}^s - e_{tds}^s}{3e_{tds}^s} + \frac{h_{tds}^s}{e_{tds}^s} \right) \quad (3)$$

Les pertes dans le moteur synchrone regroupent les pertes Joule au stator et les pertes fer.

### 3.1.1 Pertes Joule

Les pertes joule au stator du moteur synchrone triphasé sont données par la relation :

$$P_{js}^s = 3r_s^s i_s^s{}^2 \quad (4)$$

### 3.1.2 Pertes fer

Elles comprennent les pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans la culasse et les dents statoriques ainsi que les pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents et dans la culasse rotorique par effet d'encoches.

Dans l'approximation que les pertes par courants de Foucault liées au rotor sont négligeable par rapport aux précédentes [12], nous avons :

$$P_{fer}^s = P_{fer_{ds}} + P_{fer_{cs}} \quad (5)$$

avec

$$P_{fer_{ds}} = C_{pfe} \left( \frac{f}{50} \right)^{k_{fe}} \hat{B}_{ds}^2 M_{ds}^s \quad (6)$$

et

$$P_{fer_{cs}} = C_{pfe} \left( \frac{f}{50} \right)^{k_{fe}} \hat{B}_{cs}^2 M_{cs}^s \quad (7)$$

$C_{pfe}$  et  $k_{fe}$  sont des constantes.

### 3.1.3 Modèle magnétique de la machine

Dans cette partie nous avons déterminé les grandeurs magnétiques principalement l'induction dans les différentes parties du moteur. Pour y parvenir, nous avons utilisé les équations de Maxwell sous leur forme intégrale.

Dans cette modélisation nous supposons que l'induction dans l'entrefer est radiale.

- *Le maximum d'induction dans l'entrefer*

En supposant que l'induction est sinusoïdale et en se limitant au premier harmonique, on peut déduire

la densité du flux dans l'entrefer  $\hat{B}_a$  par la relation suivante [13] :

$$\hat{B}_a = B_r \frac{\frac{e_{aim}}{\mu_r}}{k_c h_e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}} \quad (8)$$

avec  $\mu_r$  la perméabilité relative de l'aimant,  $B_r$  l'aimantation rémanente et  $k_c$  le coefficient de carter qui transforme une structure à encoche en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer.

On peut obtenir le maximum d'induction dans l'entrefer par une décomposition en série de Fourier de  $\hat{B}_a$ . Ainsi on a :

$$\hat{B}_{1a} = \frac{4}{\pi} B_r \frac{\frac{e_{aim}}{\mu_r}}{k_c h_e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}} \quad (9)$$

Dans la modélisation du système, en supposant que le flux de fuite est négligeable on peut évaluer le flux dans l'entrefer et celui traversant les aimants. Ainsi on a :

$$\hat{B}_e = \hat{B}_{1a} = \frac{4}{\pi} B_r \frac{\frac{e_{aim}}{\mu_r}}{k_c h_e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}} \quad (10)$$

- *Inductions dans les culasses statorique et rotorique*

Le flux traversant l'entrefer se divise en deux et chaque moitié se dirige vers un côté de la culasse. La conservation du flux entre un pôle magnétique et la culasse statorique donne :

$$\frac{\hat{B}_{1a} S_p}{2} = \hat{B}_{cs}^s e_{cs}^s \quad (11)$$

Avec  $S_p$  la surface d'un pôle magnétique.

Le maximum d'induction dans la culasse statorique peut donc être déduit et écrit sous la forme :

$$\hat{B}_{cs}^s = \frac{\hat{B}_{1a} S_p}{2e_{cs}^s} \quad (12)$$

Or

$$S_p = \frac{S_e}{2p_p} \quad (13)$$

avec

$$S_e = \pi d_e l_{cs} k_f \quad (14)$$

la surface totale de l'entrefer d'où la nouvelle expression de  $\hat{B}_{cs}^s$  sous la forme :

$$\hat{B}_{cs}^s = B_r \frac{e_{aim} d_e l_{cs} k_f}{(k_c h_e \mu_r + e_{aim}) e_{cs}^s p_p} \quad (15)$$

La conservation du flux entre l'aimant et la culasse rotorique nous permet d'écrire :

$$\hat{B}_{cr}^s = \frac{\hat{B}_{1a} d_{er} \theta_a}{4e_{cr}^s} \quad (16)$$

avec  $\theta_a$  l'ouverture angulaire des aimants.

### 3.2 Modèle électrique de l'onduleur

Ce modèle présente les pertes dans l'onduleur, qui se résument d'une part aux pertes dans les interrupteurs de puissance (diodes et IGBTs) que sont les pertes de commutation et de conduction et d'autre part aux pertes dues à la traversée de courant dans le cuivre.

#### 3.2.1 Les pertes par conduction dans les IGBTs et les diodes

Les pertes par conduction dans les semi-conducteurs sont obtenues en déterminant tout d'abord leur caractéristique de dissipation en régime statique, en général données par le constructeur. Ces pertes sont indépendantes de la fréquence de commutation et notées ici  $P_{cond}$ .

Les pertes par conduction dans chaque IGBT notées  $P_{tcond}$  sont exprimées par l'intégration sur une période de la puissance instantanée à leurs bornes.

Une simplification du modèle consiste à maximiser ces pertes en utilisant la chute de tension obtenue en régime nominal ( $V_{CEsat}$ ), ce qui a pour avantage d'éviter tout sous-dimensionnement de ces dernières en cas d'imprécision des caractéristiques.

Pour l'estimation des pertes par conduction dans un IGBT, nous utiliserons donc la relation ci-après :

$$P_{tcond} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CEsat} \cdot i(t) dt \quad (17)$$

En faisant l'hypothèse d'une modulation sinusoïdale bipolaire, on peut définir le rapport cyclique en fonction de la phase du signal modulant, du taux de modulation et du déphasage entre la tension et le courant du moteur électrique.

Considérons que l'onde modulante est de la forme  $e(t) = M \sin(\omega t)$ .

Si  $f_o \ll f_p$ , avec  $f_p$  la fréquence de la porteuse triangulaire et  $f_o$  celle de la référence, alors le rapport cyclique peut se mettre sous la forme :

$$\alpha(t) = \frac{\tau_h}{T_p} \approx \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega t)) \quad (18)$$

avec  $\tau_h$  une durée de l'état haut de la sortie de la MLI,

En supposant sinusoïdal le courant de phase, on peut exprimer les pertes par conduction dans les IGBTs comme suit :

$$P_{tcond} = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha(t) V_{CEo} \cdot I_{max} \sin(\omega t - \varphi) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \alpha(t) r_I \cdot I_{max}^2 \sin^2(\omega t - \varphi) dt \quad (19)$$

$\varphi$  est le déphasage entre le signal modulant, image de la tension simple  $V$  qui est pris comme référence, et le courant  $I$  de la même phase et  $r_I$  est la résistance interne de l'IGBT.

On obtient alors :

$$P_{tcond} = \frac{V_{CEo} \cdot I_{max}}{2} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_I I_{max}^2}{2} \left( \frac{1}{4} + \frac{2}{3} \cos(\varphi) \right) \quad (20)$$

Les pertes par conduction dans les diodes sont obtenues par une méthode analogue. Toutefois, il convient de remarquer ici qu'une diode ne conduit que lorsque le transistor en parallèle duquel elle est, est bloqué; les transistors et les diodes d'un même bras sont donc complémentaires. Si  $\alpha(t)$  est le rapport cyclique du transistor alors  $(1 - \alpha(t))$  est celui de la diode. Ces pertes sont exprimées comme suit :

$$P_{Dcond} = \frac{V_{FO} \cdot I_{max}}{2} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_d I_{max}^2}{2} \left( \frac{1}{4} - \frac{2M}{3} \cos(\varphi) \right) \quad (21)$$

où  $V_{FO}$  est la chute de tension directe dans la diode et  $r_d$  la résistance interne de la diode.

#### 3.2.2 Les pertes par commutation dans les IGBTs et les diodes

Ces pertes sont plus importantes que les pertes par conduction. On peut distinguer comme pour le cas précédant les pertes par commutation dans les IGBTs et dans les diodes.

La courbe présentée en Figure 7, donnée par le constructeur [14], montre une dépendance presque linéaire entre ces pertes et les courants commutés à l'amorçage et à la fermeture des interrupteurs de puissance.

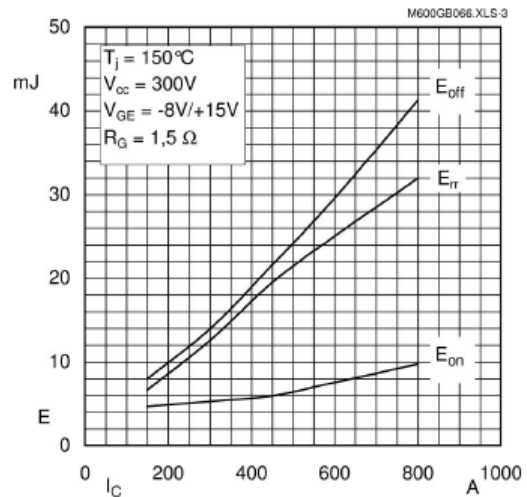


Fig 7 – Évolution des pertes dans les IGBT et Diode en fonction du courant

Les pertes par commutation dans le transistor au blocage et à l'amorçage peuvent s'exprimer respectivement par :

$$P_{Toff} = t_{soff} \cdot I_{on} \cdot V_c \cdot f_{com} \quad (22)$$

$$P_{Ton} = t_{son} \cdot I_{on} \cdot V_c \cdot f_{com} \quad (23)$$

avec :

- $V_c$  : la tension d'alimentation,
- $V_{on}$  : la chute de tension à l'état passant du dispositif,
- $I_{on}$  : courant à l'état passant du dispositif,
- $t_{son}$  : temps total de commutation à l'amorçage,
- $t_{soff}$  : temps total de commutation au blocage,
- $f_{com}$  : fréquence de commutation.

Les pertes par commutations dans les diodes sont dues au phénomène de recouvrement inverse et ne dépendent pas de la tension, à courant donné. Chaque extinction d'une diode s'accompagne de la dissipation d'une énergie  $E_{rr}$  dépendant de la valeur du courant dans la diode au moment de son extinction. On a donc :

$$P_{Dcom} = \frac{E_{rr} I_{max}}{\pi I_{on-off}} f_{com} \quad (24)$$

Les pertes par commutation sont toutes fonction de la fréquence de commutation. Ainsi, une réduction de ces pertes pourrait se faire simplement par diminution de cette fréquence. Toutefois, la qualité de l'onde de sortie de l'onduleur dépend de cette fréquence et donc une réduction de cette fréquence pourrait agir négativement sur le signal de sortie et induire des harmoniques nuisibles pour la machine (pertes, bruit, vibration, vieillissement...).

On se retrouve donc face à un dilemme entre la fréquence et la qualité de l'onde de sortie et il est clair que l'optimisation peut nous aider à trouver le juste compromis entre ces deux paramètres contradictoires.

En définitive, les pertes totales dans une diode et dans un IGBT sont données par :

$$P_D = P_{Dcond} + P_{Dcom} \quad (25)$$

et

$$P_T = P_{Tcond} + P_{Ton} + P_{Toff} \quad (26)$$

## 4 MODÉLISATIONS THERMIQUES DE L'ENTRAÎNEMENT

Les modèles thermiques que nous proposons pour les éléments de l'entraînement sont des modèles nodaux simplifiés en régime permanent.

### 4.1 Modèle thermique de la machine

En notant  $\mathfrak{R}_{b,ds}$ ,  $\mathfrak{R}_{cs1}$ ,  $\mathfrak{R}_{cs2}$  et  $\mathfrak{R}_{ce}$  les résistances thermiques respectives entre la bobine et les dents, intérieure, extérieure de la culasse statorique et de la carcasse extérieure ;  $\mathfrak{R}_c$  la résistance de convection,  $\Delta\theta_{b,o}^s$  la variation de température entre la bobine et l'air ambiant et enfin  $\Delta\theta_{se,o}^s$  la variation de température entre la surface extérieure et l'air, le circuit thermique correspondant peut être donné à la Figure 8 :

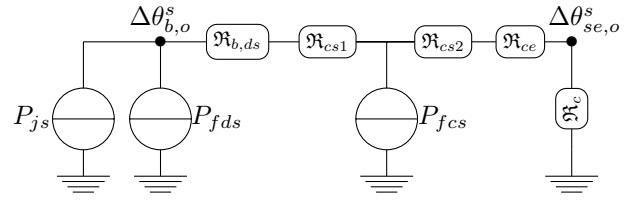


Fig 8 – Schéma thermique simplifié équivalent du MS

Pour plus de détail sur les résistances thermiques, le lecteur est invité à consulter [15, 16, 17, 18]. Le schéma nodal ainsi obtenu nous permet après résolution d'avoir une estimation des variations de la température au niveau des différents nœuds considérés.

### 4.2 Modèle thermique de l'onduleur

En notant  $\mathcal{R}_{j,bI}$  la résistance thermique de la jonction boîtier pour l'IGBT,  $\mathcal{R}_{j,bD}$  la résistance thermique de la jonction boîtier pour la diode,  $\mathcal{R}_{dbI}$  la résistance thermique due à la dissipation du boîtier côté IGBT,  $\mathcal{R}_{dbD}$  la résistance thermique due à la dissipation du boîtier côté diode,  $\Delta\theta_i$  l'élévation de la température de l'IGBT,  $\Delta\theta_d$  l'élévation de la température de la diode,  $P_T$  les pertes Joule côté de l'IGBT,  $P_D$  les pertes Joule côté de la diode ; le modèle thermique de l'onduleur inspiré de INFINEON [19] peut être présenté comme indiqué en Figure 9.

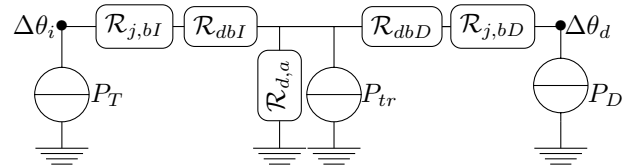


Fig 9 – Schéma thermique simplifié équivalent d'un module IGBT

## 5 MODÈLE DU VIEILLISSEMENT

Les modèles de vieillissement du moteur synchrone et de l'onduleur sont respectivement basés sur la température du bobinage du moteur et celle des interrupteurs de puissance. Nous supposons que la température de l'enroulement est constante durant tout le temps de fonctionnement du moteur et que le moteur démarre lorsque l'éclaircissement nécessaire est disponible. Nous faisons aussi comme hypothèse que la tension est constante et que le régime transitoire est négligeable par rapport à la durée totale de fonctionnement.

Généralement, la durée de vie de référence est  $\tau_{ref} = 100000h$  pour une température de référence de  $40^\circ C$ . Cette durée de vie est diminuée de moitié pour un accroissement de la température de  $10^\circ C$  [20]. Nous supposons que cette durée de vie est de  $1000h$  lorsque la température de fonctionnement s'élève de  $150^\circ C$  au dessus

de la référence.

Le modèle de vieillissement correspondant peut être donné par la formule :

$$\tau = \tau_{ref} \times 2^{\Delta\theta_{b,o}(a \times \Delta\theta_{b,o} + b)} \quad (27)$$

où :

- $\tau_{ref}$  : est la durée de vie de référence,
- $\tau$  : est la durée de vie pour une élévation de température de  $\Delta\theta_{b,o}$ ,
- $\Delta\theta_{b,o}$  : est l'élévation de température,
- $a$  et  $b$  : sont des constantes.

## 6 OPTIMISATIONS ET RÉSULTATS

Pour la mise en œuvre de l'optimisation, nous nous sommes basés sur les deux approches :

- (i) premièrement un dimensionnement optimal sur les 30 ans de durée de vie des panneaux, c'est à dire que la durée de vie de la machine et de l'électronique de puissance sera égale à celle des panneaux, supposée valoir 30 ans, soit 76650 h en supposant un taux d'utilisation de 30%,
- (ii) ou, deuxièmement, une durée de vie de 15 ans, soit 38325 h, correspondant à la demi vie des panneaux, ce qui impliquera que les composants de l'entraînement seront remplacés une fois sur la durée de vie des panneaux.

Pour raison de simplification, nous avons fixé la fréquence de commutation à 6 kHz mais nous pouvons la varier si nécessaire. Toutefois, une trop faible fréquence de commutation implique de faibles pertes au sein de l'onduleur mais va générer beaucoup d'harmoniques dans le moteur. Ce qui nécessiterait une modélisation des pertes additionnelles liés aux effets des harmoniques d'induction et de courant.

Pour la conception optimale de l'ensemble, nous avons utilisé l'algorithme génétique : NSGA-II [21, 22] codé dans le logiciel Matlab [23]. Les résultats obtenus sont présentés par les figures 10 à 15.

- L'optimisation de l'ensemble pour les deux approches nous a permis d'avoir le résultat présenté en figures 10 et 11 :

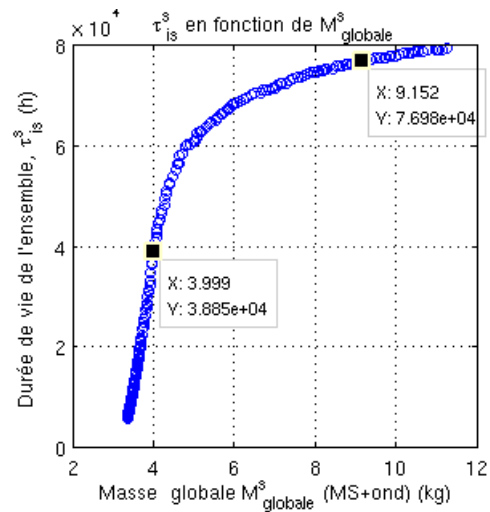


Fig 10 – Evolution de  $\tau_{is}^s$  en fonction de la masse totale de l'ensemble

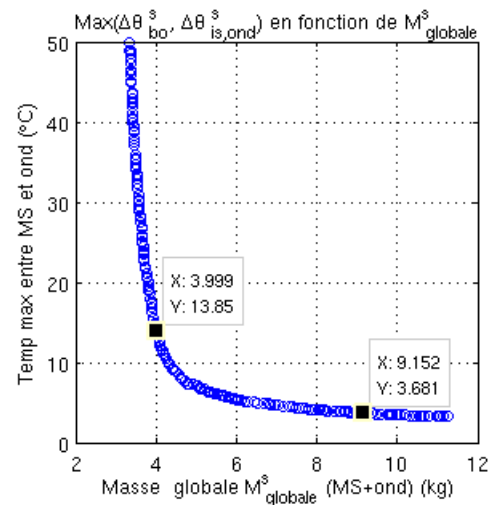


Fig 11 – Evolution de  $\max(\Delta\theta_{bo}^s, \Delta\theta_{is,ond}^s)$  en fonction de la masse globale

La durée de vie de l'ensemble moteur + onduleur correspond à celle de l'élément ayant la plus faible durée de vie et la masse globale, la somme de leur masse. Ainsi la masse globale est d'environ 9,2 kg pour l'approche sur 30 ans de vie, et d'environ 4 kg pour l'approche sur 15 ans de vie. A partir de ces résultats, les masses et durées de vie correspondantes pour le moteur et l'onduleur sont présentées par les figures suivantes.

- Pour le moteur synchrone, nous présentons dans les figures 12 et 13 les masses obtenues ainsi que les durées de vie du moteur pour les deux approches utilisées.

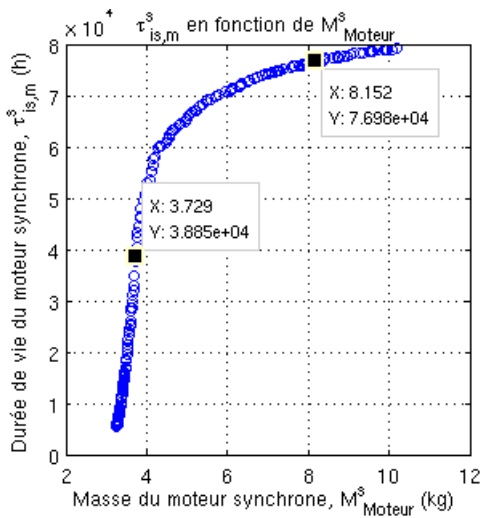


Fig 12 – Evolutions de  $\tau_{is,m}^s$  en fonction de la masse du moteur

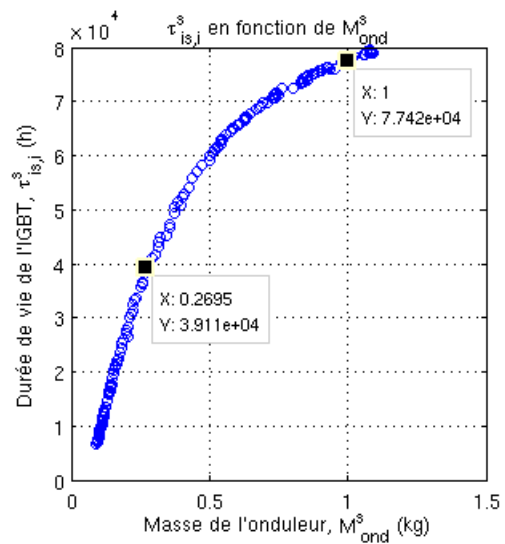


Fig 14 – Evolutions de  $\Delta\theta_i$  en fonction de la masse de l'onduleur

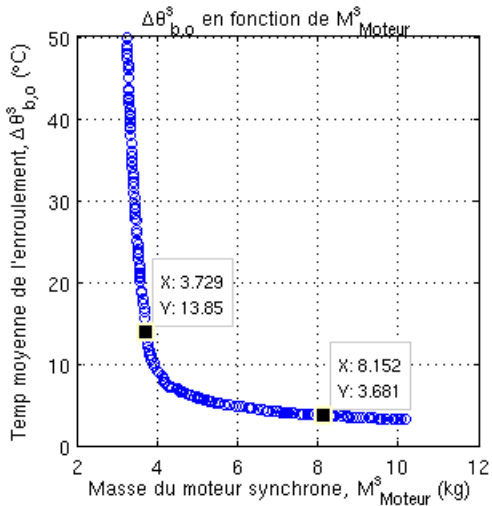


Fig 13 – Evolutions de  $\Delta\theta_{bo}^s$  en fonction de la masse du moteur

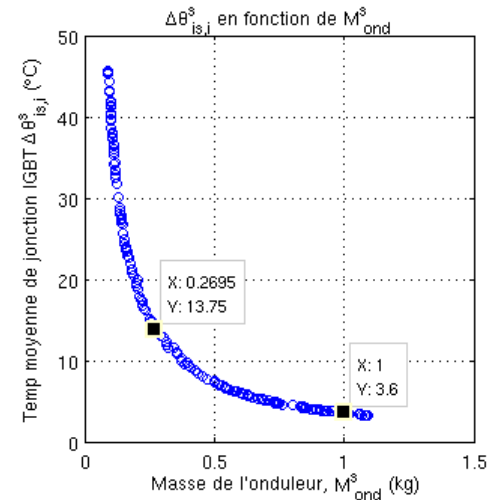


Fig 15 – Evolutions de  $\Delta\theta_i$  en fonction de la masse de l'onduleur

Ces courbes révèlent une diminution de la température lorsque la masse augmente. Ceci s'explique (i) par une diminution des résistances thermiques lorsque la surface (et donc la masse) croît, et aussi (ii) par une diminution des pertes. A partir de ces résultats on peut noter la non linéarité entre l'élévation de la température et la masse du moteur. Il ne peut donc y avoir une relation de proportionnalité entre ces fonctions objectives.

- Pour l'onduleur de tension  
Les résultats obtenus pour l'onduleur en considérant les deux approches sont donnés par les figures 14 et 15 :

En général, une augmentation de la masse entraîne une diminution de la température. Les dimensions obtenues lors d'une augmentation de la masse pour les différentes parties des éléments considérés limitent les pertes et favorisent une bonne évacuation et une bonne dissipation de la chaleur ce qui entraîne une faible élévation de la température.

Si nous choisissons de dimensionner les éléments de l'entraînement pour une durée de 30 ans, nous obtenons une masse d'environ 8,2kg pour le moteur synchrone et environ 1kg pour l'onduleur de tension. De même lorsqu'on choisi de renouveler une fois ces éléments sur la durée de vie des panneaux, nous obtenons des masses d'environ 3,8kg et 0,27kg respectivement pour le moteur et pour l'onduleur de tension.

De tout ce qui précède, il ressort qu'une conception du système basée sur la deuxième approche serait plus bénéfique dans le temps et il s'agira de remplacer le moteur ou de le remplacer son bobinage 15 ans après son

installation. En effet, la non linéarité entre la masse et la durée de vie fait que le double de la masse pour la deuxième approche est inférieure à la masse obtenue pour une utilisation sur toute la durée de vie des panneaux. Donc économiquement, le coût de matériaux ne pourra être le même pour les deux approches considérées.

## 7 CONCLUSION

Dans cette étude nous avons choisi de faire le dimensionnement optimal des éléments de l'entraînement afin de réaliser un système de pompage photovoltaïque *free* ou à faible maintenance ; ce qui nous a conduit à développer leur modèle géométrique, électrique et thermique. Une fois ces modèles établis, nous avons proposé un modèle de vieillissement basé sur les points faibles du moteur et de l'onduleur ce qui nous a permis d'estimer leur durée de vie. A partir des résultats obtenus, nous pouvons trouver de bonnes configurations des éléments de l'entraînement pour le type de réalisation voulu.

L'optimisation globale de l'entraînement nous a permis d'avoir une configuration de l'onduleur permettant sa bonne fiabilité par rapport au moteur (soit pour 30 ans :  $7,742.10^4h$  pour l'onduleur contre  $7,698.10^4h$  pour le moteur et pour 15 ans :  $3,911.10^4h$  pour l'onduleur contre  $3,885.10^4h$  pour le moteur, cf figures 12, 13, 14 et 15). Le moteur se trouve donc être plus contraignant que l'onduleur.

Cette approche que nous avons mise en œuvre sur le dimensionnement d'un entraînement synchrone pour le pompage photovoltaïque pourrait être appliquée à d'autres dispositifs électromécaniques, mais la vraie difficulté est de disposer de modèles réalistes du vieillissement des composants (machines et interrupteurs de puissance en particulier, mais on pourrait prendre en compte également les condensateurs de puissance aussi par exemple).

Une perspective directe à ce travail pourrait consister à comparer l'optimisation globale de l'entraînement à l'optimisation individuelle des éléments le constituant et à trouver un modèle de vieillissement plus adapté à l'onduleur. Le pompage photovoltaïque au fil du soleil se fait à vitesse variable suivant la puissance disponible ; une suite directe à ce travail pourrait aussi consister à étendre l'optimisation sur l'ensemble des points de fonctionnement de puissance maximale.

## RÉFÉRENCES

- [1] Théodore FOLGEMAN. *Système A.M.I : Systèmes Photovoltaïques pour les pays en développement : Manuel d'installation et d'utilisation*, septembre 1982.
- [2] Jimmy ROYER and al. *Le pompage photovoltaïque : Manuel de cours des ingénieurs et des techniciens*. Janvier 1998.
- [3] AXENNE. L'énergie solaire photovoltaïque. Technical report, Conseil Général des LANDES, 2008.
- [4] Jean-Eudes OKOUNDE. Problématique d'alimentation en potable de la ville de djougou : Contribution de la gire. Master's thesis, 2009-2010.
- [5] Mauro Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modules. *Microelectronics Reliability*, pages 653 – 667, 2002.
- [6] Jérôme VALLON. *Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [7] Mike FENNER. Understanding the impact of pb-free on solder paste. *EPP Europe Magazine*, 2003.
- [8] Ludovic MENAGER. *Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- [9] Jean-Luc FOCK SUI TOO. *Caractérisation et Modélisation de composants IGBT et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques*. PhD thesis, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 21 Avril 2010.
- [10] Yassine BELMEHDI. *contribution à l'identification de nouveaux indicateurs de défaillance des modules de puissance a IGBT*. PhD thesis.
- [11] Albert FOGGIA. *Methodes de Calcul des Inductances de fruites*. Ed. Techniques Ingénieur, février 1999.
- [12] Patrick RAGOT. *Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents*. PhD thesis, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2008.
- [13] Abdenour ABDELLI. *Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2007.
- [14] SEMIKRON. Trench igbt modules skm 600gb066d. Technical report, 05-09-2006.
- [15] F.P. Incropera, D.P. DeWitt, T.L. Bergman, and A.S. Lavine. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer 5th Edition with IHT2.0/FEHT with Users Guides*. Wiley, 2001.
- [16] Emre Dikmen and Al. Thermal modeling of a mini rotor-stator system. In *International Mechanical Engineering Congress Exposition*, pages 1–6, Florida,USA, 2009. IMECE.
- [17] A. BOGLIETTI. A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, pages 945–952, 2003.
- [18] Vincent DEBUSSCHERE and al. Minimization of life cycle energy cost of a single-phase induction motor. *IEEE*, pages 1441–1448, 2009.



- [19] INFINEON. Dimensioning program iposim for loss and thermal calculation of infineon igbt modules. Technical report, Technical Documentation, 2006.
- [20] A.H. BONNETT. Cause and analysis of stator failures in three-phase squirrel-cage induction motors. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, pages 921–937, 1992.
- [21] Kalyanmoy Deb. Multi-objective optimization using evolutionary algorithms : An introduction. Technical report, 10 Février 2011.
- [22] K. Deb and al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : Nsga-ii. *IEEE TRANSACTIONS ON EVOLUTIONARY COMPUTATION*,, pages 182–197, Avril 2002.
- [23] Song LIN. Ngpm – a nsga-ii program in matlab. 2011.