

Optimisation du dimensionnement d'une génératrice à induction linéaire tubulaire appliquée dans un système de micro-cogénération à moteur Stirling

T. DANG¹, M. RUELLAN², H. BEN AHMED⁴, L. PREVOND³, B. MULTON⁴

¹ INSA Centre Val de Loire, 41034 Blois, France. Mail : thuthuy.dang@insa-cvl.fr.

² Laboratoire SATIE UMR-CNRS 8029, Université de Cergy-Pontoise, 95031 Cergy-Pontoise, France

³ Laboratoire SATIE UMR-CNRS 8029, Conservatoire Nationale des Arts-et-Métiers, 75141 Paris, France

⁴ Laboratoire SATIE UMR-CNRS 8029, Ecole Normale Supérieure de Rennes, 35170 Bruz, France

RESUME - Cet article présente l'optimisation du dimensionnement d'une génératrice à induction linéaire tubulaire intégrée dans un système de micro-cogénération motorisé par un moteur Stirling à piston libre « double effet ». Un des objectifs principaux est naturellement de maximiser la puissance électrique utile. Tout d'abord, un modèle analytique électromagnétique considérant la structure axisymétrique de la génératrice a été établi. Les vecteurs de Poynting radiaux y sont calculés permettant d'obtenir la force axiale en fonction du glissement. Les effets d'encoches et d'extrémités sont pris en compte par les développements en série de Fourier du courant inducteur dans l'espace. Les résultats théoriques s'avèrent très cohérents avec les mesures expérimentales. Le modèle électromagnétique validé a permis de calculer les paramètres du schéma monophasé équivalent. Ensuite, dans le contexte du micro-cogénérateur, la génératrice est entraînée mécaniquement par le moteur Stirling avec un mouvement oscillatoire rapide. Une commande vectorielle de la force résistante a été adoptée pour assurer le fonctionnement en mode génératrice électrique et aussi la stabilité du moteur Stirling à piston libre. Un modèle découplé appelé le 'modèle énergie' a été construit pour permettre le calcul rapide du rendement électrique global du système. Finalement, le processus d'optimisation mettant en œuvre le modèle analytique électromagnétique, le 'modèle énergie' et l'algorithme génétique NSGA-II, a permis de valider l'intérêt de la génératrice à induction linéaire tubulaire dans cette application.

Mots-clés—Micro-cogénération, moteur Stirling à piston libre, génératrice à induction linéaire tubulaire, chaîne de conversion, modèle analytique électromagnétique, rendement énergétique, commande vectorielle, validation expérimentale, optimisation, NSGA-II.

1. INTRODUCTION

La génératrice à induction linéaire tubulaire (Tubular Linear Induction Generator – TLIG) peut constituer une solution intéressante pour notre système de micro-cogénération motorisé par un moteur Stirling à piston libre « double effet » (Dual Free Piston Stirling Engine – DFPSE). Avant d'analyser les avantages et les inconvénients de ce choix, nous allons tout d'abord décrire brièvement le fonctionnement de ce système.

Le micro-cogénérateur actif fournit simultanément de l'énergie électrique et l'énergie thermique pour répondre aux besoins locaux de type domestiques, et ce à partir d'une seule source d'énergie primaire (ex. gaz, biomasse, rayonnement solaire, etc.). Une connexion au réseau public est ici envisagée pour renforcer l'autonomie du système et faciliter la gestion du flux énergétique. Contrairement au mode de production et de consommation habituelle d'énergie d'un habitat individuel, la micro-cogénération favoriserait l'économie de l'énergie

primaire grâce à la production et à la consommation sur place ainsi qu'à un rendement énergétique global (chaleur + électricité) très élevé, de l'ordre de 85 à 95 %.

Le DFPSE permet de transformer l'énergie thermique issue de la combustion externe en énergie mécanique sous forme d'un mouvement de translation oscillatoire du piston. Afin de récupérer l'énergie mécanique du piston sans liaison mécanique intermédiaire (comme par exemple un système bielle-manivelle), la génératrice électrique est conçue de manière à utiliser directement le piston du moteur Stirling comme son secondaire. Ce dernier est désormais appelé 'mover' tenant compte de son déplacement rectiligne. Les schémas de principe 3D du système sont montrés dans la Figure 1.

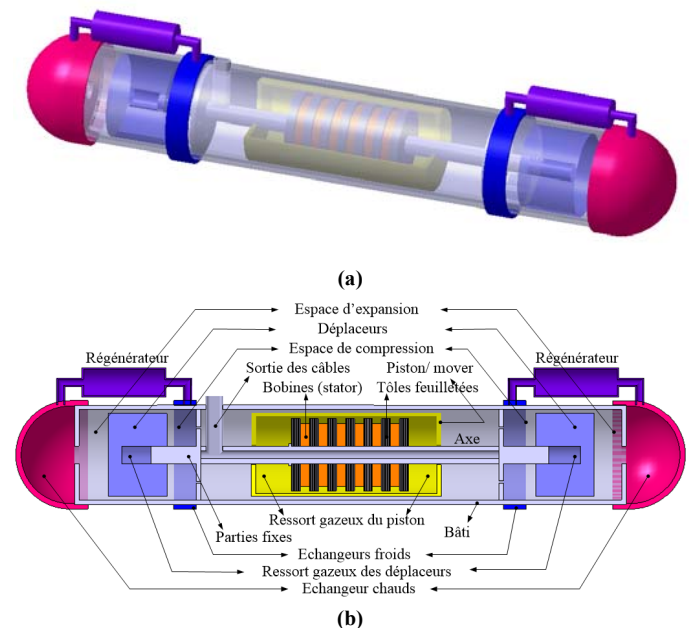


Figure 1 – (a) Structure du micro-cogénérateur, (b) Coupe transversale.

Le gaz de travail est l'Hélium (gaz rare). À l'état initial et à la température ambiante, la pression de « gonflage » vaut uniformément 1,375MPa dans l'enceinte du moteur. Lors du fonctionnement du moteur, ce gaz enfermé reçoit l'énergie thermique au niveau des échangeurs chauds situés aux deux extrémités du système. La différence entre la température des chambres d'expansion et celle des chambres de compression doit être maintenue (environ 300-500K). En plus, l'action de la génératrice électrique devra être, vis-à-vis du moteur Stirling, similaire à un amortisseur dont le coefficient de frottement visqueux doit être optimisé selon la condition de stabilité du

moteur Stirling [9]. La vitesse et la position du piston sont temporellement sinusoïdales.

Quant à la TLIG, la vitesse du mover-secondaire (c'est-à-dire celle du piston) est imposée par le DFPSE. Comme une génératrice à induction tournante traditionnelle, la TLIG appelle nécessairement à l'onduleur de la puissance réactive pour magnétiser son circuit magnétique. Une fois que le champ magnétique glissant est établi, un système de trois f.e.m apparaît dans les bobines statoriques et la TLIG débite une puissance électrique à la charge en aval. Il est important de noter que, sur le cycle de mouvement alternatif, les courants générés par la TLIG sont loin d'être sinusoïdaux. Ils présentent même par moment des valeurs moyennes importantes qui accroissent considérablement les pertes Joule statoriques et rotoriques ainsi que les pertes des semi-conducteurs.

Compte tenu de la dynamique de l'entraînement mécanique (~ 30 oscillations par seconde), le secondaire massif en aluminium offrant un mover léger, a été adopté. Cette solution offre également un coût de fabrication réduit. Par contre, d'importantes pertes Joule rotoriques, un large entrefer effectif dû à des encoches ouvertes constituent les principaux inconvénients de cette structure. Pour considérer les intérêts de la structure TLIG à mover massif dans notre application, a priori avantageuse, nous avons réalisé une étude d'optimisation du dimensionnement de la génératrice incluant sa chaîne de convertisseurs statiques AC/DC/AC. Le rendement électrique global du micro-cogénérateur ainsi que le coût total de la chaîne génératrice + convertisseurs statiques constituent deux critères principaux de la recherche du dimensionnement optimal de la génératrice.

2. MODELE ANALYTIQUE ELECTROMAGNETIQUE

2.1. Hypothèses simplificatrices et résolution des équations de Maxwell

Le modèle analytique électromagnétique a été établi afin de prédire la force axiale développée ainsi que les paramètres du schéma monophasé équivalent. La méthode de calcul du vecteur de Poynting est utilisée. Les coordonnées cylindriques sont adoptées (Figure 2).

Les hypothèses simplificatrices définissant le cadre de l'étude sont:

- circuit magnétique non-saturable,
- distribution sinusoïdale du champ magnétique selon l'axe Oz ,
- invariance de l'amplitude du champ électromagnétique selon l'axe Oz .

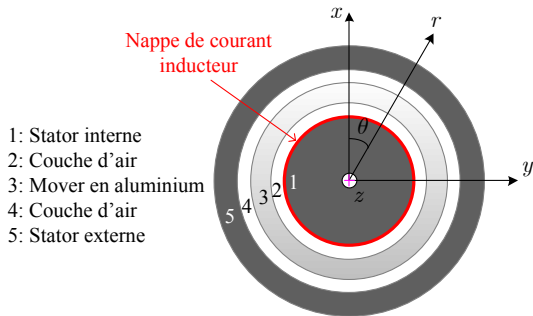


Figure 2 – Une coupe transversale de la TLIG.

Ainsi, la considération d'une coupe transversale suffit pour déterminer le champ électromagnétique en tout point dans la machine (Figure 2). Néanmoins, pour prendre en compte des effets d'encoches et d'extrémités, un développement en série de Fourier du courant inducteur est fait.

Les détails de la construction du modèle analytique électromagnétique vont maintenant être présentés. En négligeant le courant de déplacement, les équations de Maxwell écrites pour tout point dans la machine sont :

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu \vec{J} \quad (1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\vec{J} = \sigma (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{B} \quad (4)$$

La méthode utilisée consiste à remplacer les courants statoriques triphasés encochés par une nappe de courant infiniment fine autour du circuit magnétique tubulaire de surface lisse (Figure 2). Comme le courant de l'inducteur réel, cette nappe de courant possède une seule composante selon l'axe θ . Son amplitude est modélisée par une onde progressive selon l'axe z :

$$J_{s\theta} = J_{sm} e^{j(\omega t - kz)} \quad (5)$$

Avec: $J_{sm} = n_t \cdot I_s \sqrt{2} l_e^{-1}$: l'intensité linéique maximale du courant inducteur [A/m]; $k = \frac{\pi}{\tau}$: coefficient d'onde.

Par conséquent, le potentiel vecteur \vec{A} ne possède aussi qu'une seule composante non nulle selon l'axe θ , nous avons :

$$\vec{A} = A_\theta(r, z, t) \cdot \vec{u}_\theta = \phi(r) \cdot e^{j(\omega t - kz)} \cdot \vec{u}_\theta \quad (6)$$

Remplaçons (6) dans (1) (3) (4), nous pouvons obtenir l'équation remarquable suivante :

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \phi}{\partial r} - \left(\frac{1}{r^2} + \gamma^2 \right) \cdot \phi = 0 \quad (7)$$

Où : $\gamma^2 = k^2 - j \cdot s \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma$ avec s : le glissement.

L'équation aux dérivées partielles (7) possède des solutions sous forme des fonctions de Bessel modifiées de 1^{ère} et 2nd espèce de la variable u telle que:

$$u = \gamma \cdot r \quad (8)$$

L'expression du potentiel vecteur pour chaque zone s'écrit:

$$\vec{A} = [C \cdot I_1(\gamma \cdot r) + D \cdot K_1(\gamma \cdot r)] \cdot e^{j(\omega t - kz)} \cdot \vec{u}_\theta \quad (9)$$

Où C, D sont des constants à déterminer pour la zone n de 1 à 5 grâce aux conditions aux limites.

De (9), (4) et (2), les expressions du champ électrique orthoradial et du champ magnétique axial peuvent être déduites :

$$\vec{E}_\theta = j \cdot \omega \cdot [C \cdot I_1(\gamma \cdot r) + D \cdot K_1(\gamma \cdot r)] \cdot e^{j(\omega t - kz)} \cdot \vec{u}_\theta \quad (10)$$

$$\vec{H}_z = \frac{\gamma}{\mu} \cdot [C \cdot I_0(\gamma \cdot r) + D \cdot K_0(\gamma \cdot r)] \cdot e^{j(\omega t - kz)} \cdot \vec{u}_z \quad (11)$$

2.2. Calcul du vecteur de Poynting et de la force axiale

En régime sinusoïdal permanent, la puissance moyenne transportée par le champ électromagnétique à travers une surface tubulaire, représentée par le vecteur de Poynting, s'exprime par:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \cdot E_\theta(\gamma \cdot r) \cdot H_z^*(\gamma \cdot r) \cdot S_{tubulaire} \quad (12)$$

Ainsi, la puissance transmise au mover est la différence entre la puissance entrante et la puissance sortante de son volume fermée (zone $n = 3$) :

$$\vec{P}_{tr} = \vec{P}(r_2) - \vec{P}(r_3) \quad (13)$$

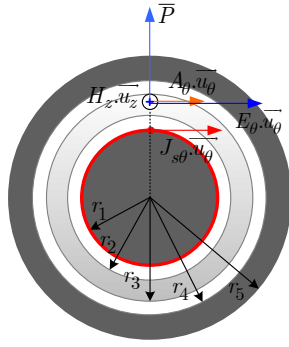


Figure 3 – Direction des vecteurs du champ électromagnétique et du vecteur de Poynting présentés dans une coupe transversale.

Finalement, la force axiale peut être calculée par :

$$F_z = \frac{\Re(P_{tr})}{v_s} \quad (14)$$

Où : $v_s = \omega.k^{-1}$ est la vitesse axiale de synchronisme [m/s].

2.3. Considération des effets d'encoches et d'extrémités

Pour tenir compte des effets d'encoches et d'extrémités, la fonction de répartition longitudinale du courant inducteur est développée en série de Fourier. L'expression (5) est remplacée par la somme de plusieurs fonctions d'onde des harmoniques impaires 1, 5, 7, 11, 13, ... modélisant la répartition discontinue du courant inducteur (Figure 4a).

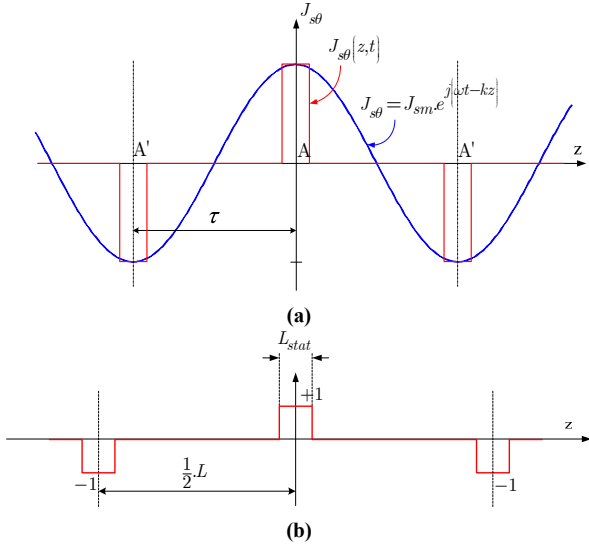


Figure 4 – Répartition selon Oz du courant inducteur sous l'effet d'encoches (a) et d'extrémités (b).

La longueur limitée du stator bobiné est modélisée par une fonction de modulation fictive du courant inducteur et de la perméance du circuit magnétique (Figure 4b). Finalement, le courant inducteur prenant en compte de l'effet d'encoches et d'extrémités devient la somme de plusieurs courants de pulsations harmoniques :

$$J_{s\theta} = \sum_{m=1,3,5,7,\dots} \sum_{p=1,5,7,11,\dots} \frac{12 \cdot J_{sm}}{\pi^2 \cdot m \cdot p} \cdot \sin\left(\frac{p\pi}{12}\right) \dots \cdot \sin\left(\frac{m \cdot L_{stat} \cdot \pi}{L}\right) \cdot \left\{ e^{j\left[\left(\frac{p\pi}{\tau} + \frac{m\pi}{L_m}\right)z \pm \omega t\right]} + e^{j\left[\left(\frac{p\pi}{\tau} - \frac{m\pi}{L_m}\right)z \pm \omega t\right]} \right\} \quad (15)$$

Le signe « - » dans la formule ci-dessus est attribué quand $p = 1, 7, 13, 19, \dots, 3q+1$, et le signe « + » quand $p = 5, 11, 17, \dots, 3q-1$ d'où q est un nombre entier.

2.4. Validations expérimentales

Les résultats théoriques de la force axiale coïncident très bien aux résultats de mesures expérimentales ce qui permet de prouver la validité du modèle analytique (Figure 5).

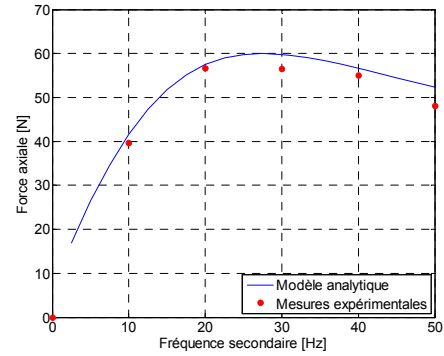


Figure 5 – Validation expérimentale de la caractéristique de force axiale.

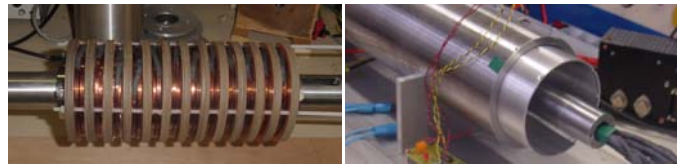


Figure 6 – Maquette expérimentale d'une TLIG de 1kW.

TABLEAU 1 – PRINCIPALES DONNEES DE LA MAQUETTE EXPERIMENTALE

Rayon externe des disques de tôles [mm]	r_1	54
Couche d'air [mm]	e	0,5
Épaisseur du mover [mm]	E_{mov}	2
Épaisseur de la culasse externe [mm]	E_c	10
Nombre de phases		3
Nombre de pôles	$2p$	4
Nombre d'encoches par pôle		3
Largeur d'une encoche bobinée [mm]	l_e	8
Largeur de la tôle [mm]	l_t	8
Hauteur de la tôle [mm]	H_{st}	32
Pas polaire [mm]	τ	48
Nombre de spires par encoche	n_t	44
Section des fils conducteurs [mm ²]	S	4
Longueur moyenne d'une spire [mm]		216,8
Perméabilité relative de la tôle	μ_{Fe}	5000

La maquette expérimentale de 1kW a permis de valider non seulement la caractéristique de force axiale, mais aussi les paramètres du schéma monophasé équivalent. Les essais expérimentaux effectués ont permis de mesurer les éléments du circuit suivant :

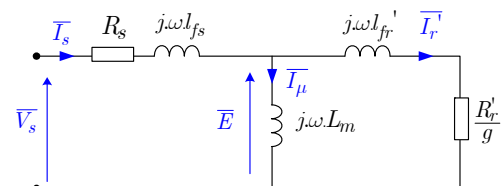


Figure 7 – Schéma monophasé équivalent utilisé dans les mesures expérimentales.

La détermination théorique et expérimentale des paramètres du schéma monophasé équivalent est précisée dans [6]. Notons que pour considérer le rallongement de l'entrefer effectif dû aux encoches ouvertes, le coefficient de Carter a été introduit dans le calcul analytique. Ce coefficient est obtenu grâce à une formule empirique, présentée dans [3].

TABLEAU 2 – PARAMETRES DU SCHEMA MONOPHASE EQUIVALENT

Résultats	R_s	L_s	l_{ft}'	R_r'
Théoriques	0,3Ω	11,0mH	5,2mH	3,7Ω
Expérimentaux	0,3Ω	10,0mH	5,0mH	3,4Ω

Dans le tableau 2, l'inductance cyclique statorique et l'inductance de fuite totale s'expriment respectivement par :

$$L_s = L_m + l_{fs} \quad (16)$$

$$l_{ft}' = \omega \sigma L_r \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \quad (17)$$

Où l'inductance cyclique rotorique s'écrit :

$$L_r = L_m + l_{fr}' \quad (18)$$

Les paramètres du schéma monophasé équivalent validés ont été ensuite utilisés dans la commande vectorielle à flux orienté. Le résultat présenté dans la figure suivante montre que cette commande reste tout à fait adaptée pour asservir la force résistante qui est une grandeur rapidement variable : la réponse en force suit très bien la consigne sinusoïdale d'amplitude 5N et de fréquence mécanique 50Hz.

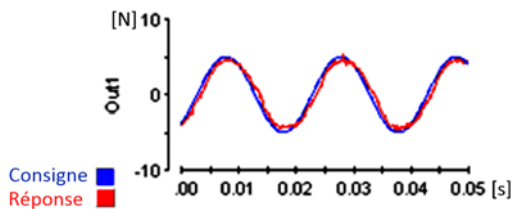


Figure 8 – Résultat expérimental de la commande vectorielle en force appliquée à une machine à induction linéaire tubulaire.

3. MODELE DU MICRO-COGENERATEUR

3.1. Simulation globale

Comme déjà mentionné, la vitesse v [m/s] du mover est imposée par le DFPSE. La TLIG doit appliquer une force électromagnétique de type frottement visqueux vis-à-vis de l'entraînement du moteur Stirling :

$$F_{gene} = -C.v \quad (19)$$

Où C est une constante d'amortissement qui dépend des caractéristiques du DFPSE. Pour obtenir cette force, une commande vectorielle à flux orienté a été mise en œuvre. Le synoptique de cette commande est détaillé dans la Figure 9.

Notons que la consigne pour F_{gene} peut être obtenue par un correcteur P.I.D de la boucle d'asservissement externe assurant le contrôle de la position du piston du moteur Stirling (Figure 9). Remarquons aussi une commande PFC (Power Factor Corrector) a été appliquée au convertisseur monophasé DC/AC

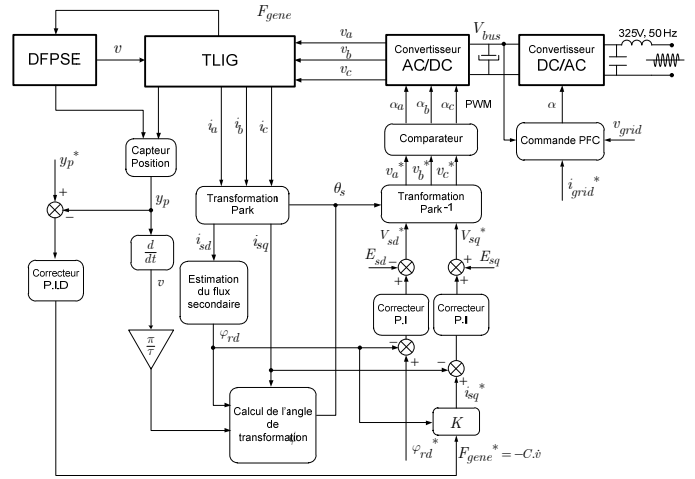


Figure 9 – Synoptique de la commande du système.

côté réseau afin de maintenir constante la tension du bus continu et de contrôler la forme d'onde sinusoïdale du courant injecté au réseau conforme aux normes en vigueur. Une simulation globale du fonctionnement du système de micro-cogénération à l'aide de Matlab/ Simulink a été réalisée, permettant de considérer différents aspects suivants :

- couplage des modèles DFPSE/ TLIG/ chaîne des convertisseurs statiques/ réseau domestique,
- formes d'ondes des grandeurs physiques intervenant dans le système (températures, pressions, volumes, position et vitesse du piston, tensions, courants, puissances, etc.)¹,
- stabilité, rapidité, précision des commandes,
- rendement électrique global, etc.

Par contre, cette simulation n'a pas pu être utilisée dans le processus itératif d'optimisation à cause de son temps d'exécution important. Dans l'objectif de réduire le temps de calcul, nous avons construit un modèle découplé qui permet d'obtenir plus rapidement le rendement électrique global.

3.2. Modèle découplé ('modèle énergie')

Pour établir ce modèle, nous partons des hypothèses suivantes :

- La partie thermomécanique est supposée découplée avec la partie électrique. Ceci se traduit par l'hypothèse que la force et la vitesse du piston du moteur Stirling restent inchangées, quelle que soit la charge électrique.
- Toutes les commandes sont supposées parfaites : les grandeurs à réguler se superposent parfaitement à leur consigne respective et sont par conséquent connues.
- Les signaux de commande M.L.I. des interrupteurs semi-conducteurs, au départ échantillonnés, sont assimilés à leurs valeurs moyennes par cycle de découpage.
- Un cycle d'oscillation mécanique du piston-mover

$t \in (t_0, t_0 + T)$ avec la période $T = f_{osc}^{-1}$ peut suffire pour considérer le régime oscillatoire permanent du système.

a) Le DFPSE fixe

La position du piston-mover est parfaitement connue et s'exprime tout d'abord par :

$$y_p = y_p^* = y_{p_max} \cdot \cos(2\pi f_{osc} t) \quad (20)$$

La puissance mécanique instantanée que le moteur Stirling transmet à la TLIG est calculée donc par :

¹ La construction de la simulation du système global ne sera pas détaillée dans cet article. Par contre, ses résultats présentés ultérieurement nous permettront de valider théoriquement des solutions d'optimisation.

$$P_{mec} = F_{gene} \cdot \dot{y}_p \quad (21)$$

b) *Modèle inverse de la TLIG commandée en force*

Si la commande vectorielle en force de la TLIG est supposée parfaite, les deux composantes du courant statorique peuvent être retrouvées par :

$$I_{sd} = \frac{\varphi_{rd}}{M} \cdot \sqrt{\left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 + 1}; I_{sq} = \left(\frac{2\tau \cdot L_r}{3\pi \cdot M}\right) \frac{F_{gene}}{\varphi_{rd}} \quad (22)$$

Avec le flux rotorique de l'axe d supposé bien asservi à sa consigne constante $\varphi_{rd} = \varphi_{rd}^*$.

L'angle de transformation est égal à la position du flux statorique par rapport au repère fixe (stator) :

$$\psi = \theta_s = \frac{\pi}{\tau} - \frac{2 \cdot C \cdot \tau \cdot R_r}{3 \cdot \pi \cdot \varphi_{rd}^2} \cdot (y_p - y_{p_max}) \quad (23)$$

Les tensions statoriques des axes d , q s'expriment en convention génératrice par :

$$V_{sd} = -R_s \cdot I_{sd} + \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} \quad (24)$$

$$V_{sq} = -L_s \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} - R_s \cdot I_{sq} - L_s \cdot \sigma \cdot \dot{I}_{sq} - \omega_s \cdot M \cdot L_r^{-1} \cdot \varphi_{rd} \quad (25)$$

Les courants et tensions triphasés peuvent être retrouvés en appliquant la transformation inverse de Park. La puissance électrique générée par la TLIG s'exprime finalement par :

$$P_{gene} = \sum_{x=a,b,c} v_x \cdot i_x \quad (26)$$

La différence entre $P_{mec}(t)$ et $P_{gene}(t)$ donne la somme des pertes Joule primaires et secondaires car les pertes ferromagnétiques et mécaniques sont négligées dans ce modèle. Par contre, les pertes des convertisseurs statiques sont prises en compte. Deux types de pertes des semi-conducteurs sont considérés : par conduction et par commutation.

c) *Modèle des pertes semi-conductrices*

Le convertisseur triphasé côté génératrice est constitué de trois bras de pont dont chacun est composé de deux IGBTs en série et deux diodes antiparallèles.

TABLEAU 3 – COURANTS DES INTERRUPTEURS DU CONVERTISSEUR TRIPHASE COTE GENERATRICE

	i_{T1}	i_{D1}	i_{T4}	i_{D4}
$i_a \geq 0$	$\alpha_a \cdot i_a$	0	0	$(1 - \alpha_a) \cdot i_a$
$i_a < 0$	0	$\alpha_a \cdot i_a$	$(1 - \alpha_a) \cdot i_a$	0
	i_{T2}	i_{D2}	i_{T5}	i_{D5}
$i_b \geq 0$	$\alpha_b \cdot i_b$	0	0	$(1 - \alpha_b) \cdot i_b$
$i_b < 0$	0	$\alpha_b \cdot i_b$	$(1 - \alpha_b) \cdot i_b$	0
	i_{T3}	i_{D3}	i_{T6}	i_{D6}
$i_c \geq 0$	$\alpha_c \cdot i_c$	0	0	$(1 - \alpha_c) \cdot i_c$
$i_c < 0$	0	$\alpha_c \cdot i_c$	$(1 - \alpha_c) \cdot i_c$	0

² Dans la partie d'optimisation, les fonctions empiriques de a_{on} , a_{off} , b_{on}

, b_{off} en fonction du calibre courant sont établies à partir d'une étude statistique des produits disponibles sur le marché.

Les pertes de conduction des IGBTs et des diodes sont :

$$p_{cond_IGBT} = \sum_{i=1 \div 6} \frac{1}{T} \cdot \left(V_{CE0} \int_0^T i_{Ti} \cdot dt + R_{CE0} \int_0^T i_{Ti}^2 \cdot dt \right) \quad (27)$$

$$p_{cond_D} = \sum_{i=1 \div 6} \frac{1}{T} \cdot \left(V_{D0} \int_0^T i_{Di} \cdot dt + R_{D0} \int_0^T i_{Di}^2 \cdot dt \right) \quad (28)$$

Les pertes par commutation des IGBTs sont calculées par:

$$p_{com_IGBT} = \frac{2f_{dec} \cdot V_{bus}^*}{V_{test}} \left[(b_{on} + b_{off}) \sum_{i=1 \div 6} \int_0^T (i_{Ti} + i_{Di}) dt + \frac{(a_{on} + a_{off})}{2} \right] \quad (29)$$

Où les IGBTs sont notés T_1 à T_6 et les diodes D_1 à D_6 ; a_{on} ,

a_{off} , b_{on} , b_{off} sont des constantes du modèle linéaire de l'énergie dissipée [en J] lors d'une commutation sous la tension V_{test} en fonction du courant, données fournies par les fabricants².

Pour calculer les pertes du convertisseur DC/AC côté réseau, remarquons que le courant continu débité par le convertisseur côté génératrice sur le bus continu peut être calculé par :

$$i_{bus_g} = i_{T1} + i_{T2} + i_{T3} + i_{D1} + i_{D2} + i_{D3} \quad (30)$$

La tension aux bornes du système est imposée par le réseau :

$$v_{grid} = V_m \cdot \sin(\omega t) \quad (31)$$

Selon l'hypothèse que la commande PFC soit parfaitement efficace, en négligeant les pertes dans les semi-conducteurs, l'égalité de la puissance moyenne des deux côtés du convertisseur côté réseau permet de déduire le courant à la sortie de ce convertisseur :

$$i_{grid} = i_{grid}^* = I_m \cdot \sin(\omega t) \quad (32)$$

$$\text{Avec : } I_m = \frac{2 \cdot V_{bus}}{V_m} \cdot \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_{bus_g}(t) \cdot dt \right]$$

La valeur moyenne du signal de commande M.L.I pour ce convertisseur s'exprime par:

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} + \frac{v_{conv}(t)}{2 \cdot V_{bus}^*} \quad (33)$$

Avec v_{conv} , la tension de sortie de l'onduleur monophasé.

En connaissant le courant injecté au réseau $i_{grid}(t)$ et le signal de commande $\alpha(t)$, nous pouvons en déduire les courants traversant les quatre interrupteurs constituant le convertisseur DC/AC puis calculer les pertes avec la méthode présentée précédemment pour le convertisseur triphasé AC/DC côté génératrice.

d) *Bilan de puissance*

La puissance instantanée injectée au réseau peut être obtenue après avoir extrait la somme des pertes. Les pertes Joule du condensateur du bus continu sont également présentées dans l'expression suivante :

$$P_{grid} = P_{mec} - p_{jS} - p_{jR} - p_{AC/DC} - p_{DC/AC} - p_{DC} \quad (34)$$

Le rendement électrique global du micro-cogénérateur s'exprime par :

$$\eta = \frac{P_{grid}}{P_{mec}} \cdot 100\% \quad (35)$$

Pour conclure ce paragraphe, la simulation du système global par Matlab/ Simulink exige un temps de calcul d'environ 10 minutes tandis que l'exécution du modèle découplé ne dure que 50ms. La validité des résultats d'optimisation a été bien sûr vérifiée a posteriori par la simulation globale comme nous allons le voir dans la section §.4.3.

4. OPTIMISATION DE LA TLIG

Comme déjà évoqué dans l'introduction, nous estimons que la structure TLIG pourrait apporter à notre système de micro-cogénération plusieurs avantages importants: mover en aluminium léger favorisant la grande dynamique mécanique, sustentation naturelle du mover grâce à l'apparition des forces électromagnétiques normales, pertes mécaniques réduites grâce à l'absence de frottement, fabrication facile, coût réduit, etc.

Par contre, le rendement électrique global pourrait devenir faible à cause du rallongement de l'entrefer effectif dû à des encoches ouvertes, à des pertes Joule rotoriques importantes sans compter des pertes ferromagnétiques. L'étude d'optimisation présentée dans cet article constitue une méthodologie de dimensionnement permettant d'analyser l'intérêt de la TLIG pour notre application.

4.1. Description du problème

4.1.1. Multi-objectif

a) Maximiser la puissance moyenne injectée au réseau

Cet objectif est synonyme du fait de maximiser le rendement électrique global. La première « fonction objectif » s'écrit :

$$f_{Obj1} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{grid}(t) dt \quad (36)$$

b) Minimiser le coût total de la chaîne électrique

Le coût de la TLIG est la somme des coûts des matières premières utilisées : cuivre, fer-silicium, aluminium. Le coût des convertisseurs dépend en général du nombre d'interrupteurs, du calibre courant, de la tension nominale, etc. Le prix des condensateurs 400V de puissance réactive nominale inférieure ou égale à 2kVar s'avère négligeable devant celui des semi-conducteurs de puissance et leurs drivers. La deuxième « fonction objectif » s'écrit donc :

$$f_{Obj2} = C_{TLIG} + C_{AC/DC} + C_{DC/AC} \quad (37)$$

Avec :

$$C_{TLIG} = C_{Al} \cdot \rho_{Al} \cdot V_{mov} + C_{Cu} \cdot \rho_{Cu} \cdot V_{bob} + C_{Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot V_{cm} \quad (38)$$

$$C_{AC/DC/AC} = 1,09 \cdot N \cdot (I_{nom} \cdot V_{bus})^{0,46} \quad (39)$$

Dans ces expressions : C , ρ sont respectivement le coût massique (précisés dans le Tableau 4) et la masse volumique des matières premières [kg/m^3]; V_{mov} , V_{bob} , V_{cm} sont respectivement les volumes du mover, des bobines et du circuit magnétique [m^3]; $N=3$ pour le convertisseur AC/DC, $N=2$ pour le

convertisseur DC/AC ; I_{nom} est le calibre courant des convertisseurs [A].

4.1.2. Multi-variable

Il y a 10 variables à optimiser :

a) Concernant la TLIG

- les paramètres géométriques : r_1 , H_{sl} , E_{mov} , τ , p , E_c , n_t (cf. Figure 10).
- le courant magnétisant I_{sl} qui est un paramètre fonctionnel, proportionnel au flux moyen dans le circuit magnétique de la TLIG.

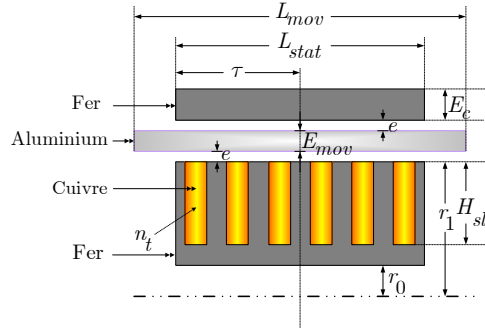


Figure 10 – Variables géométriques à optimiser

b) Concernant les convertisseurs statiques

- le calibre courant du convertisseur triphasé côté génératrice, noté $I_{nom_AC/DC}$.
- le calibre courant du convertisseur monophasé côté réseau, noté $I_{nom_DC/AC}$.

4.1.3. Multi-contrainte

Des contraintes judicieusement choisies permettent d'aboutir à des solutions optimales adéquates et fiables. Concrètement, le dimensionnement de la TLIG doit être adapté à la géométrie du moteur Stirling. Il doit également respecter les conditions qui assurent la stabilité du couplage fort entre DFPSE et TLIG. Dix contraintes ont été retenues :

- Étant insérée à l'intérieur du moteur Stirling, le rayon maximal et la longueur maximale de la génératrice sont limités par cet espace disponible dans le moteur Stirling:

$$r_1 + 2e + E_{mov} + E_c \leq r_{max} = 0,15m \quad (40)$$

$$L_{mov} = L_{stat} + 4y_{p_max} \leq L_{max} = 1,0m \quad (41)$$

- Pour maintenir la stabilité du moteur Stirling « double effet », la masse du piston/mover ne doit pas dépasser une valeur limite :

$$\rho_{Al} \cdot V_{mov} \leq m_{mov_max} = 6kg \quad (42)$$

- Pour éviter la surchauffe des bobines statoriques, la densité surfacique du courant inducteur est limitée à sa valeur maximale admissible :

$$J = \frac{n_t \cdot \max(I_s)}{l_e \cdot H_{st} \cdot k_{bob}} \leq J_{max} = 10A/mm^2 \quad (43)$$

Avec k_{bob} , le coefficient de remplissage du cuivre ~ 0,95.

³ Formule empirique issue d'une étude statistique des produits disponibles sur le marché.

• Afin de maintenir la validité du modèle analytique électromagnétique, l'induction magnétique du circuit magnétique doit être bornée par la limite de saturation:

$$\frac{\max(\phi_s)}{2\pi \cdot p \cdot n_t \cdot \left[(r_1 - H_{st})^2 - r_0^2 \right]} \leq B_{sat} = 1,6T \quad (44)$$

$$\frac{\max(\phi_s)}{2\pi \cdot p \cdot n_t \cdot E_c [2r_1 + 4e + 2E_{mov} + E_c]} \leq B_{sat} = 1,6T \quad (45)$$

• Les convertisseurs statiques doivent être dimensionnés de manière à satisfaire la contrainte du courant maximal :

$$\max(|i_a|, |i_b|, |i_c|) \leq I_{nom_AC/DC} \quad (46)$$

$$\max(|i_{grid}|) \leq I_{nom_DC/AC} \quad (47)$$

• Pour la stabilité de la commande vectorielle de la TLIG, une contrainte sur les signaux M.L.I. est adoptée afin de les limiter entre [0,1], ce qui revient à limiter :

$$\max(|v_a|, |v_b|, |v_c|) \leq \frac{V_{bus}}{2} \quad (48)$$

• Enfin, pour assurer de l'intérêt des solutions retenues, une contrainte sur la puissance injectée au réseau est nécessaire :

$$f_{Obj1} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{grid}(t) dt \geq 0 \quad (49)$$

4.1.4. Processus d'optimisation

Le processus d'optimisation de la TLIG peut être résumé dans la synoptique de la Figure 11. Ce processus met en œuvre le modèle électromagnétique (cf. §2) qui calcule à partir de sa géométrie les paramètres du schéma monophasé équivalent, le modèle 'énergie' (cf. §3.2) qui évalue les 'fonctions objectifs'. L'algorithme génétique NSGA-II [8] est utilisé pour permettre la convergence des paramètres vers les solutions optimales.

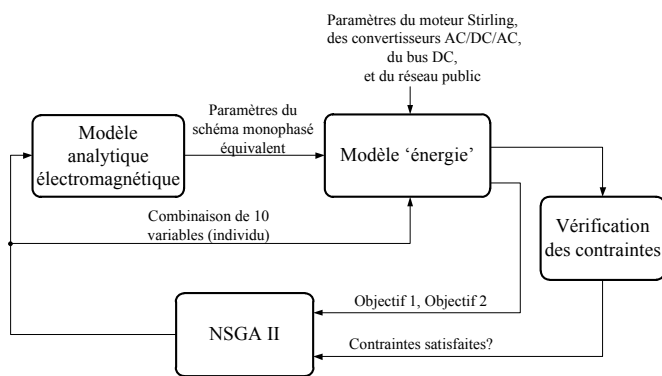


Figure 11 – Synoptique du processus d'optimisation.

4.2. Résultats et discussions

Dans un graphe présentant les deux objectifs, nous obtenons les résultats d'optimisation comportant 100 individus distribués sur un front de Pareto. Ces résultats sont obtenus après l'évolution de 200 générations (Figure 12). La répartition des solutions optimales montre l'aspect contradictoire de deux objectifs choisis.

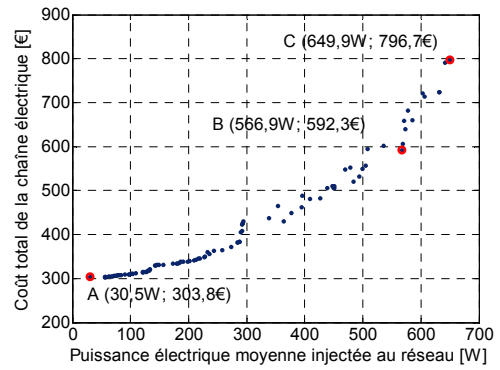


Figure 12 – Résultats d'optimisation.

Afin de faciliter l'analyse de l'ensemble des solutions optimales, nous choisissons de nous focaliser sur trois solutions typiques qui sont :

- la solution la moins chère **A** qui offre également un rendement électrique global le plus faible.
- la solution de rendement électrique global le plus élevé **C** dont le coût est également le plus élevé.
- la solution « compromis » **B** correspondante à celle qui offre

le rapport $\frac{f_{Obj2}}{f_{Obj1}}$ [€/W] le plus faible.

TABLEAU 4 – DONNEES FIXES DU PROBLEME

Course du piston [cm]	y_{p_max}	2,23
Fréquence d'oscillation [Hz]	f_{osc}	27,7
Coefficient de frottement visqueux [Nm ⁻¹ s]	C	167,1
Puissance mécanique [W]	P_{mec}	1258
Tension du bus continu [V]	V_{bus}	400
Tension maximale du réseau [V]	V_m	325
Rayon interne du stator [mm]	r_0	10
Coût massique du cuivre [€/kg]	C_{Cu}	6,0
Coût massique de l'aluminium [€/kg]	C_{Al}	1,2
Coût massique du fer-silicium [€/kg]	C_{Fe}	3,0

Les quatre premières données du tableau 4 indiquent que la géométrie et le point de fonctionnement du DFPSE sont fixes dans la recherche du dimensionnement optimal de la TLIG.

Les détails des autres paramètres concernant les machines A, B, C sont donnés au tableau 5. La géométrie des machines est exposée dans la Figure 13.

Associé à chaque géométrie optimale, il existe une valeur du courant magnétisant qui permet de maximiser le rendement de la conversion mécano-électrique. La capacité du bus continu employée pour absorber les fluctuations de la tension du bus continu a été également dimensionnée (tableau 5).

TABLEAU 5 – DETAILS DES PARAMETRES DE TROIS MACHINES OPTIMISEES

Paramètres	Machine A	Machine B	Machine C	Paramètres	Machine A	Machine B	Machine C
r_1 [mm]	18,1	34,8	35,8	L_m [mH]	117,7	208,1	229,7
H_{st} [mm]	16,0	28,7	31,6	Masse [kg]	25,5	89	124
E_{mov} [mm]	1,4	1,8	2,3	C_{TLIG} [€]	101,4	353,4	485,4
τ [mm]	62,5	94,8	142,6	$I_{nom_AC/DC}$ [A]	13	14	25
p	6	4	3	$C_{AC/DC}$ [€]	167,8	173,6	226,7
E_c [mm]	2,9	3,9	7,4	$I_{nom_DC/AC}$ [A]	1	4	7
n_t	103	108	111	$C_{DC/AC}$ [€]	34,3	65,0	84,1
I_{sd} [A]	9,97	9,82	10,05	C_{bus} [μF]	921	1961	2046
R_s [Ω]	2,25	1,12	0,57	η [%]	2,5%	45,0%	52,0%

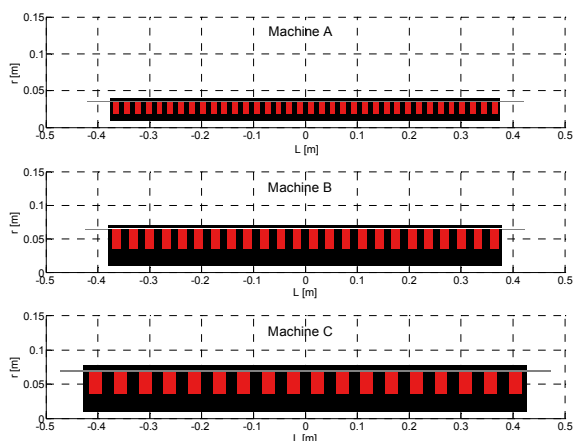


Figure 13 – Dessins une demi-coupe longitudinale de trois machines optimisées.

Le rendement électrique global obtenu est faible ce qui était assez prévisible. Cependant, la chaleur dégagée à cause des pertes Joule et des pertes fer (qui ne sont pas encore prises en compte dans cette étude d'optimisation) de la TLIG peuvent être récupérée pour alimenter la charge thermique. En effet, la génératrice est plongée dans le gaz contenu dans la chambre froide où l'énergie thermique est récupérée par les tuyaux de l'échangeur froid (Figure 1). Nous estimons que le rendement électrique global de l'ordre de 50% pourrait être acceptable pour le système de micro-cogénération dans la mesure où l'utilisation de l'énergie primaire (gaz, biomasse, etc.) reste efficace grâce au principe même de la cogénération et en plus, les besoins de chaleur restent dominants devant les besoins électriques.

Dans le but d'augmenter le rendement électrique global, nous avons investigué dans deux voies d'amélioration qui consistent à changer le matériau constituant le mover. La première proposition est de remplacer l'aluminium par du cuivre. La deuxième proposition consiste en une recherche sur le plan théorique, mais aussi sur le plan expérimental d'un matériau composite, qui n'existe pas encore, à base d'alliage d'aluminium et de matériau ferromagnétique possédant à la fois une bonne conductivité électrique et une perméabilité magnétique relative supérieure à l'unité⁴. De nettes améliorations sont observées

⁴ Le détail de la fabrication et la constitution de ce matériau composite ne sera pas traité dans cet article.

dans les résultats d'optimisation en introduisant ces nouvelles caractéristiques.

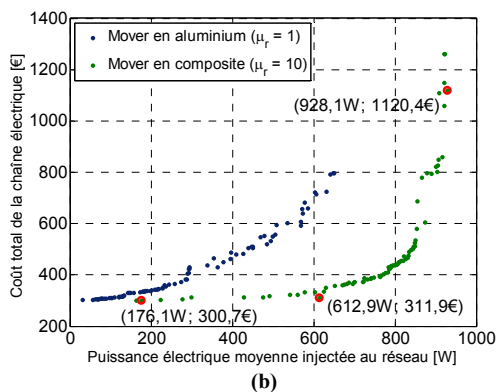
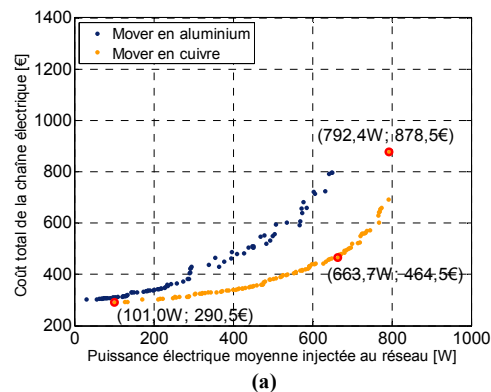


Figure 14 – Sensibilité des résultats d'optimisation en fonction des caractéristiques du matériau constituant le mover massif.

TABLEAU 6 – RENDEMENT ELECTRIQUE GLOBAL THEORIQUE DE QUELQUES MACHINES OPTIMALES EN FONCTION DU MATERIAU DU MOVER

Mover	Machine A	Machine B	Machine C
Aluminium	2,5%	45,0%	52,0%
Cuivre	23,1%	53,8%	63,0%
Composite ⁵	14,0%	48,7%	73,8%

⁵ De conductivité électrique identique à celle de l'aluminium ($37,7 \cdot 10^6 \text{ Sm}^{-1}$).

4.3. Validation théorique des résultats d'optimisation

La simulation globale (modèle couplé) qui permet d'étudier le comportement thermo-mécano-électrique du micro-cogénérateur, constitue un véritable 'banc d'essai virtuel' du système. Cependant, les solutions optimales ont été obtenues en utilisant le modèle découplé, modèle réduit de la simulation globale. Afin d'apporter une validation théorique des rendements électriques optimaux, nous avons donc introduit les paramètres de chaque machine optimale dans le modèle couplé.

Premièrement, la simulation globale procure les résultats très coïncidents avec les résultats d'optimisation (Tableau 5). Ainsi, en ce qui concerne le rendement électrique optimal, nous avons obtenu respectivement 2,6%, 45,2% et 51,7% pour les machines A, B, C de la Figure 12.

Deuxièmement, de bonnes concordances au niveau des formes d'onde de force, vitesse, courants et puissances de la TLIG sont également acquises en comparant les résultats de la simulation et ceux d'optimisation. Dans la Figure 15, les résultats de la simulation globale sont présentés par les traits continus (le pas de calcul y vaut 10^{-6} secondes), tandis que ceux du modèle découplés par les points, car le pas de calcul y est de sept cents fois plus important $7,4 \cdot 10^{-4}$ secondes.

À défaut de prototypes expérimentaux des génératrices obtenues dans cette étude d'optimisation ainsi que du micro-cogénérateur complet, les performances de ces solutions ont été ainsi validées théoriquement pour notre système de micro-cogénération.

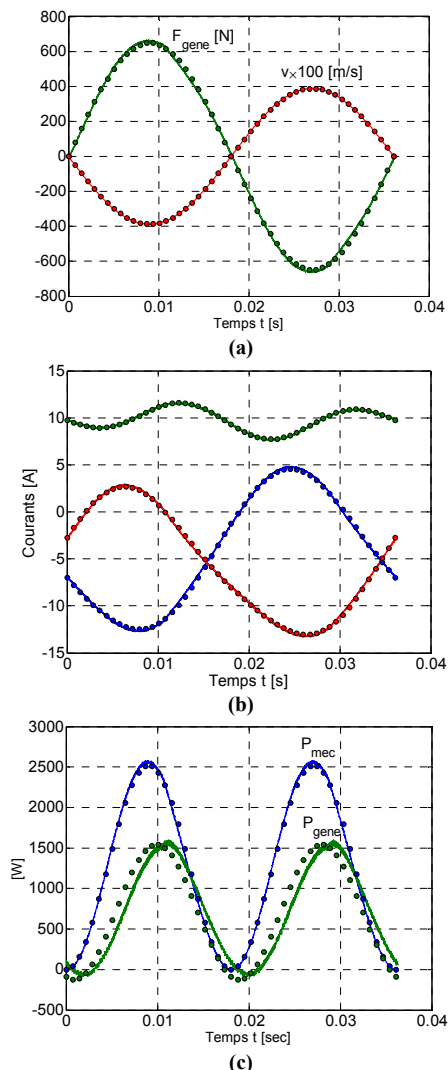


Figure 15 – Comparaison entre modèle couplé - modèle découplé: calcul effectué pour la TLIG optimale C.

5. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Cet article a présenté les modélisations et la démarche d'optimisation du dimensionnement pour maximiser l'efficacité technico-économique d'une génératrice à induction linéaire tubulaire d'un système de micro-cogénération à base d'un moteur Stirling à piston libre innovant.

Le modèle analytique électromagnétique a été tout d'abord établi, permettant de prévenir la caractéristique de force et les paramètres du schéma monophasé équivalent. Validé expérimentalement, ce modèle est intégré dans le processus d'optimisation utilisant l'algorithme génétique NSGA-II. Par contre, les pertes fer et mécaniques ne sont pas prises en compte dans le calcul du rendement électrique global.

Dans la démarche d'optimisation, un modèle réduit a permis le découplage entre la TLIG et la partie DPFSE. Ce modèle ayant un temps d'exécution très court a été avantageusement intégré dans le processus d'optimisation pour calculer les fonctions objectifs. Les résultats d'optimisation ont montré que le rendement de la chaîne électrique à base de TLIG est assez faible (autour de 50% pour un secondaire massif en aluminium). Avec un secondaire massif en cuivre, la bonne conductivité du cuivre permettrait d'augmenter le rendement électrique maximal à plus de 60%. La recherche d'un matériau composite conducteur électrique de perméabilité supérieure à l'unité s'avère prometteuse pour l'amélioration du rendement électrique de la TLIG dans cette application (jusqu'à plus de 70%).

La génératrice synchrone linéaire tubulaire à mover à aimant permanent pourrait constituer une solution également intéressante. Cependant, le lourd poids du mover mobile présente une contrainte difficile à satisfaire.

De façon générale, la structure TLIG pourrait rester une solution toute à fait possible pour notre application dans la mesure où la chaleur dégagée par l'effet Joule et par les pertes fer ou mécaniques ne soit pas perdue, mais récupérée pour alimenter la charge thermique.

REMERCIEMENTS

Les auteurs expriment leurs remerciements aux participants du projet ANR-CETI dans la réalisation de ces travaux ainsi qu'à l'ANR qui les a financés.

REFERENCES

- [1] J.H.H. Alwash, A.D. Mohssen, and A.S. Abdi, "Helical Motion Tubular Induction Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 3, pp. 362-369, September 2003.
- [2] J. Duncan and D. Eng, "Linear induction motor - equivalent-circuit model," *IEE Proc*, vol. 130, no. 1, pp. 51-57, January 1983.
- [3] I. Boldea and Syed A. Nasar, *Linear electric actuators and generators*, Cambridge University Press, Ed., 1997.
- [4] E.M. Freeman, B.E. Smith, "Surface impedance-methode applied to multi-layer cylindrical induction devices with circumferential exciting current", *PROC. IEE*, Vol. 117, No 10, October 1970.
- [5] M. Jufer, "Détermination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire", *revue générale d'électricité* 80, pp 105-113, 1971.
- [6] T. Dang, P. François, L. Prévond, H. B. Ahmed, "Theoretical and experimental results of Tubular Linear Induction Generator for Stirling Cogenerator System", *IEEE ICEM XIX Rome, Italy*, 2010.
- [7] A. Musolino, R. Rizzo, and E. Tripodi, "Tubular Linear Induction Machine as a Fast Actuator: Analysis And Design Criteria", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 132, 603-619, 2012.
- [8] K. Deb, A. Prata and R. Agrawal, "A fast and Elistist Genetic Algorithm : NSGA II", *IEEE Transactions on evolutionary computation*, vol. 6, no. 2, pp. 182-197, April 2002.
- [9] J. Boucher, F. Lanzetta and P. Nika, "Optimization of a dual free piston Stirling engine", *Applied Thermal Engineering*, no. 27, pp. 802-811, 2007.
- [10] T. DANG, «Optimisation de l'ensemble convertisseurs-générateurs-commande intégrés à un système de micro-cogénération thermo-mécano-électrique», *Thèse de doctorat ENS Cachan*, 2013