

Contrôle actif de pulsations de couple dans les motorisations hybrides

Mohamed NJEH¹, S. CAUET¹, P. COIRAUT¹

¹Université de Poitiers

Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle, 40 Avenue du Recteur Pineau, 86022 POITIERS Cedex, FRANCE

mohamed.Njeh@etu.univ-poitiers.fr

Résumé— Ce papier traite du développement d'un algorithme de contrôle dans le cadre d'une architecture hybride. L'objectif est de contrôler les pulsations de couples instantanées générées par un moteur thermique à l'aide d'une machine synchrone autopilotée. L'algorithme de contrôle est basée sur une approche par transformée de Hilbert couplée à des correcteurs harmoniques à base de PI. Ces correcteurs sont synthétisés de manière robuste via une approche par LMI. Les résultats sont obtenus par le biais d'un simulateur représentant un moteur mono-cylindre diesel Renault couplé à une machine synchrone. Ce simulateur est représentatif du banc expérimental situé à l'Université de Poitiers.

Mots-clés— Moteur hybride, contrôle actif, commande robuste, LMI.

I. INTRODUCTION

Le véhicule électrique hybride (VEH) réalise une économie élevée de carburant, une réduction des émissions et garantit de bonnes performances telles que l'augmentation de la puissance ou l'atténuation des vibrations. Dans cette technologie de pointe, au moins deux moteurs sont utilisés, généralement un moteur à combustion interne traditionnel et un moteur électrique, qui peuvent être assemblés de différentes manières. Le plus souvent, on rencontre l'architecture parallèle et série.

Dans un moteur à combustion interne, les fortes impulsions de couple du moteur influencent le cycle de vie du moteur et entraînent une augmentation des bruits, des vibrations et réduisent le confort des pilotes [1]. Ces problèmes exigent le contrôle du couple moteur. Habituellement, la valeur moyenne du couple est contrôlée sur un cycle du moteur et le couple instantané produit par les cylindres est imposé. Par conséquent, seulement des solutions passives sont mises en oeuvre pour atténuer les pulsations de couple comme, par exemple, le volant d'inertie.

Les applications VEH à haute performance utilisent le moteur électrique pour contrôler le couple instantané produit pendant la combustion. Par conséquent, cela peut réduire les effets indésirables. Le contrôle du couple instantané peut se faire par la mise en oeuvre d'un volant virtuel [2]. L'impact immédiat est la réduction des masses en inertie et/ou des vibrations en torsion affectant la chaîne cinématique. Les précédentes études expérimentales utilisent des observateurs pour estimer le couple instantané afin de générer une consigne qui annule le couple oscillant [3]. En outre, Lorenz et Davis [4] proposent également, un volant

d'inertie actif contrôlé par un observateur, mais ils ne précisent pas le type de moteur utilisé. D'autres recherches ont montré que le contrôle en boucle ouverte du moteur électrique permet de réduire les oscillations de vitesse du moteur [5]. Afin d'améliorer cette commande, une adaptation de la loi de contrôle en boucle fermée est nécessaire. Des simulations montrent qu'un réseau de neurones peut être utilisé pour absorber le couple pulsatoire à l'aide d'une machine asynchrone [6] et d'un alerno-démarrreur [7]. Le réseau de neurones donne des résultats intéressants [8], mais il est contrôlé comme une boîte noire et il est difficile de faire l'adaptation des paramètres en fonction des différents points de fonctionnement. Il est possible de contrôler par filtrage les pulsations du couple à l'aide d'un filtre passe-bande en se focalisant uniquement sur les harmoniques qui sont les plus pénalisant [9], [10].

Vis-à-vis de ces méthodes, cet article propose une nouvelle façon de contrôler le couple créé par un moteur hybride parallèle. Le correcteur effectue la réjection des perturbations harmoniques. Lors de l'application de la transformation de Hilbert [11], le problème de la synthèse du correcteur harmonique est transformé en un problème de synthèse d'un correcteur par retour de sortie statique.

Nous utilisons une méthode utilisant les inégalités matricielles linéaires basées sur les méthodes [12], [13] et [14].

Le document est organisé comme suit. La deuxième partie présente le modèle de la machine thermique et de la machine électrique ainsi que la stratégie de contrôle. En troisième partie, le banc expérimental hybride de l'Université de Poitiers et le simulateur Simulink sont présentés. Enfin, les résultats de la simulation sont présentés dans la partie 4.

II. STRATÉGIE DE CONTRÔLE

Les objectifs de la boucle de commande sont d'assurer la stabilité du système en boucle fermée et les performances afin d'éliminer les fluctuations de la vitesse et de compenser les ondulations de couple.

La représentation analytique utilisant la transformation de Hilbert, a été considérée comme un outil puissant d'adaptation pour l'analyse de signaux non-stationnaires. Dans notre cas, cette technique assure une transformée temps-fréquence de la vitesse de rotation non-stationnaire du moteur thermique. Cela permet de caractériser les har-

moniques que l'on veut éliminer en fonction du temps.

La boucle de régulation est représentée sur la figure 1. Pour des raisons de clarté, un seul harmonique est représenté sur la figure. Dans le cas réel, il y a une boucle de contrôle pour chaque harmonique.

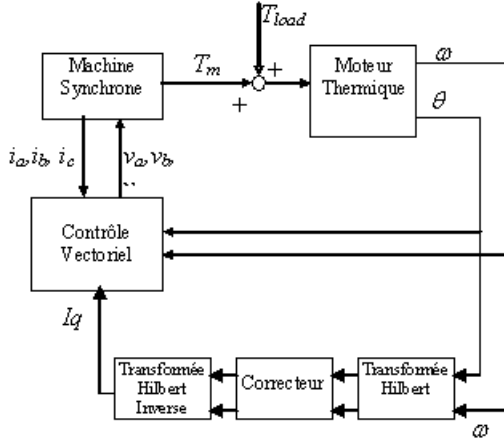


Fig. 1. Boucle de contrôle

A. Modèle après une transformation de Hilbert

Les ondulations de la vitesse ω , viennent de l'ondulation de couple et peuvent être écrites comme une série de Hilbert de N harmoniques à rejeter.

Les dynamiques de la vitesse peuvent être obtenues et réécrites comme ceci :

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ J\dot{\omega} &= (T_p + T_i) + \frac{3}{2}p\lambda i_q - T_l \end{aligned} \quad (1)$$

Introduisons $h(t)$, la transformée de Hilbert du signal analytique à la fréquence ω_0 de $H(t)$:

$$h(t) = H(t) e^{j\omega_0 t},$$

en notation complexe $X(t) = X_R(t) + jX_I(t) \in \mathbb{C}$. Alors, l'équation (1) devient,

$$\begin{aligned} \dot{\theta} + j\omega\theta &= \omega \\ J(\dot{\omega} + j\omega_0\omega) &= (T_p + T_i) + \frac{3}{2}p\lambda i_q - T_l. \end{aligned}$$

Soit $\omega(t) = \omega_R(t) + j\omega_I(t)$, $I_q(t) = I_{qR}(t) + jI_{qI}(t)$ et $T = (T_p + T_i) - T_l = (T_R + jT_I)$, alors,

$$\begin{aligned} \dot{\theta} + j\omega\theta &= \omega_R + j\omega_I \\ J(\dot{\omega} + j\omega_0(\omega_R + j\omega_I)) &= (T_R + jT_I) \\ &+ \frac{3}{2}p\lambda(I_{qR} + jI_{qI}). \end{aligned} \quad (2)$$

Supposons que la boucle de courant du moteur électrique est modélisée par une fonction de transfert du premier ordre :

$$i_q(s) = \left(\frac{1}{1 + \tau_e s} \right) I_{qref}(s), \quad (3)$$

où τ_e est la constante de temps. Dans notre cas, elle est égale à $\frac{1}{600Hz}$.

Alors, le modèle d'état est donné par,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\omega_0)x + B_w w + B_u u \\ y &= C_y x + D_{yu} u, \end{aligned} \quad (4)$$

où $w^T = [T_R, T_I]$ représente les entrées exogènes (perturbations de couple dans les axes réels et imaginaires), $x^T = [\omega_R, \omega_I, I_{qrefI}, I_{qrefR}]$ est le vecteur d'état, $u^T = [u_R, u_I]$ est le vecteur d'entrée et y le vecteur de sortie. Nous avons alors,

$$\begin{aligned} A(\omega_0) &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & \frac{3}{2J}p\lambda & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & \frac{3}{2J}p\lambda \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_e} & \omega_0 \\ 0 & 0 & -\omega_0 & -\frac{1}{\tau_e} \end{bmatrix}, \\ B_u &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\tau_e} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_e} \end{bmatrix}, \\ B_w &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ D_{yu} &= 0. \end{aligned}$$

B. Synthèse des PI multivariables

Lorsque la transformation de Hilbert est utilisée, l'ondulation de couple est transformée en une perturbation constante. Afin de rejeter les perturbations, la plupart du temps constante, une action intégrale doit être présente dans le correcteur. Par conséquent, la synthèse d'un correcteur de type Proportionnel-Intégral assurera de bonnes performances. Dans notre cas, la synthèse est multivariables (partie réel et imaginaire) et est basée sur une synthèse de type H_∞ par retour statique de sortie. Le correcteur est trouvé en résolvant des inégalités matricielles linéaires (LMI) pour chaque harmonique $k\omega_0$.

Soit le correcteur PI suivant,

$$u = F_1 y + \int_0^t F_2 y(\mu) d\mu, \quad (5)$$

F_1 et $F_2 \in R^{2 \times 2}$ sont des matrices à trouver.

$$\text{Soit } z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ \int_0^t y(\mu) d\mu \end{bmatrix}.$$

En combinant les équations (4), (5) et la définition de z , le système peut être représenté sous une forme augmentée,

$$\dot{z} = \bar{A}(\omega_0)z + \bar{B}_w w + \bar{B}_u u.$$

Les matrices \bar{A} , \bar{B}_u et \bar{B}_w sont définies comme suit,

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{pmatrix} \quad \bar{B}_u = \begin{pmatrix} B_u \\ 0 \end{pmatrix} \quad \bar{B}_w = \begin{pmatrix} B_w \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

Soit $\bar{y} = \begin{pmatrix} \bar{y}_1 \\ \bar{y}_2 \end{pmatrix}$ avec,

$$\bar{y}_1 = \begin{pmatrix} C & 0 \end{pmatrix} z, \quad (7)$$

$$\bar{y}_2 = \begin{pmatrix} 0 & I \end{pmatrix} z. \quad (8)$$

Dans ce cas, nous avons,

$$u = F_1 \bar{y}_1 + F_2 \bar{y}_2 = \begin{pmatrix} F_1 & F_2 \end{pmatrix} \bar{y} = \bar{F} \bar{y}. \quad (9)$$

Ainsi, le problème de la synthèse des correcteurs PI est transformée en un problème de synthèse par retour statique de sortie pour le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{z} = \bar{A}(\omega_0)z + \bar{B}_w w + \bar{B}_u u, \\ \bar{y} = \bar{C}z, \\ u = \bar{F} \bar{y}, \end{cases}, \quad (10)$$

où,

$$\bar{C} = \begin{pmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Trouver un retour statique de sortie par synthèse H_∞ est comme obtenir \bar{F} de la forme (9) telle que le transfert T_{wy} entre w et y est stable en minimisant

$$\|T_{wy}\|_\infty < \gamma, \quad (12)$$

où $\gamma > 0$ et $\|\cdot\|_\infty$ représente la norme H_∞ .

Ce problème est connu sous le nom de lemme borné réel.

Lemme : La norme H_∞ du transfert associé au système en boucle fermée est strictement inférieure à γ si seulement si il existe une matrice définie positive P telle que :

$$\begin{pmatrix} PA_f + A_f^T P & P\bar{B}_f & \bar{C}^T \\ \bar{B}_f^T P & -\gamma I & 0 \\ \bar{C} & 0 & -\gamma I \end{pmatrix} < 0 \quad (13)$$

avec

$$\begin{aligned} A_f &= \bar{A} + \bar{B}_u \bar{F} \bar{C}, \\ B_f &= \bar{B}_w \end{aligned}$$

Le lemme suivant est utile pour le prochain développement.

Théorème : Soit le système défini par (10). Soit la matrice \bar{F}_0 telle que $A_0 = \bar{A} + \bar{B}_2 \bar{F}_0$ est stable au sens de Hurwitz. Il existe un retour statique de sortie de la forme (5), vérifiant (9), tel que le système bouclé est asymptotiquement stable et tel que sa norme H_∞ est inférieur à $\gamma > 0$ s'il existe P , f_1 , f_2 , f_3 , G et L vérifiant l'ensemble des LMI suivantes :

$$P = P^T > 0, \quad (14)$$

$$\begin{pmatrix} PA_0 + A_0^T P + \bar{C}^T \bar{C} & P\bar{B}_w \\ \bar{B}_w^T P & -\gamma^2 I \end{pmatrix} < 0, \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} \bar{C}^T \bar{C} & 0 & P & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & 0 \\ P & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ & + Sym \left\{ \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_0 & \bar{B}_w & -I & 0 \end{pmatrix} \right\} \\ & + Sym \left\{ \begin{pmatrix} f_1 \bar{B}_u \\ f_2 \bar{B}_u \\ f_3 \bar{B}_u \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & I \end{pmatrix} \right\} \\ & + Sym \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L\bar{C} - G\bar{F}_0 & 0 & -G \end{pmatrix} \right\} < 0, \end{aligned} \quad (16)$$

où f_1 , f_2 , f_3 sont des matrices non nulles et la matrice de retour statique de sortie \bar{F} est donnée par $\bar{F} = G^{-1}L$.

La preuve de ce théorème peut être trouvée dans [15]. Elle est dérivée de lemmes trouvés dans [16].

III. MODÈLE DU BANC HYBRIDE

Afin de modéliser la propulsion hybride, une étude et des tests ont été effectués sur le banc expérimental de l'Université de Poitiers. A l'aide de Matlab-Simulink, un banc de simulation basée sur cette plate-forme hybride a été élaboré par le biais d'une modélisation complète.

Le banc expérimental est représenté sur la figure 2. Une machine synchrone à aimants permanents a été choisie. En fait, ce moteur a été choisi pour sa faible inertie et sa dynamique très importante. La machine synchrone à aimants permanents est connectée avec le vilebrequin via une courroie extrêmement rigide (le taux de réduction est de 1/2). Le régime du moteur et la position du moteur à combustion interne sont mesurés avec un codeur incrémental placé sur le vilebrequin. La vitesse et la position de la machine synchrone sont également mesurées par un résolveur.

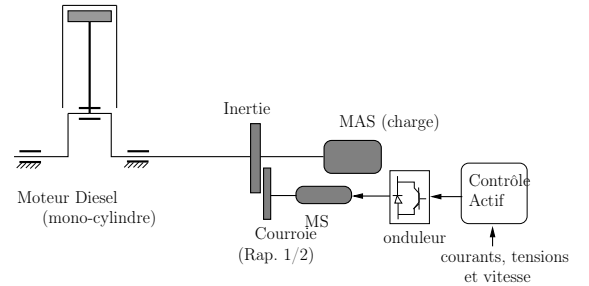


Fig. 2. Schéma du banc moteur

Chaque entité du banc moteur va être détaillée dans les parties suivantes.

A. Le moteur diesel

Le moteur diesel est un mono-cylindre de 0,5 l de l'usine Renault SA. L'ondulation de couple du moteur à combustion interne est très importante à basse vitesse. Beaucoup

de vibrations indésirables sont à basses fréquences. L'étude portera sur l'absorption des ondulations au régime du ralenti. Le moteur tourne alors à environ 900 tr/min. À 900 tr/min, la pression dans le cylindre est représentée sur la figure 3.

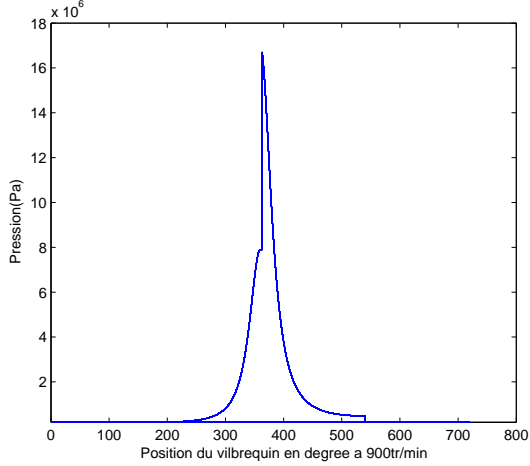


Fig. 3. Pression dans le cylindre

Les paramètres du moteur diesel sont :

- $r = 88mm$: course du piston,
- $m_a + m_p = 1.175kg$: masses en oscillation
- couple moyen maximum $80Nm$ à $2000tr/min$,
- couple instantané maximum $2000Nm$,
- vitesse de fonctionnement : 200 à $4500tr/min$.

Sur la figure 4, la vitesse du moteur thermique (en bas) et de la machine synchrone (en haut) sont représentées.

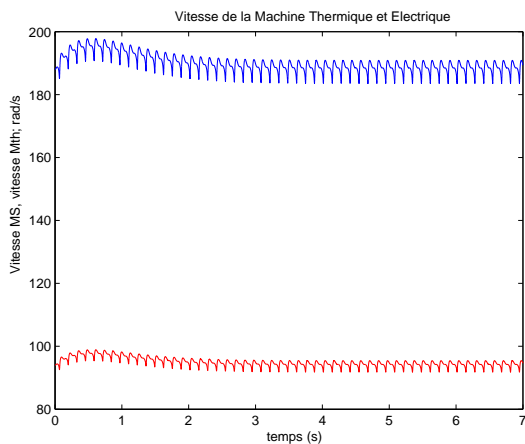


Fig. 4. Vitesses et ondulations des deux moteurs

B. La machine synchrone

On peut contrôler les ondulations de couple créés en utilisant le moteur électrique en tant que source de compensation. Le moteur thermique est directement relié au moteur

électrique afin d'assurer une vitesse constante. Dans ce cas, on réalise un contrôle actif des ondulations de couple.

L'idée est de contrôler instantanément le couple de moteur électrique afin de supprimer l'ondulation de vitesse du moteur diesel. C'est un moyen de contrer l'ondulation du moteur dans les véhicules hybrides.

Les paramètres de la machine synchrone sont :

- $P = 15KW$: Puissance nominale,
- $Cn = 64Nm$: Couple nominal,
- $p = 5$: Nombre de paires de pôles,
- $\lambda = 0.214V$: Coefficient de couple,
- $L_d = L_q = 10.9mH$: Inductance dans l'axe q,
- $Rs = 0.464$: Résistance de la phase a ,
- $K = 10000Nm$: Raideur de la courroie,
- Réduction entre les deux arbres moteurs = $\frac{1}{2}$.

IV. RÉSULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, afin de prouver l'utilité du correcteur en charge de la lutte contre les perturbations périodiques, nous présentons les résultats en simulation. La figure 5 illustre les réponses sans contrôle actif de 0 à 7s, et avec contrôle actif après 7s.

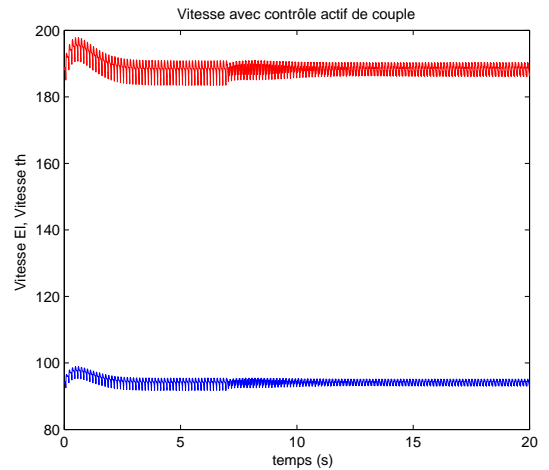


Fig. 5. Réponse avec le contrôle actif de couple

On considère dans ce cas que le correcteur est d'ordre 2×2 . Le correcteur suivant a été trouvé pour la fréquence de 15Hz,

$$F_{15} = \begin{bmatrix} -0.4366 & 0.0062 \\ -0.0062 & -0.4366 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-0.3184}{s} & \frac{-11.3700}{s} \\ \frac{-11.3700}{s} & \frac{0.3184}{s} \end{bmatrix},$$

avec $\gamma = 0.79$.

et celui-ci pour la fréquence de 22.5Hz,

$$F_{22.5} = \begin{bmatrix} -0.4544 & 0.0095 \\ -0.0095 & -0.4544 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-0.9061}{s} & \frac{-20.7248}{s} \\ \frac{-20.7248}{s} & \frac{0.9061}{s} \end{bmatrix},$$

avec $\gamma = 0.81$.

Comme indiqué sur la figure 6, les harmoniques de couples ont correctement été rejetés.

Cette boucle de contrôle est très utile pour atténuer les vibrations sur les véhicules hybrides. Cette stratégie n'a pas besoin d'énergie importante. En effet, seuls les harmoniques de couple sont générés et leurs valeurs moyennes

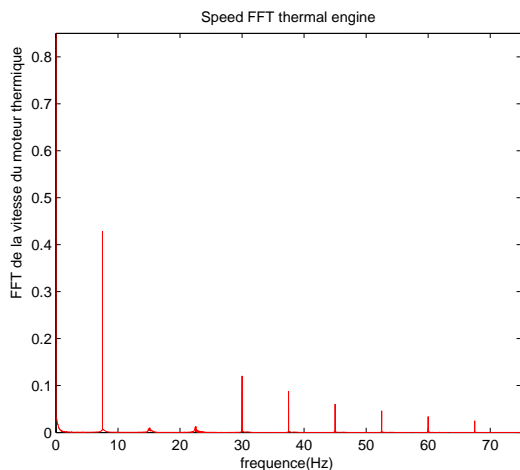


Fig. 6. FFT de la vitesse du moteur thermique

sont autour de zéro. Ce type de correcteur peut être amélioré lorsque la vitesse du moteur varie, notamment par des correcteurs adaptatifs ou de correcteurs LPV.

V. CONCLUSION

Dans ce papier, nous présentons une nouvelle stratégie de contrôle de l'ondulation de couple dans les véhicules hybrides. Une machine synchrone à aimants est utilisée pour compenser les ondulations de couple du moteur à combustion interne. L'avantage de la structure est qu'elle génère un couple moyen proche de zéro. La synthèse est basée sur une synthèse de PI par retour statique de sortie à base d'inégalités matricielles linéaires. Les résultats de simulation montrent l'intérêt de cette approche. La suite des travaux portera sur la mise en service d'une commande dépendante de l'angle de vilebrequin et non du temps.

RÉFÉRENCES

- [1] J. CHAUVIN, G. CORDE, P. MOULIN, M. CASTAGNE, N. PETIT et P. ROUCHON : Time-varying linear observer for torque balancing on a di engine. *In IFAC Symposium on Advances in Automotive control*, April 19-23 2004.
- [2] S. V. GUSEV, W. JOHNSON et J. MILLER : Active flywheel control based on the method of moment restriction. *In American Control Conference*, 1997.
- [3] Roy Inge DAVIS et Robert Donald LORENZ : Engine torque ripple cancellation with an integrated starter alternator in a hybrid electric vehicle. *Implementation and control, IEEE Transactions on Industry Applications*, 39, 2003.
- [4] Robert Donald LORENZ et Roy Inge DAVIS : Apparatus and method for engine crankshaft torque ripple control in a hybrid electric vehicle, patent no. : Us 6,336,070 b1. patent no. : Us 6,336,070 b1., 2002. patent no. : Us 6,336,070 b1.
- [5] Y. NAKAJIMA, M. UCHIDA, H. OGANE et Y. KITAJIMA : A study on the reduction of crankshaft rotational vibration velocity by using a motor-generator. *JSAE Review*, 21:335-341, 2000.
- [6] M. BEUSCHEL et D. SCHRÖDER : Identification and compensation of combustion torque pulsation using a harmonic activation neural network. *In 8th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'99*, 1999.
- [7] M. BEUSCHEL, M. RAU et D. SCHRODER : Adaptive damping of torque pulsation using a startergenerator-opportunities and boundaries. *In Industry Applications Conference IEEE*, volume 3, pages 1403-1408, 2000.
- [8] A. T. ZAREMBA, I. V. BURKOV et R. M. STUNTZ : Active damping of engine speed oscillations based on learning control. *In American Control Conference, Philadelphia*, 1998.
- [9] A.T. ZAREMBA et R. I. DAVIS : Control design for active engine damping using a starter/alternator. *In Proceedings of the 2000 American Control Conference*, 2000.
- [10] A. T. ZAREMBA : System for damping engine speed oscillations, patent no. : Us 6,286,473 b1. patent no. : Us 6,286,473 b1., 2000.
- [11] F. COULON : *Théorie et traitement des signaux*. Lausanne : Presses polytechniques et universitaires romandes, 1996.
- [12] Denis ARZELIER, Dimitri PEAUCELLE et Ricardo ARIZA : Une methode iterative pour la synthese mixte $\mathcal{H}_\infty/\mathcal{H}_2$ par retour de sortie statique. *In CIFA 2002*, Nantes, France, 2002.
- [13] D. ARZELIER, D. PEAUCELLE et S. SALHI : Robust static output feedback stabilization for polytopic uncertain systems : improving the guaranteed performance bound. *In ROCOND*, Milan, Italy, Juin 2003.
- [14] D. MEHDI, E. BOUKAS et O. BACHELIER : Static output feedback design for uncertain linear discrete time system. *IMA Journal of Mathematical Control and Information*, 22:227-239, 2003.
- [15] F. LAUNAY, P. COIRAULT, S. CAUET et F. HUTU : Synchronization of two chaotic systems using pid control. *In Ifac Conference on Analysis and Control of chaotic Systems*, pages 169-174, 2006.
- [16] T. IWASAKI, R. E. SKELTON et K. GRIGORIADIS : *A unified algebraic approach to linear control design*. Ed. Taylor and Francis Press, 1998.