

Commande multivariable et en boucle ouverte de l'hystérésis et vibrations dans les actionneurs piézoélectriques multi-axes

Didace HABINEZA, Micky RAKOTONDRABE, Yann LE GORREC

Institut FEMTO-ST, département AS2M,

Université de Franche Comté/CNRS/ENSMM/UTBM, 25000 Besançon, France.

{didace.habineza; mrakoton; legorrec}@femto-st.fr

Résumé— Ce papier est dédié à la synthèse d'une commande en boucle ouverte d'un système piézoélectrique multivariable, travaillant en deux degrés de liberté (2-dll). Le système est affecté par le phénomène d'hystérésis qui est une non-linéarité très connue dans les matériaux piézoélectriques, les vibrations mal amorties ainsi que les couplages entre ses deux axes. La technique de commande proposée est basée sur une linéarisation du système par compensation de l'hystérésis, et d'une commande H_∞ en boucle ouverte, pour supprimer les vibrations et réduire l'amplitude des couplages. La compensation de l'hystérésis est effectuée grâce au modèle de Bouc-Wen généralisé multivariable capable de modéliser simultanément l'hystérésis des transferts directs ainsi que les couplages. En raison d'un ordre très élevé du système étudié, on propose d'abord de l'amortir avant la synthèse du compensateur H_∞ , afin d'obtenir un correcteur facilement implémentable expérimentalement. L'amortissement est réalisé en utilisant la technique input shaping-zero vibration, appliquée sur chacun de deux axes du système. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent l'efficacité de la technique proposée en termes de suppression des vibrations, l'hystérésis ainsi que les couplages entre les deux axes du système.

Mots-clés— actionneurs piézoélectriques multi-axes, hystérésis, vibrations, couplages, commande en boucle ouverte, commande multivariable, H_∞ , Bouc-Wen généralisé, input shaping.

I. INTRODUCTION

Les actionneurs piézoélectriques sont très populaires dans les applications à l'échelle micro/nano grâce à leur très bonne résolution (l'ordre de nanomètre), une large bande passante (plus d' 1 kHz possible), une grande densité de force, une basse consommation en puissance, etc. Du point de vue fonctionnel, les actionneurs piézoélectriques peuvent être regroupés en deux catégories. La première est constituée d'actionneurs conçus pour fournir les déflexions suivant un seul axe (actionneurs mono-axes ou monovariable). Ils sont utilisés pour les tâches de micromanipulation et assemblage. La deuxième catégorie concerne les actionneurs capable de fléchir suivant plusieurs axes (actionneurs multivariables), et ainsi, exécuter les tâches de positionnement dans l'espace. Un exemple de ce type d'actionneurs est le tube piézoélectrique utilisé dans la microscopie à force atomique, pour le déplacement ou le positionnement de l'échantillon balayé avec une résolution de l'ordre de nanomètre et à une fréquence pouvant atteindre 1kHz.

Néanmoins, les actionneurs piézoélectriques sont affectés par l'hystérésis, les oscillations mal amorties ainsi que les couplages entre différents axes pour les actionneurs multivariables. Noter aussi que, l'hystérésis et les vibrations

apparaissent dans les transferts directs mais aussi dans les couplages. Pour contrecarrer ces problèmes, la commande en boucle fermée est à priori la plus adaptée mais sa mise en place est compromise par le manque de capteurs adaptés (en termes de performances et dimensions) pour les applications à l'échelle micro/nano. D'un côté, les capteurs de petite taille (capteurs capacitifs et inductifs) ont relativement beaucoup de bruits de mesure et une sensibilité à l'environnement (température, champs magnétique) élevée. De l'autre côté, les capteurs disposants de bonnes performances (faibles bruits, bonne résolution et précision, faible sensibilité à l'environnement) tels que les capteurs optiques ont des grandes tailles, ce qui rend leur installation difficile surtout pour les actionneurs multivariables où un nombre élevé de capteurs est nécessaire.

Par conséquent, les techniques de commande en boucle ouverte, permettant de contourner ce problème sont utilisées. La commande en boucle ouverte de l'hystérésis est basée essentiellement sur l'inversion du modèle. Pour cela, un modèle d'hystérésis est d'abord identifié et puis différentes techniques consistant à inverser ce modèle ou à trouver une structure équivalente à son inverse sont appliquées. Les modèles d'hystérésis existants sont adaptés aux systèmes monovariables. Pour tenir en compte l'hystérésis dans les couplages, le modèle de Bouc-Wen a été étendu pour la modélisation multivariable. Une autre technique, adapté qu'aux systèmes monovariables, est la commande en charge. Elle consiste à amplifier la tension d'alimentation en une charge qui est ensuite appliquée à l'actionneur. La relation charge-déflexion résulte en un comportement linéaire mais cette technique est moins utilisée puisqu'elle demande une conception et implémentation supplémentaires du circuit d'amplification. Pour compenser les vibrations en boucle ouverte, les techniques input shaping sont utilisées. Elles consistent généralement à modifier le signal d'entrée de telle sorte à provoquer une ou plusieurs vibrations résultant en une dissipation de la vibration globale. Ces techniques servent à supprimer les vibrations pour les actionneurs monovariables ou pour les cas multivariables mais sans tenir compte des couplages. Une autre méthode est l'inversion des dynamiques mais elle n'est pas directement applicable aux systèmes avec des zéros instables ou les systèmes non-bicausaux.

Dans ce papier, nous proposons une commande H_∞ en boucle ouverte pour supprimer les vibrations dans les axes directs du tube piézoélectrique ainsi que réduire l'ampli-

tude des couplages. La commande H_∞ en boucle ouverte a été utilisée pour les actionneurs piézoélectriques par George Schitter en 1994, pour un cas monovariable et dans ce papier, nous proposons de l'étendre pour la commande des actionneurs multivariables. L'intérêt de la technique proposée est qu'elle nous permet d'inclure les transferts directs et les couplages dans la synthèse du correcteur sans avoir à faire appel aux techniques de découplage. La procédure de modélisation et commande proposée est décrite par la figure 1.

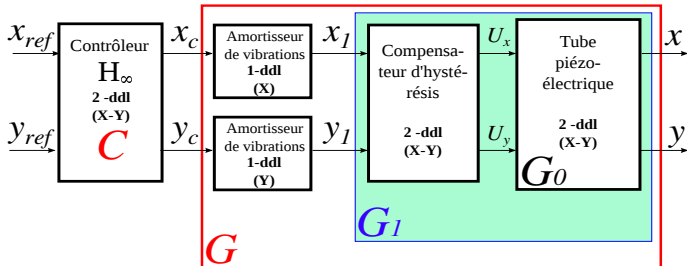


Fig. 1. Schéma de modélisation et commande du système.

En premier lieu, le système G_0 est linéarisé en combinant le modèle de Bouc-Wen généralisé multivariable et une structure multiplicative inverse. Ensuite, le système linéarisé (G_1) est reidentifié. G_1 étant d'ordre très élevé, une synthèse H_∞ qui lui appliqué abouti à un compensateur d'ordre très élevé, difficilement implémentable expérimentalement. On propose alors d'abord d'amortir G_1 par la compensation input shaping appliquée sur chaque axe. Un nouvel système G d'ordre plus petit est ainsi obtenu et directement utilisé pour la synthèse du compensateur H_∞ .

Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que la technique proposée procure des résultats satisfaisants en terme de suppression des vibrations et réduction des couplages, et cela, sans l'utilisation des capteurs, ce qui constitue un grand avantage pour les applications à l'échelle nano/micro. En outre, la technique proposée permet l'intégration d'une commande boucle fermée qui peut être rajoutée en vue d'augmenter les performances telles qu'une plus grande largeur de la bande passante et la suppression complète de l'hystérésis à de très hautes fréquences.

La suite du papier est organisée comme suit : la section II fait une description de la maquette expérimentale utilisée. Et puis, la section III est dédié à la caractérisation, modélisation et linéarisation du système tube piézoélectrique utilisé. Dans la section IV, le système linéarisé dans la section III est de nouveau identifié et puis amorti en vue de faciliter la synthèse du compensateur H_∞ dont le calcul est détaillé dans la section V. La section VI présente les résultats de simulation et expérimentaux et enfin, la section VII tire les conclusions et donne quelques perspectives.

II. DESCRIPTION DE LA MAQUËTTE EXPÉRIMENTALE

Le système expérimental (figure 2) est composé d'un tube piézoélectrique, un ordinateur avec les logiciels Matlab/Simulink, deux capteurs de déplacement et deux amplificateurs de tension connectés à l'ordinateur via

une carte de conversion analogique-numérique/numérique-analogique dSPACE-1103.

Le tube piézoélectrique utilisé est de type PT230.94 fabriqué par la compagnie PIceramic, souvent utilisé dans la microscopie à force atomique (AFM). Cet actionneur est conçu pour fournir des déflexions dans trois directions (X, Y et Z). Il est constitué du matériau PZT, quatre électrodes externes (nommées + x, -x, +y, et -y), et une électrode interne qui sert de masse. Les tensions $+U$ et $-U$ peuvent être appliquées sur les électrodes + x et -x (+ y et -y, respectivement) pour obtenir des déflexions du tube dans la direction X (direction Y). Une déformation axiale (extension ou allongement le long de l'axe Z) est obtenue en appliquant une même tension sur tous les quatre électrodes externes.

Comme la plage de tension de fonctionnement des tubes PT230.94 est de $\pm 250V$, deux amplificateurs de tension (chacun pour l'alimentation de deux des quatre électrodes) sont utilisés pour amplifier la tension de sortie de la carte DSpace qui n'est que de l'ordre de $\pm 10V$. Les déflexions du tube sont mesurées à l'aide des capteurs de déplacement optiques LC2420 fabriqués par la compagnie Keyence. Ces capteurs ont une résolution de 50 nm, une précision de 200 nm et une bande passante de plus de 1500kHz. L'actionneur étant de forme tubulaire, un petit cube à faces perpendiculaires et réfléchissantes est utilisé pour permettre une mesure linéaire de déflexion par les capteurs optiques.

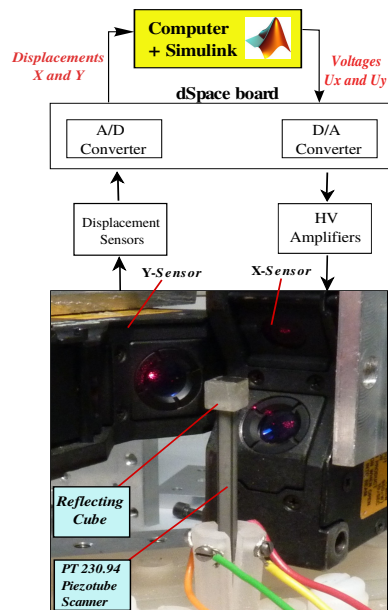


Fig. 2. Maquette expérimentale

III. CARACTÉRISATION, MODÉLISATION ET LINÉARISATION DU SYSTÈME G_0 (TUBE PIÉZOÉLECTRIQUE)

A. Caractérisation et modélisation des dynamiques

Les dynamiques du système sont identifiées à partir de la partie transitoire d'une réponse à échelon. Pour cela, on applique d'abord un échelon U_x ($U_y = 0$) d'amplitude 200V et on mesure simultanément les déflexions x (le transfert direct) et y (le couplage). Ensuite, on refait la même opération avec un échelon U_y ($U_x = 0$) et on mesure

x (le couplage) et y (le transfert direct). Ces résultats sont reportés dans la figure 3 où on remarque les vibrations mal amorties pour les transferts directs et les couplages.

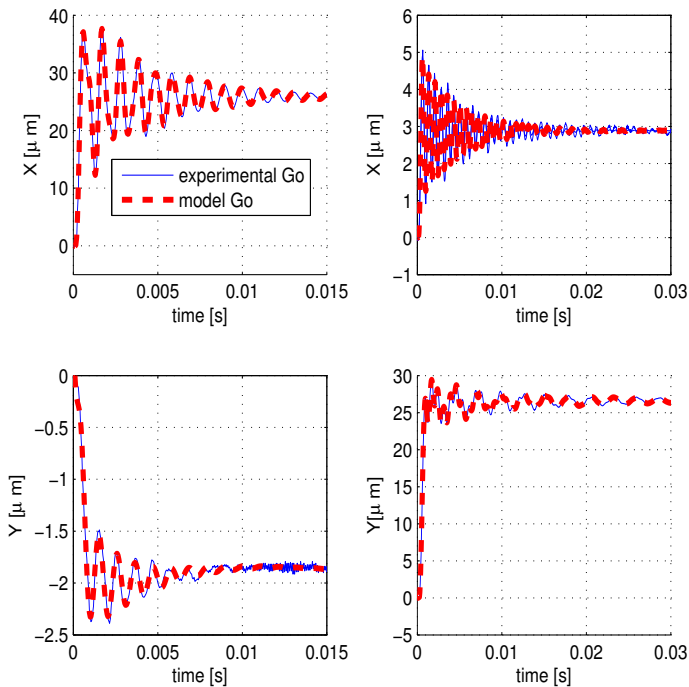


Fig. 3. Courbes expérimentales (—bleu) et modèle $G_0(s)$ (- - rouge) (les données expérimentales ont été enregistrées avec une période d'échantillonnage de $25\mu s$).

La dynamique $G_0(s)$ est constituée de quatre fonctions de transfert $G_{xx}^0(U_x \rightarrow x)$, $G_{yx}^0(U_x \rightarrow y)$, $G_{xy}^0(U_y \rightarrow x)$ et $G_{yy}^0(U_y \rightarrow y)$. En utilisant la toolbox "system identification" de Matlab sur chacun des quatre réponses à échelon de la figure 3, les quatre fonctions de transfert (equation 1) ont été identifiées.

$$\begin{cases} G_0(s) = \begin{pmatrix} G_{xx}^0 & G_{xy}^0 \\ G_{yx}^0 & G_{yy}^0 \end{pmatrix} \\ G_{xx}^0(s) = \frac{5.9455(s-1.747e05)(s-9.1e04)(s+884.7)(s+47.68)}{(s+1.131e04)(s+864.4)(s+46.93)(s^2+483.9s+3.779e07)} \\ \quad \times \frac{(s^2+1123s+4.203e07)(s^2+1016s+6.257e07)}{(s^2+1081s+3.937e07)(s^2+773.7s+1.175e08)}; \\ G_{yx}^0(s) = \frac{-17.554(s^2+422.6s+1.681e05)(s^2-5965s+5.912e07)}{(s+3068)(s^2+390.1s+1.735e05)(s^2+784.6s+3.504e07)}; \\ G_{xy}^0(s) = \frac{-32104(s-1.491e05)(s+8840)}{(s^2+9111s+4.058e07)(s^2+356.4s+7.229e07)}; \\ G_{yy}^0(s) = \frac{77.901(s+816.9)(s+48.58)(s^2+130.4s+6.018e06)}{(s+4391)(s+795.6)(s+47.39)(s^2+124.7s+5.522e06)} \\ \quad \times \frac{(s^2-328.9s+9.156e07)(s^2-2.614e04s+3.038e08)}{(s^2+6999s+5.845e07)(s^2+369.4s+7.228e07)} \end{cases} \quad (1)$$

La figure 3 montre une très bonne cohérence entre le modèle identifié et les courbes expérimentales obtenus pendant la caractérisation.

B. Caractérisation et modélisation de l'hystérésis

L'hystérésis est caractérisé en utilisant un signal répétitif (sinusoidal ou triangulaire). Pour cela, on applique d'abord une entrée sinusoidale U_x d'amplitude 200V ($U_y = 0$). Comme résultat, le tube fléchit suivant la direction X (transfert direct) mais on remarque aussi une déflexion de faible amplitude dans la directions Y (le couplage). On mesure simultanément les deux déflexions x et y , et

pour observer l'hystérésis on représente graphiquement x en fonction de U_x (figure 4-(a)et(c)). Ensuite, on répète la même opération avec U_y d'amplitude 200V pour obtenir les courbes de la figure 4-(b)et(d). Ces quatre figures montrent un comportement hystérétique du système pour les transferts directs que pour les couplages.

Pour la modélisation de l'hystérésis, nous avons choisi le modèle de Bouc-Wen généralisé multivariable [1]. Le choix de ce modèle est justifié par le fait qu'il est capable de modéliser simultanément l'hystérésis présent dans les transferts directs et couplages ainsi que sa forme non-symétrique très remarquable pour les couplages (figure 4-(b) et (c)).

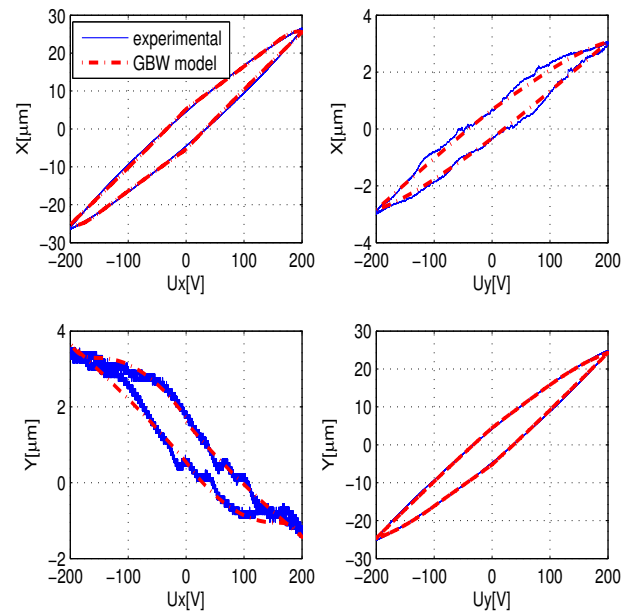


Fig. 4. Caractérisation (—bleu) et modélisation (- - rouge) de l'hystérésis par le modèle de Bouc-Wen généralisé multivariable.

Le modèle Bouc-Wen généralisé multivariable pour les actionneurs piézoélectriques (adapté à partir du modèle de Bouc-Wen généralisé monovariable [2]) est représenté par l'équation 2,

$$\begin{cases} Y = KU - z \\ \dot{z} = \dot{U}[A - |z|\psi(U, \dot{U}, z)] \\ \psi(U, \dot{U}, z) = B \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U}z)) + C \text{diag}(\text{sgn}(U\dot{U})) \\ \quad + D \text{diag}(\text{sgn}(Uz)) + E \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U})) \\ \quad + F \text{diag}(\text{sgn}(z)) + G \text{diag}(\text{sgn}(U)) \end{cases} \quad (2)$$

où U représente le vecteur d'entrées (les tensions), Y le vecteur des sorties (les déflexions) et z le vecteur des variables internes de l'hystérésis. Les paramètres K, A, B, \dots, G , sont des matrices réelles, dont les paramètres sont identifiés en utilisant la méthode des moindres carrés. "diag" et "sgn" indique la respectivement les fonctions diagonalisation et signe (signum). Pour notre système de vecteur d'entrées $U = (U_x \ U_y)^T$ et sorties $Y = (x \ y)^T$, les paramètres identifiés sont représentés dans les équations 3, 4 et 5.

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0.1823 & 0.0843 \\ -0.0190 & 0.2018 \end{pmatrix}}_K \begin{pmatrix} U_x \\ U_y \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} z_x \\ z_y \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_x \\ \dot{z}_y \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0.0394 & 0.0620 \\ -0.0192 & 0.0640 \end{pmatrix}}_A \begin{pmatrix} \dot{U}_x \\ \dot{U}_y \end{pmatrix} - \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_{xx} & \psi_{xy} \\ \psi_{yx} & \psi_{yy} \end{pmatrix}}_{\Psi(U, \dot{U}, z)} \begin{pmatrix} \dot{U}_x & 0 \\ 0 & \dot{U}_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |z_x| \\ |z_y| \end{pmatrix} \quad (4)$$

avec $\Psi(U, \dot{U}, z) =$

$$\begin{aligned} & \underbrace{\begin{pmatrix} 0.0037 & 0.0006 \\ -0.0015 & 0.0032 \end{pmatrix}}_B \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U}_x z_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U}_y z_y)) \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} 0.0224 & 0.004 \\ 0.0021 & 0.0038 \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(U_x \dot{U}_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(U_y \dot{U}_y)) \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} -0.0152 & -0.0002 \\ -0.0020 & -0.0011 \end{pmatrix}}_D \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(U_x z_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(U_y z_y)) \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} 0.0013 & 0.0000 \\ 0.0001 & -0.0003 \end{pmatrix}}_E \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U}_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(\dot{U}_y)) \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} -0.0013 & 0.0000 \\ -0.0001 & -0.0003 \end{pmatrix}}_F \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(z_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(z_y)) \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} 0.0003 & 0.0010 \\ 0.0000 & 0.0004 \end{pmatrix}}_G \begin{pmatrix} \text{diag}(\text{sgn}(U_x)) \\ \text{diag}(\text{sgn}(U_y)) \end{pmatrix} \quad (5) \end{aligned}$$

C. Linéarisation du système : compensation de l'hystérésis

Le modèle identifié dans section précédente est combiné avec une structure multiplicative inverse pour compenser l'hystérésis multivariable du système G_0 . A partir de la figure 1 et la première ligne de l'équation 2, on peut écrire que

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} U_x \\ U_y \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} z_x \\ z_y \end{pmatrix}. \quad (6)$$

L'équation du compensateur est donc obtenue :

$$\begin{pmatrix} U_x \\ U_y \end{pmatrix} = K^{-1} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} z_x \\ z_y \end{pmatrix}, \quad (7)$$

avec K^{-1} l'inverse de la matrice K (equation 3) et $(z_x \ z_y)^T$, un vecteur de signaux issus des equations 4 et 5. L'avantage de cette méthode est qu'elle nécessite pas un calcul supplémentaire du compensateur : les paramètres du modèle sont directement utilisés pour le compensateur (seul l'inverse de la matrice K est calculé).

Pour vérifier l'effet du compensateur (la linéarité du système G_1), on suit la même procédure que dans la section III.B mais cette fois-ci avec des entrées sinusoïdales x_1 et x_2 de $25\mu\text{m}$ d'amplitude (G_1 étant un système de gain statique unitaire suite à l'inversion de la matrice K dans le compensateur). Les courbes obtenues sont représentées dans la figure 5 où on remarque une réduction très considérable de l'hystérésis dans les transferts directs et une réduction d'amplitude des couplages.

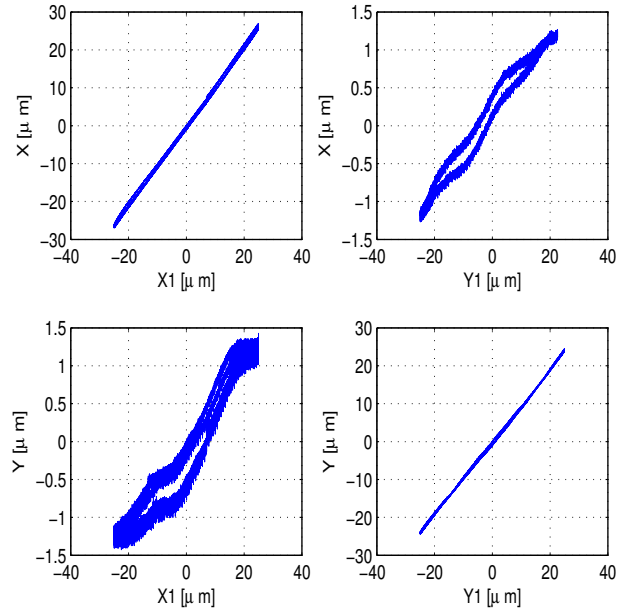


Fig. 5. Compensation de l'hystérésis : vérification de la linéarité du système G_1 . Les signaux sinusoïdaux utilisés ont une amplitude de $25\mu\text{m}$ et une fréquence de 0.1Hz .

IV. IDENTIFICATION ET AMORTISSEMENT DU SYSTÈME LINÉARISÉ (G_1)

Après l'étape de linéarisation, le système obtenu (G_1) a été identifié suivant la procédure de la section III.A, en utilisant des échelons x_1 et x_2 de $25\mu\text{m}$ d'amplitude. Les courbes obtenues ainsi que le modèle identifié $G_1(s)$ sont représentés dans la figure 6. On remarque une bonne cohérence entre ce modèle et les données expérimentales et une partie transitoire du système G_1 caractérisée par des fortes vibrations mal amorties.

L'équation 8 représente les dynamiques identifiées.

$$\left\{ \begin{aligned} G_1(s) &= \begin{pmatrix} G_{xx}^1 & G_{xy}^1 \\ G_{yx}^1 & G_{yy}^1 \end{pmatrix} \\ G_{xx}^1(s) &= \frac{61.943(s+975.9)(s+59.02)(s^2+1123s+4.213e07)}{(s+1.143e04)(s+952.6)(s+58.14)(s^2+483.8s+3.776e07)} \\ &\quad \times \frac{(s^2+1018s+6.259e07)(s^2-2.101e05s+1.231e10)}{(s^2+1088s+3.947e07)(s^2+773.9s+1.175e08)}; \\ G_{yx}^1(s) &= \frac{118.23(s^2+422.5s+1.68e05)(s^2-5964s+5.909e07)}{(s+3067)(s^2+390s+1.734e05)(s^2+784.5s+3.502e07)}; \\ G_{xy}^1(s) &= \frac{-1.2519e05(s-1.436e05)(s+8633)}{(s^2+9002s+3.995e07)(s^2+356.9s+7.23e07)}; \\ G_{yy}^1(s) &= \frac{623.2(s+816.9)(s+48.58)(s^2+130.4s+6.018e06)}{(s+4391)(s+795.6)(s+47.39)(s^2+124.7s+5.522e06)} \\ &\quad \times \frac{(s^2-328.9s+9.156e07)(s^2-2.614e04s+3.038e08)}{(s^2+6999s+5.845e07)(s^2+369.4s+7.228e07)} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

On remarque que, pour avoir un modèle $G_1(s)$ qui soit très proche des données expérimentales, il faut monter au moins jusqu'à l'ordre 9 pour les transferts directs et ordre 4 pour les couplages. Une synthèse H_∞ en boucle ouverte a abouti à un contrôleur d'ordre 31, impossible à implémenter en temps réel avec la carte dSPACE-1103. D'autre part, une réduction d'ordre a conduit à une dégradation remarquable des performances du système global.

On a alors proposé d'amortir d'abord le système G_1 avant de passer à la synthèse du contrôleur H_∞ . La technique utilisée est le Zero Vibration (ZV) input shaping dont le principe est le suivant. Lorsqu'une impulsion est

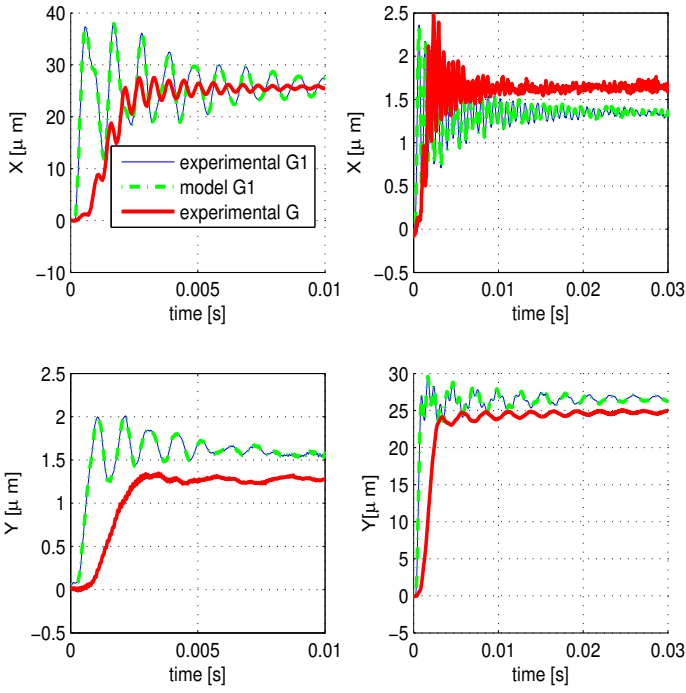


Fig. 6. Comparaison entre le système linéarisé G_1 (—bleu), le modèle $G_1(s)$ (- - vert) et le système G_1 amorti (système G) par les compensateurs input shaping (—rouge).

appliquée à un système oscillant, une vibration apparaît. Le temps d'application et l'amplitude d'une seconde impulsion peuvent alors être minutieusement choisies pour que cette deuxième vibration annule celle produite par la première impulsion. Cette technique est détaillée dans [3].

En appliquant cette technique sur chaque axe du système G_1 , les vibrations ont été atténuées (figure 6. Le système résultant G peut être modélisé par les fonctions de transferts d'ordre 3 (equation 9) et utilisé par la suite pour la synthèse du contrôleur H_∞ en boucle ouverte, dans le but de supprimer les vibrations résiduelles restantes ainsi que l'amplitude des couplages qui n'est pas supprimée par ZV input shaping.

$$\left\{ \begin{array}{l} G(s) = \begin{pmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{pmatrix} \\ G_{xx}(s) = \frac{3.892e+09}{(s+1069)(s^2+2013s+4.224e06)} \\ G_{yx}(s) = \frac{44.88}{s+1016} ; \\ G_{xy}(s) = \frac{15.942(s^2-7403s+3.26e07)}{(s+1302)(s^2+1911s+3.906e06)} ; \\ G_{yy}(s) = \frac{-4.7697e05(s-4411)}{(s+779.5)(s^2+1298s+3.41e06)} \end{array} \right. \quad (9)$$

V. SYNTHÈSE DU CONTRÔLEUR H_∞ EN BOUCLE OUVERTE

Le schéma de synthèse du contrôleur est représenté par la figure 7.

A partir de ce schémas, le transfert entre le vecteur d'entrées exogènes $Y_{ref} = (x_{ref} \ y_{ref})^T$ et sorties exogènes $Z = (z_1 \ z_2)^T$ est

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_2 C \\ W_1 W_{ref} - W_1 G C \end{pmatrix} Y_{ref}. \quad (10)$$

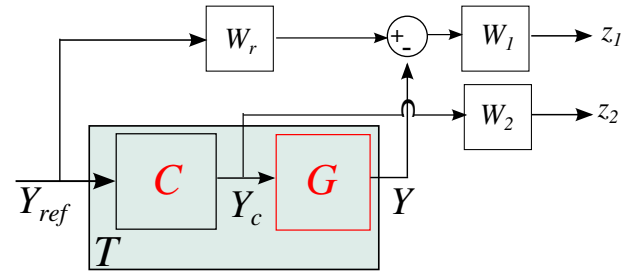


Fig. 7. Schéma de synthèse du contrôleur C .

Les gabarits W_r , W_1 et W_2 (equation 11) ont été choisies en utilisant la technique illustrée dans [4].

$$\left\{ \begin{array}{l} W_r = \begin{pmatrix} \frac{1}{1+0.0006s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+0.006s} \end{pmatrix}; W_2 = \begin{pmatrix} 0.6667 & 0 \\ 0 & 0.6667 \end{pmatrix} \\ W_1 = \begin{pmatrix} \frac{s+428.6}{s+4.286} & 0 \\ 0 & \frac{s+428.6}{s+4.286} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (11)$$

Le problème H_∞ standard est de trouver un contrôleur C tel que :

$$\left\| \begin{array}{c} W_2 C \\ W_1 W_{ref} - W_1 G C \end{array} \right\|_\infty < \gamma, \quad (12)$$

ou

$$\left\{ \begin{array}{l} \|C\|_\infty < \|W_2^{-1}\|_\infty \gamma \\ \|W_{ref} - G C\|_\infty < \|W_1^{-1}\|_\infty \gamma \end{array} \right. \quad (13)$$

avec γ un paramètre d'évaluation des performances. Ce problème a été résolu en utilisant l'algorithme DGKF [5] [6], et un contrôleur $C(s)$ d'ordre 14 a été obtenu (avec $\gamma_{opt} = 1.1054$).

La figure 8 représente les valeurs singulières des différentes fonctions dans l'équation 13). Les courbes de cette figure montrent une satisfaction des des contraintes imposées pour le contrôleur calculé.

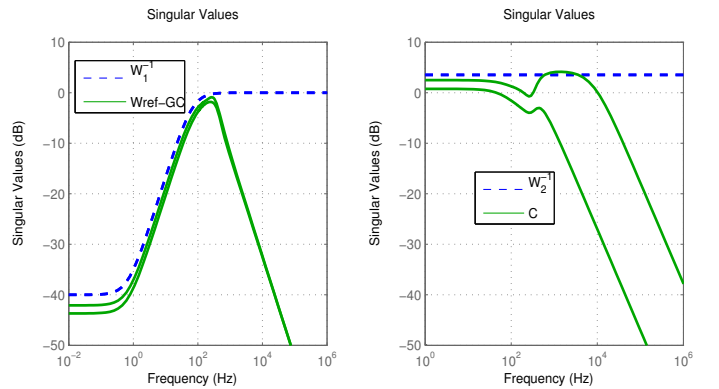


Fig. 8. Vérification de la satisfaction des contraintes imposées.

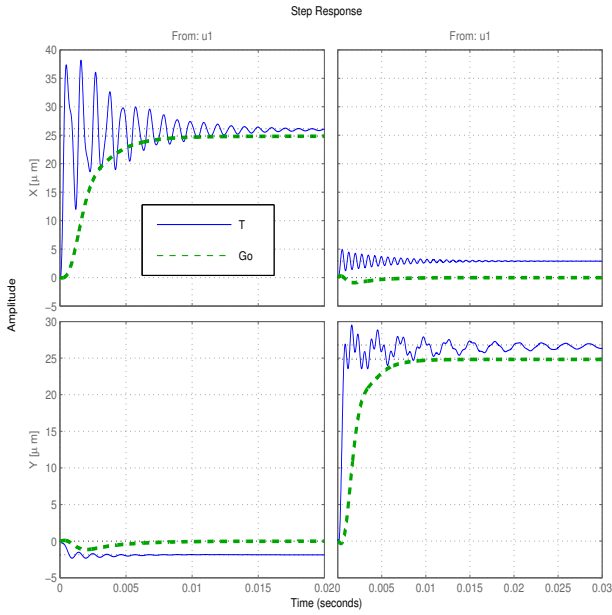


Fig. 9. Simulation et comparaison des performances temporelles pour les systèmes G_0 et T .

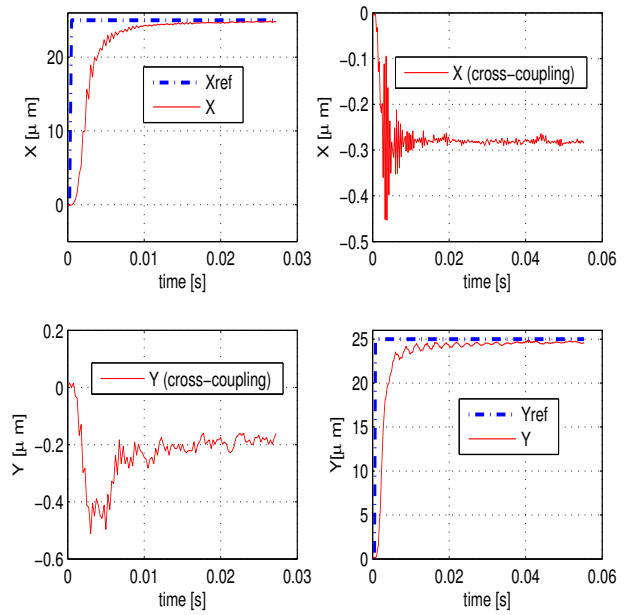


Fig. 11. Réponse à un échelon du système T .

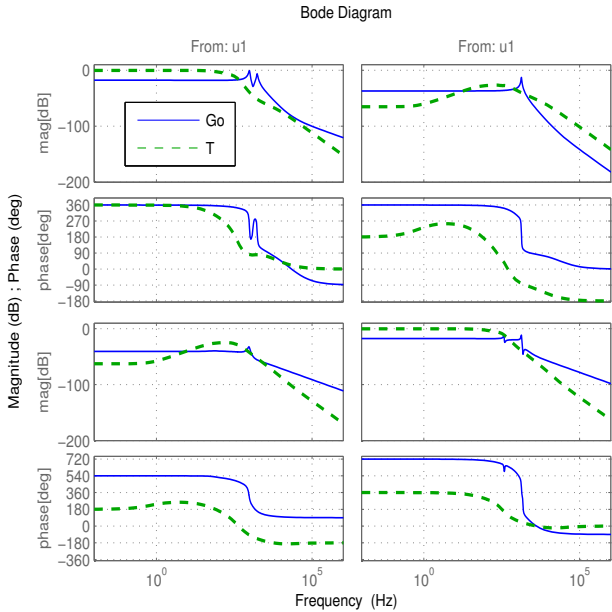


Fig. 10. Simulation et comparaison des performances fréquentielles pour les systèmes G_0 et T .

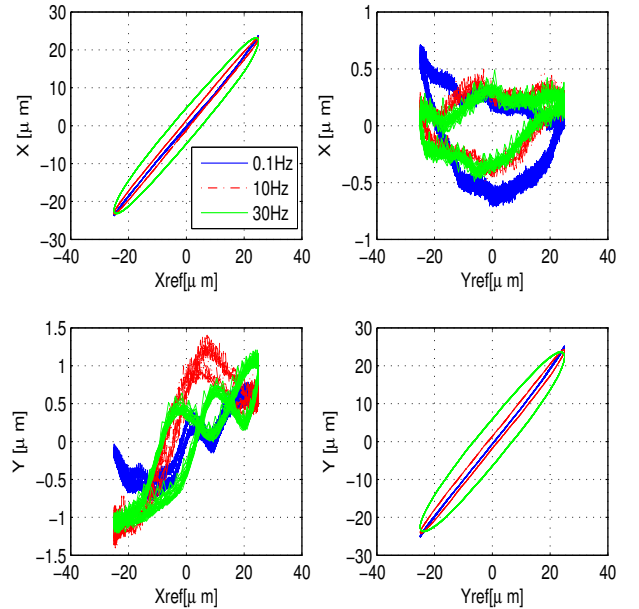


Fig. 12. Vérification de la suppression de l'hystérésis à différentes fréquences : $0.1Hz$, $10Hz$ et $30Hz$.

VI. RÉSULTATS DE SIMULATION ET EXPÉRIMENTAUX

A. Simulations

B. Résultats expérimentaux

VII. CONCLUSION

RÉFÉRENCES

- [1] Habineza D., Rakotondrabe M. and Le Gorrec Y., "Multivariable Generalized Bouc-Wen modeling, identification and feedforward control and its application to multi-DoF piezoelectric actuators," in *Proceedings of 19th IFAC-WC*, Cape Town, South Africa, August 2014.
- [2] Song J., and Der Kiureghian A., "Generalized Bouc-Wen model for highly asymmetric hysteresis. *Journal of engineering mechanics*, vol.132, no. 6, pp. 610–618, 2006.
- [3] Singh T., and Singhose W., "Tutorial on input shaping, time delay control of maneuvering flexible structures," in *Proc. Amer. Control Conf*, 2002, pp. 1717–1731.
- [4] Bérard C., Biannic J. M., and Saussié D., "La commande multivariable : Application au pilotage d'un avion," *Dunod*, 2012.

- [5] Glover K. and Doyle J. C., "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_{∞} -norm bound and relations to risk sensitivity", *Systems and Control Letters*, vol.11, pp.167-172, 1988.
- [6] J. C. Doyle, K. Glover, P. K. Khargonekar and B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and H_{∞} control problems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC 34 N8, pp.831-846, 1989.