

Commande robuste H_∞ d'un microscope à effet tunnel en présence d'incertitudes paramétriques

Irfan AHMAD, Sylvain BLANVILLAIN, Alina VODA, Gildas BESANÇON

GIPSA-lab, Département Automatique,
ENSE3, BP 46, 38402 Saint Martin d'Hères, France.

irfan.ahmad, sylvain.blanvillain, alina.voda, gildas.besancon@gipsa-lab.inpg.fr

Résumé— Cet article propose l'étude et l'amélioration de la commande des microscopes à effet tunnel. Depuis la création de tels microscopes, la commande utilisée est de type proportionnel intégral. Cet article présente donc une méthode moderne basée sur la commande H_∞ pour augmenter à la fois la précision et la bande passante des microscopes à effet tunnel. A cet effet, les incertitudes paramétriques du modèle et les normes finies de perturbations mesurées sont prises en compte. Un contrôleur H_∞ est ensuite synthétisé en suivant à la fois des objectifs de bande passante, de robustesse et de précision. Les performances et la robustesse du contrôleur sont finalement analysées pour valider la loi de commande.

Mots-clés— Microscope à effet tunnel, nano-technologie, positionnement ultra-précis, commande H_∞ , incertitudes, variations paramétriques, robustesse.

I. INTRODUCTION

Le microscope à effet tunnel, inventé dans les années 1980 par Gerd Binnig et Heinrich Rohrer [1], est un instrument clé pour imager des surfaces avec une résolution atomique. Ce type de microscope exploite le fait qu'un très faible courant appelé courant tunnel apparaît entre deux électrodes lorsqu'elles sont séparées par une distance inférieure au nanomètre [2]. Dans notre cas, ces deux électrodes sont une pointe et une surface, la pointe servant à scanner la surface. Grâce à la résolution atomique offerte par ce phénomène, les microscopes à effet tunnel sont largement utilisés dans différents domaines. L'augmentation de leur bande passante tout en maintenant une précision élevée est donc un challenge attractif.

Pour obtenir une image d'une surface, la pointe scanne cette dernière en maintenant un courant tunnel constant, *i.e.* une distance pointe/surface constante, même en présence de perturbations. La commande de la position de la pointe pour maintenir une distance pointe/surface constante est donc cruciale. De nos jours, le contrôleur des microscopes à effet tunnel est de type proportionnel-intégral (PI), ou proportionnel-intégral-dérivée (PID). Leur réglage est souvent manuel, résultant en un contrôle non optimal. La qualité des images s'en trouve affectée et ces dernières ne reflètent pas toujours la réalité [3]. Le design de la boucle de contre réaction et des critères de stabilité ont déjà été présentés dans [4-5]. Ces analyses se basent sur une commande de type PI ou PID et sur un modèle simplifié du microscope, en faisant abstraction du bruit. Les références [6-7] proposent une commande à structure variable de type PI pour éviter la collision de la pointe contre la surface lors de variations brusques de cette dernière. Une commande robuste par placement des pôles et calibrage des fonctions de sensibilité a par ailleurs été proposée dans [8], mais dans cette approche les paramètres de commande sont difficile-

ment déductibles des contraintes expérimentales. Même si la synthèse de contrôleur H_∞ a été proposée pour les microscopes à force atomique [9], elle ne l'a jamais été pour la commande des microscopes à effet tunnel. Dans [10], nous avons examiné l'avantage d'une telle synthèse de contrôleur H_∞ par rapport aux stratégies de commandes couramment employées pour ce type d'appareil. Néanmoins, une analyse plus poussée des incertitudes des paramètres du modèle est nécessaire, notamment en ce qui concerne leur impact sur la stabilité et la robustesse de la boucle fermée.

L'objectif de ce travail est donc d'analyser les performances de la commande des microscopes à effet tunnel en présence de paramètres incertains dans le cadre d'une approche H_∞ . A cet effet, la seconde section présente le système et le modèle utilisé en simulation. Le modèle prenant en compte les incertitudes est présenté dans une troisième section. La quatrième section propose une mise en forme du problème en fonction des performances désirées pour ensuite synthétiser un contrôleur H_∞ (section V). Finalement, la sixième section présente les résultats en simulation, pour finir par quelques conclusions.

II. DESCRIPTION DU MICROSCOPE A EFFET TUNNEL

A. Principe

Dans cette partie, le principe du microscope à effet tunnel considéré est rappelé et formalisé, avec indications pour chaque élément des ordres de grandeurs des valeurs numériques rencontrées (et utilisées en simulation). Le principe du microscopes à effet tunnel est d'appliquer une tension v_b ($v_b = 0.1$ V) entre une pointe très fine et la surface à étudier, et d'approcher la pointe de la surface à moins d'un nanomètre au moyen d'actionneurs piézoélectriques. A partir de cette distance, un courant tunnel (i_t) apparaît et est maintenu constant par une boucle de contre réaction. Ce courant dépend exponentiellement de la distance (d) entre la pointe et la surface :

$$i_t = i_o \cdot e^{-\alpha\sqrt{\Phi}\cdot\Delta d} \quad (1)$$

Dans cette relation, $\Phi = 0.5$ eV et $\alpha = 1.025$ eV⁻¹Å⁻¹ sont des constantes dépendant des propriétés de la surface, Δd est la variation de distance d et i_o est le courant tunnel initial lorsque $\Delta d = 0$. L'objectif de la boucle fermée est de maintenir la distance d constante (*i.e.* $\Delta d = 0$) en présence de perturbations extérieures (variations de la topologie de la surface lors d'un scan, bruits...). Pour maintenir cette distance d constante, la boucle agit sur la position z_1 de la

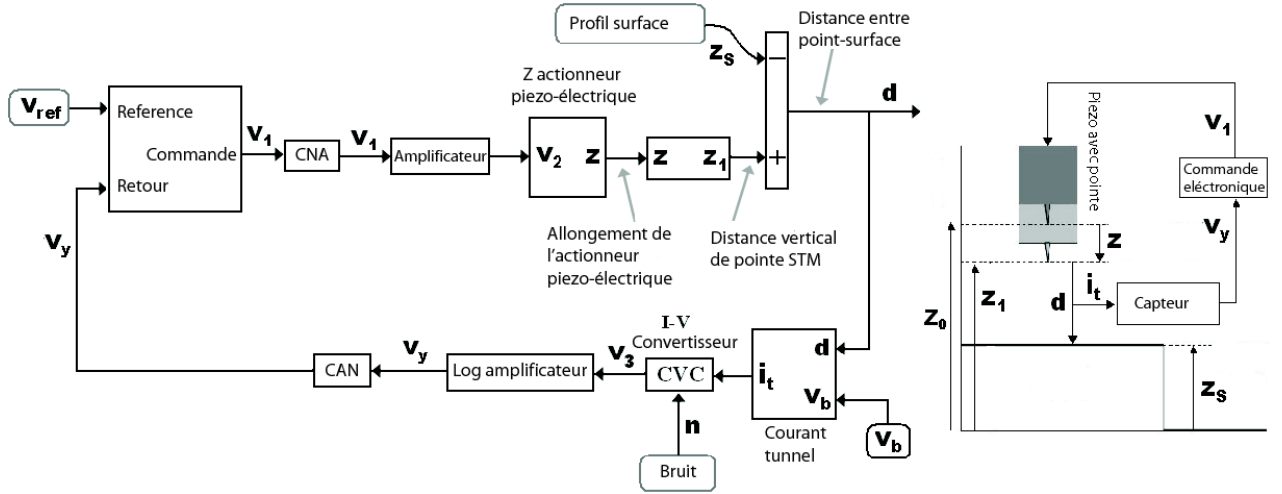


Fig. 1. Détails de la boucle de régulation d'un microscope à effet tunnel.

pointe par l'intermédiaire d'un actionneur piézoélectrique. A cet effet, la figure 1 présente la structure de la boucle de régulation. Pour servir de capteur, le courant tunnel est amplifié en une tension (v_3) avec un gain (R) de $1 \times 10^9 \Omega$ sur une bande passante de 13 kHz (bloc I-V convertisseur sur la figure 1). Cette amplification est la principale source de bruit n dans la boucle. Un amplificateur logarithmique est ensuite utilisé pour linéariser le comportement exponentiel du courant tunnel. La sortie (v_y) de cet amplificateur est donnée par la relation :

$$v_y = K_L \cdot \log_{10} \left(\frac{|v_3|}{E_L} \right) \quad (2)$$

dans laquelle $K_L = 2.5 \text{ V}$ est le facteur de conversion et $E_L = 0.001 \text{ V}$ est la sensibilité de l'amplificateur logarithmique. La sortie v_y de cet amplificateur est ensuite envoyée vers la loi de commande. Cette dernière commande l'actionneur piézoélectrique par l'intermédiaire d'un amplificateur de tension (Gain = 15, bande passante : 1 kHz) délivrant une tension v_2 . Les actionneurs piézoélectriques sont maintenant très utilisés pour le positionnement à échelle sub-nanométrique et sur de grandes bandes passantes [11-12]. Lors de très petits déplacements de l'ordre du nanomètre, leur dynamique peut être approchée de façon assez juste par un modèle linéaire [13]. Un modèle du second ordre est donc utilisé pour décrire de façon approchée la dynamique de l'actionneur :

$$G_a(s) = \frac{\gamma_0}{\left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2 + \left(\frac{1}{Q\omega_0}\right)s + 1} \quad (3)$$

$\gamma_0 = 3090 \times 10^{-10} \text{ mV}^{-1}$ étant la sensibilité de l'actionneur, $\omega_0 = 900 \text{ Hz}$ sa fréquence de résonance et $Q = 4.5$ son facteur de qualité. Puisque les variations de l'entrée v_2 de l'actionneur sont très faibles (de l'ordre du millivolt), le comportement hystérésique de ce dernier peut être négligé. La pointe à effet tunnel est directement encastrée sur l'actionneur piézoélectrique. La sortie z de l'actionneur est donc utilisée pour maintenir la distance $d = z_0 - z - z_s$ (voir figure 1) constante, où z_0 est la position initiale de la pointe lorsque la commande de l'actionneur piézoélectrique v_2 est nulle.

A noter qu'une plateforme expérimentale reproduisant ce type de fonctionnement est en cours de développement au département Automatique de GIPSA-Lab [17].

B. Modèle de l'actionneur piézoélectrique

L'un des obstacles majeurs au contrôle rapide des actionneurs piézoélectriques est l'apparition de vibrations lorsque la bande passante de la boucle fermée se rapproche de la fréquence de résonance de l'actionneur [14]. En conséquence, la bande passante de la boucle fermée est limitée à des valeurs bien plus petites que celle de l'actionneur piézoélectrique pour ne pas perdre de précision. Une solution à ce problème est d'amortir le pic de résonance de l'actionneur en ajoutant un filtre à bande étroite ('notch filter' en anglais) en cascade avec le modèle de l'actionneur $G_a(s)$ [15] :

$$G_{an}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_1\omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \cdot G_a(s) \quad (4)$$

où $\zeta_1 = 0.9$ and $\zeta_2 = 0.2$ sont les deux facteurs d'amortissement du filtre et ω_n est centrée sur la fréquence de résonance de l'actionneur (900 Hz). Cette méthode est validée en présence des variations paramétriques de l'actionneur à la section VI. La figure 2 montre le comportement fréquentiel de l'actionneur piézoélectrique sans et avec l'addition d'un filtre à bande étroite.

C. Modèle en boucle ouverte

Le modèle complet utilisé en simulation (illustré par la figure 1) doit être formalisé en un modèle linéaire pour permettre la synthèse de la loi de commande.

A cet effet, une linéarisation tangente est appliquée aux équations non-linéaires (1) et (2) autour de leur point d'équilibre d_0 et v_{30} . La linéarisation de ces deux équations donne respectivement :

$$i_t = c_1 + c_3 - c_2 \cdot \Delta d \quad (5)$$

$$v_y = c_4 - c_6 + c_5 \cdot v_3 \quad (6)$$

où c_1, c_2, \dots, c_6 sont des constantes qui dépendent des paramètres des équations (1) et (2), et sont définis comme

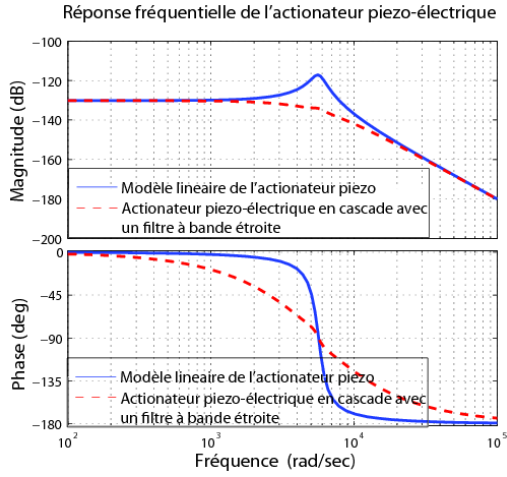


Fig. 2. Diagramme de Bode de l'actionneur piézoélectrique sans et avec filtre à bande étroite.

suit :

$$\begin{aligned}
 c_1 &= i_o \cdot e^{-\alpha \cdot \sqrt{\Phi} \cdot d_0} \\
 c_2 &= \alpha \sqrt{\Phi} \cdot c_1 \\
 c_3 &= d_0 \cdot c_2 \\
 c_4 &= K_L \cdot \log_{10} \left(\frac{v_{30}}{E_L} \right) \\
 c_5 &= \frac{K_L}{v_{30} \cdot \ln(10)} \\
 c_6 &= \frac{K_L}{\ln(10)}
 \end{aligned} \quad (7)$$

Autour de la position d'équilibre d_0 , la dynamique entre le courant tunnel i_t et son amplification v_y peut donc être représentée par une fonction de transfert $H(s)$ du 2nd ordre :

$$H(s) = \frac{c \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{s^2 + (\omega_1 + \omega_2)s + \omega_1 \cdot \omega_2} \quad (8)$$

dans laquelle c est une constante définie par les paramètres des équations (5) et (6) et ω_1 et ω_2 sont les deux bandes passantes du pré-amplificateur et de l'amplificateur logarithmique. Le modèle linéarisé utilisé pour la synthèse du contrôleur est illustré par la figure 3, dans laquelle $G(s)$ est la fonction de transfert du cinquième ordre incluant l'amplificateur de tension de l'actionneur piézoélectrique, l'actionneur piézoélectrique et le filtre à bande étroite en cascade. G_n est le modèle du bruit en sortie de la boucle.

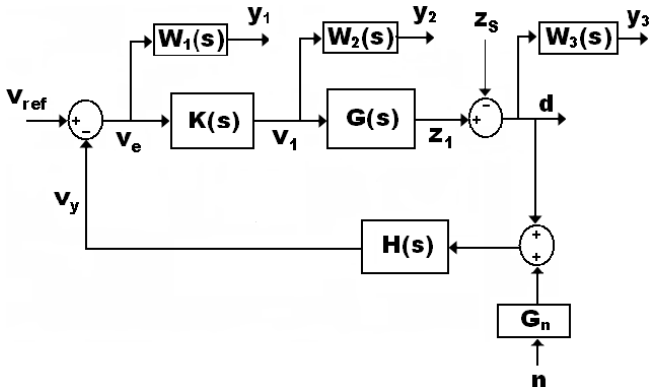


Fig. 3. Modèle du microscope à effet tunnel utilisé pour la synthèse de correcteur.

III. MODELE NOMINAL ET INCERTITUDES

Pour permettre une représentation précise et non conservative du procédé, un modèle fréquentiel des incertitudes paramétriques est calculé grâce à un modèle de perturbations à norme finie.

Le modèle nominal $G_0(s)$ du procédé est obtenu à partir des paramètres physiques des composants du microscope. Les incertitudes des paramètres sont ensuite prises en compte et évaluées dans le tableau I.

TABLE I
PARAMÈTRES ET INCERTITUDES RELATIVES DU MICROSCOPE À EFFET TUNNEL.

Parameter	Value	% variation
ω_0 [Hz]	900 ± 45	5 %
γ_0 [mV ⁻¹]	$3090 \times 10^{-10} \pm 154.5 \times 10^{-10}$	5 %
Q	4.5 ± 0.225	5 %
Φ [eV]	0.5 ± 0.1	20 %
R [Ω]	$1 \times 10^9 \pm 0.05 \times 10^9$	5 %
ω_1 [kHz]	13 ± 0.65	5 %

Pour pouvoir analyser les performances en robustesse et en stabilité, un ensemble de modèles Π pourrait être défini comme une incertitude multiplicative avec un gabarit d'incertitude scalaire $W_I(s)$ utilisant :

$$G_\Delta(s) = G_0(s)(1 + W_I(s)\Delta_I(s)) \quad (9)$$

dans laquelle $|\Delta(j\omega)| \leq 1, \forall \omega$ représente la perturbation normalisée et $G_\Delta \in \Pi$.

Pour ce type de modélisation d'incertitudes, l'erreur relative peut être calculée par la formule :

$$l_I(\omega) = \max_{G_\Delta \in \Pi} \left| \frac{G_\Delta(j\omega) - G_0(j\omega)}{G_0(j\omega)} \right| \quad (10)$$

Le gabarit $W_I(j\omega)$ doit alors vérifier :

$$|W_I(j\omega)| \geq l_I(\omega), \quad \forall \omega \quad (11)$$

La figure 4 montre 729 modèles résultant de différentes combinaisons d'incertitudes ainsi que l'allure du gabarit $W_I(j\omega)$. Le gabarit $W_I(j\omega)$ est alors défini par une fonction de transfert du troisième ordre incluant toutes les combinaisons d'incertitudes.

$$W_I(s) = \frac{((1/\omega_B)s + A)(s^2 + 2\zeta_n\omega_d \cdot s + \omega_d^2)}{((1/(\omega_B M))s + 1)(s^2 + 2\zeta_d\omega_d \cdot s + \omega_d^2)} \quad (12)$$

Les paramètres du gabarit sont définis dans le tableau II.

TABLE II
VALEURS DES PARAMÈTRES DU GABARIT $W_I(j\omega)$ (LES FRÉQUENCES SONT EXPRIMÉES EN RAD/SEC.)

A	M	ζ_n	ζ_d	ω_d	ω_B
0.21	0.4	0.7	0.375	6×10^3	9×10^3

En plus des performances vis à vis du système nominal, les objectifs d'un contrôle robuste incluent :

Erreur relative pour 729 combinaisons de paramètres du système

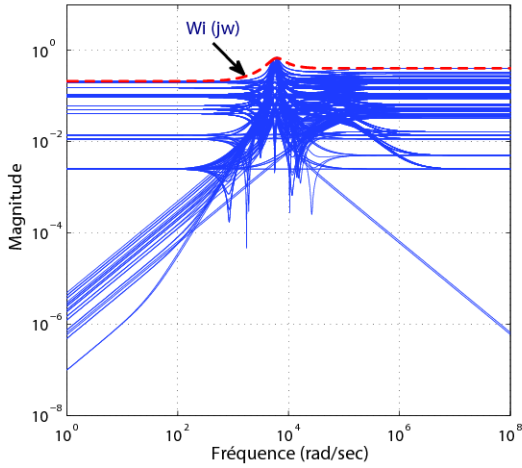


Fig. 4. Modèles fréquentiels de combinaisons d'incertitudes et gabarit correspondant.

La stabilité en robustesse (SR) : La boucle fermée est stable pour tous les modèles soumis à des variations paramétriques, même dans le pire des cas.

Les performances en robustesse (PR) : Le contrôleur garantit que les gabarits sont respectés pour tous les modèles perturbés.

En utilisant le théorème du petit gain, la condition pour la stabilité robuste est donnée par [16] :

$$SR \iff |T| < \frac{1}{|W_I|}, \quad \forall \omega \quad (13)$$

En considérant les performances en terme de fonctions de sensibilité, la condition de performance robuste est donnée par [16] :

$$PR \iff |W_1 S| + |W_I T| < 1, \quad \forall \omega \quad (14)$$

Les deux conditions ci-dessus représentent, pour un système à une entrée et une sortie, l'application directe de la μ -analyse en terme de robustesse.

IV. DEFINITION DES PERFORMANCES DESIRÉES

L'objectif de la commande est de réguler le courant tunnel face à des perturbations en sortie de la boucle comme la variation de topologie de la surface (z_s , perturbation lente) ou le bruit (n , perturbation rapide). Ces perturbations sont rejetées en contrôlant la pointe du microscope de manière à garder la distance d constante ($d = 0.8 \times 10^{-9} m$ dans le cadre de cet article).

Tout en améliorant la précision du positionnement de la pointe des microscopes à effet tunnel, la boucle fermée doit garder des marges de robustesse correctes ($\|S\|_\infty \leq 6 dB$ et $\|T\|_\infty \leq 3.5 dB$, S et T étant respectivement la fonction de sensibilité et la fonction de sensibilité complémentaire) ainsi que de bonnes marges de stabilité classiques (marge de gain $> 6 dB$ et marge de phase $> 30^\circ$). Cette précision doit être obtenue sur une grande bande passante pour que les perturbations basses fréquences comme les dérives soient rapidement rejetées. Les performances désirées sont choisies en fonction de la fréquence de variation de la topologie

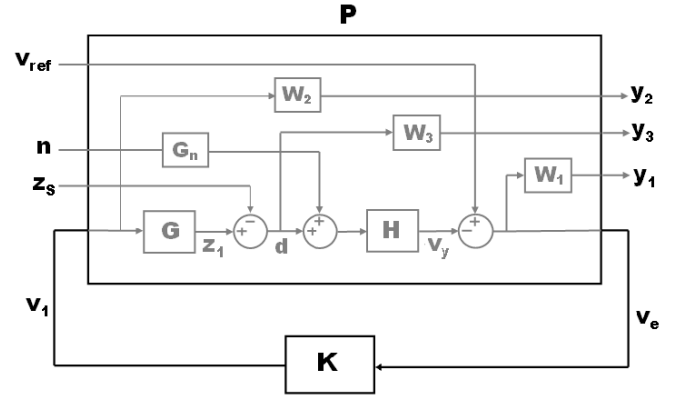


Fig. 5. Forme standard de la boucle fermée pour la synthèse H_∞ .

de la surface lors d'un scan, i.e. $1 \times 10^2 rad/sec$ avec une amplitude de $4 \times 10^{-10} m$ et en présence du bruit de l'amplificateur de courant tunnel (n).

V. SYNTHÈSE DE COMMANDE H_∞

Cette section a pour but de traduire les performances spécifiées dans la section précédente en des gabarits fréquentiels W_1 , W_2 et W_3 appliqués sur les sorties y_1 , y_2 et y_3 de la figure 5. Le procédé généralisé P (figure 5) est donné par :

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ v_e \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} W_1 & W_1 H & -W_1 H G_n & -W_1 H G \\ 0 & 0 & 0 & W_2 \\ 0 & -W_3 & 0 & W_3 G \\ I & H & -H G_n & -H G \end{pmatrix}}_P \begin{pmatrix} v_{ref} \\ z_s \\ n \\ v_1 \end{pmatrix}$$

La synthèse de commande H_∞ consiste donc à trouver un contrôleur $K(s)$ stabilisant la boucle fermée et minimisant γ [16] défini par :

$$\left\| \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 H S & -W_1 H G_n S \\ W_2 K S & W_2 H K S & W_2 H G_n K S \\ W_3 G K S & -W_3 S & -W_3 G_n T \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (15)$$

Le choix des gabarits W_1 , W_2 et W_3 est donc important. De plus, l'ordre du contrôleur $K(s)$ dépend de l'ordre de ces gabarits. Ces derniers sont donc définis selon la méthode suivante :

(1) : W_1 est le gabarit fréquentiel reflétant les performances imposées à la fonction de sensibilité S :

$$W_1(s) = \frac{(1/M_s) s + \omega_s}{s + \omega_s \cdot \epsilon_s} \quad (16)$$

(2) : W_2 traduit les limites de l'actionneur piézoélectrique du microscope :

$$W_2(s) = \frac{s + (\omega_u/M_u)}{\epsilon_u \cdot s + \omega_u} \quad (17)$$

(3) : W_3 limite la norme H_∞ de la fonction de sensibilité complémentaire :

$$W_3(s) = \frac{s + (\omega_t/M_t)}{\epsilon_t \cdot s + \omega_t} \quad (18)$$

Le tableau III présente les valeurs des paramètres des trois gabarits. Après calcul, le coût minimal γ est de 1.42, et les fonctions de sensibilité sont très satisfaisantes au regard des gabarits. Pour le contrôleur calculé, les fonctions de sensibilité et leur gabarits respectifs sont montrés par les figures 6 à 8.

TABLE III

VALEURS DES PARAMÈTRES DES GABARITS DE PERFORMANCE $W_1(s)$, $W_2(s)$ AND $W_3(s)$ (LES FRÉQUENCES SONT EXPRIMÉES EN RAD/SEC)

M_s	ϵ_s	ω_s	M_u	ϵ_u / ϵ_t	ω_u / ω_t	M_t
2	0.0036	7.5×10^4	3.2	1	1×10^6	1.5

A. Analyse des performances

Les gabarits W_1 , W_2 et W_3 ont été calculés pour répondre à la fois à des exigences de grande bande passante et de précision en positionnement dans un cadre de robustesse. Cet objectif est atteint puisque les fonctions de sensibilité correspondent aux gabarits associés (figures 6 à 8). Concernant la robustesse de la boucle fermée, la marge de module est très satisfaisante ($\|S\|_\infty = 1.6 \text{ dB}$ et $\|T\|_\infty = 0.05 \text{ dB}$) ainsi que les marges de gain (16.9 dB) et de phase (82°). La bande passante obtenue en boucle fermée est de $1.8 \times 10^4 \text{ rad/sec}$ et est supérieure à la rapidité de la perturbation générée par la variation de topologie de la surface z_S ($1 \times 10^2 \text{ rad/sec}$). De la même manière, les autres contraintes en terme d'atténuation du bruit (n) et de limitations de l'actionneur sont respectées par la stratégie de commande proposée.

VI. RESULTATS EN SIMULATION

Une fois la commande définie et l'analyse de la boucle fermée effectuée, les performances de cette dernière peuvent être validées par simulation. A cet effet, les non-linéarités du capteur, le bruit (n) ainsi que les limitations physiques du système sont prises en compte afin de simuler le comportement le plus réaliste possible.

Un échantillon de bruit de mesure de courant tunnel (figure 9) a été enregistré à partir de la plateforme développée

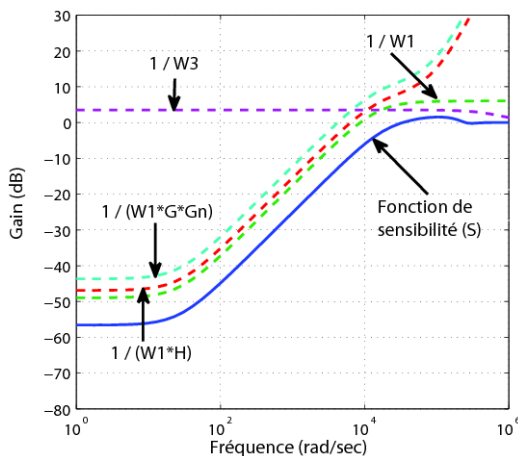


Fig. 6. Fonction de sensibilité (S) obtenue par synthèse H_∞ .

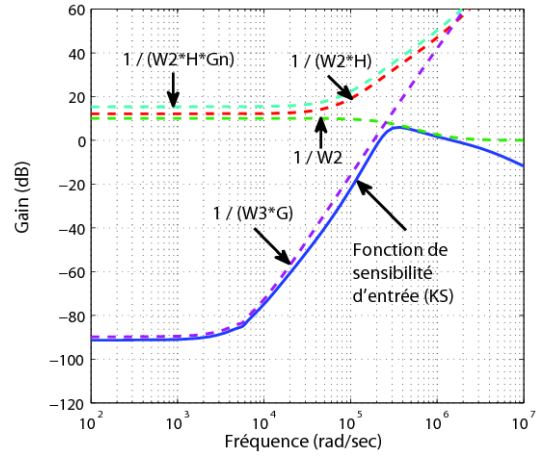


Fig. 7. Fonction de sensibilité (KS) obtenue par synthèse H_∞ .

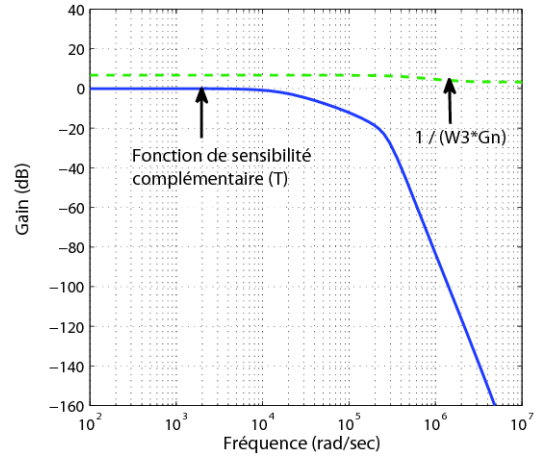


Fig. 8. Fonction de sensibilité complémentaire (T) obtenue par synthèse H_∞ .

au GIPSA-Lab [17]. Ce bruit est injecté dans la simulation afin de simuler le bruit en sortie de la boucle. La figure 10 montre la variation de la distance d entre la pointe et la surface lorsque la position de la surface fluctue à une fréquence de $1 \times 10^2 \text{ rad/sec}$ avec une amplitude de $4 \times 10^{-10} \text{ m}$ (conditions lorsque la pointe scanne la surface). Cette figure montre l'amélioration de la précision de mesure sur une grande bande passante lorsqu'un d'un filtre à bande étroite est couplé à une synthèse H_∞ .

Finalement, la figure 11 montre que la condition de stabilité robuste (équation 13) est satisfaite. De la même manière, la figure 12 prouve que les performances en robustesse (équation 14) sont remplies.

VII. CONCLUSIONS

Cet article présente une méthode de synthèse de commande robuste H_∞ pour les microscopes à effet tunnel en présence d'incertitudes paramétriques et de contraintes exigeantes en boucle fermée. L'utilisation d'un filtre à bande étroite pour amortir la résonance de l'actionneur piézoélectrique permet de satisfaire les contraintes de précision et de bande passante. Les performances en robustesse ainsi que la stabilité robuste sont examinées et simulées en présence de perturbations paramétriques du procédé. Ce travail valide donc une nouvelle synthèse de

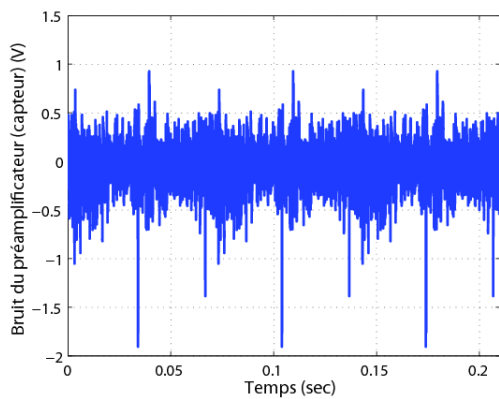


Fig. 9. Profil du bruit de sortie n mesuré.

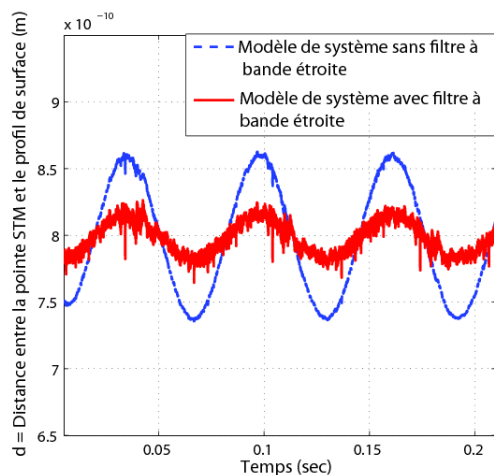


Fig. 10. Résultat simulé de la variation de distance d régulée par la commande H_∞ . La position z_S de la surface varie à une fréquence $1 \times 10^2 \text{ rad/sec}$ et avec une amplitude de $4 \times 10^{-10} \text{ m}$ en présence de bruit de sortie (n).

contrôleur robuste adaptée à la commande des microscopes à effet tunnel. Le développement de la plateforme de tests [17] ainsi que la validation expérimentale de cette méthode sont en cours.

RÉFÉRENCES

- [1] G. Binnig and H. Rohrer, *Scanning Tunneling Microscopy*, IBM J. Res. Develop., vol. 30, pages 355-369, 1986
- [2] C.J. Chen, *Introduction to scanning tunneling microscopy*, 2nd edition, Oxford science publications, 2008
- [3] E. Anguiano, A.I. Oliva and M. Aguilar, *Optimal conditions for imaging in scanning tunneling microscopy : Theory*, Rev. Sci. Instrum., Vol. 69 (2), pages 3867-3874, November 1998
- [4] A.I. Oliva, E. Anguiano, N. Denisenko, M. Aguilar and J.L. Pena, *Analysis of scanning tunneling microscopy feedback system*, Rev. Sci. Instrum., Vol. 66 (5), pages 3196-3203, May 1995
- [5] Guinevere Mathies, *Analysis of STM feedback system*, First master thesis, Leiden University, August 2005
- [6] N. Bonnail, *Analyse de données, modélisation et commande pour la microscopie en champ proche utilisant des actionneurs piézoélectriques*, PhD thesis, Université de la Méditerranée Aix-Marseille II, Dec 2001
- [7] N. Bonnail, D. Tonneau, F. Jandard, G.A. Capolino and H. Dallaporta, *Variable structure control of a piezoelectric actuator for a scanning tunneling microscope*, IEEE transaction on Industrial Electronics, Vol. 51 (2), pages 354-363, April 2004

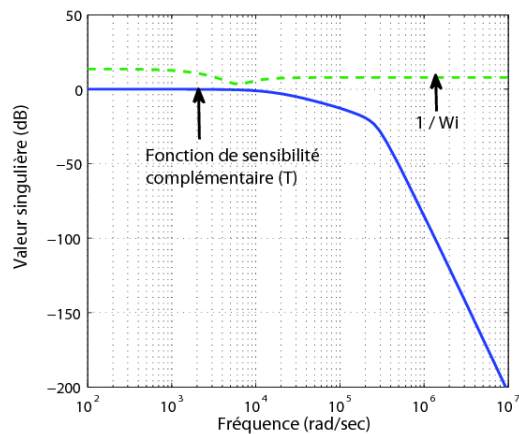


Fig. 11. Test de la stabilité robuste de la commande H_∞ proposée.

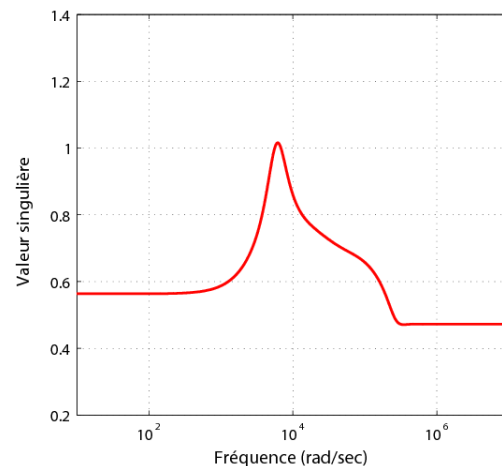


Fig. 12. Test des performances en robustesse de la commande H_∞ proposée.

- [8] I. Ahmad, A. Voda and G. Besançon, *Controller design for a closed-loop scanning tunneling microscope*, 4th IEEE Conference on Automation Science and Engineering, Washington DC, USA, pages 971-976, August 2008
- [9] S. Salapaka, A. Sebastian, J.P. Cleveland and M.V. Salapaka, *High bandwidth nano-positioner : A robust control approach*, Rev. Sci. Instrum., Vol. 73 (9), pages 3232-3241, September 2002
- [10] I. Ahmad, A. Voda and G. Besançon, *H_∞ controller design for high performance scanning tunneling microscope*, 48th IEEE Conference on Decision and Control, Shanghai, China, December 2009
- [11] M.E. Taylo, *Dynamics of piezoelectric tube scanners for scanning probe microscopy*, Rev. Sci. Instrum., Vol. 64 (1), pages 154-158, 1993
- [12] G. Schitter, and A. Stemmer, *Identification and open-loop tracking control of a piezoelectric tube scanner for high-speed scanning probe microscopy*, IEEE transaction on Control System Technology, vol 12 (3), pages 449-454, 2004
- [13] B. Bhikkaji, M. Ratnam, A.J. Fleming and S.O.R. Moheimani, *High-performance control of piezoelectric tube scanners*, IEEE transaction on Control Systems Technology, vol. 15 (5), pages 853-866, September 2007
- [14] S. Devasia, E. Eleftheriou and S.O.R. Moheimani, *A Survey of Control Issues in Nanopositioning*, IEEE transaction on Control Systems Technology, vol. 15 (5), pages 802-823, September 2007
- [15] Y. Okazaki, *A micro-positioning tool post using a piezoelectric actuator for diamond turning machines*, Precision Eng., vol. 12, pages 151-156, Jul. 1990.
- [16] Skogestad, S and Postlethwaite, *Multivariable feedback control : analysis and design*, John Wiley and Sons, 1996
- [17] S. Blanvillain, *Doctorat à Grenoble Université*, Soutenance prévue en mars 2010