

原子力显微镜水平方向的系统建模与DMPC控制

齐宁宁¹, 方勇纯¹, 任逍¹

1. 南开大学信息学院机器人所, 天津 300071
E-mail: yfang@robot.nankai.edu.cn

摘要: 本文在搭建原子力显微镜(AFM)水平方向闭环系统的基础上, 建立了系统变增益传递函数模型, 并将离散时间模型预测控制(DMPC)应用到该系统中, 实现了对期望轨迹的精确跟踪控制。具体而言, 针对压电扫描器的特点, 采用一种振幅逐渐衰减的分段式扫频输入信号, 并利用N4SID算法建立系统的动态模型; 同时, 考虑到系统传感测量环节存在的非线性特性, 利用多项式拟合获得系统的变增益改进模型。另外, 基于预测模型能够预测系统未来动态行为, 提高系统响应速度, 而建立在最优控制基础上的滚动优化策略能够进一步提高系统鲁棒性, 将DMPC算法应用到系统的闭环控制中, 可以实现对期望轨迹的快速跟踪控制。实验结果表明, 建立的系统模型较准确地描述了系统输入输出的关系; 与PI控制相比, 基于模型的DMPC策略更适用于系统在高频扫描下的跟踪控制。

关键词: 原子力显微镜, 离散时间模型预测控制, N4SID算法, 跟踪控制

System Modeling and DMPC Control of AFM in X-axis

Qi Ningning¹, Fang Yongchun¹, Ren Xiao¹

1. Institute of Robotics and Automatic Information System, Nankai University, Tianjin 300071, P. R. China
E-mail: yfang@robot.nankai.edu.cn

Abstract: Based on the system construction of AFM in X-axis, system modeling and a discrete-time model predictive controller design are presented in this paper, which achieve accurate tracking control for a desired trajectory. Specifically, considering the features of the piezo-scanner, a segmented swept signal with decreasing amplitude is planned as the input signal to the piezo-scanner in X direction, and a dynamic model of the system is obtained by the N4SID algorithm. Meanwhile, an improved model with varying gain is acquired by polynomial fitting method, where the nonlinear behavior of the measurement system is taken into account. Additionally, based on the predictive advantage of the dynamic behavior of the system which can be used to improve the response speed of the system, and the strategy of the optimal control which further enhances the system robustness, a DMPC algorithm based on the improved model is applied to the closed-loop control of the system. Some experimental results show that the improved model describes the relationship of the system input and output exactly, while the DMPC strategy presents superior performance for tracking control in high scanning speed in contrast with the PI controller.

Key Words: Atomic Force Microscope, Discrete-time Model Predictive Control(DMPC), N4SID Algorithm, Tracking Control

1 引言

随着纳米技术的迅速发展, 人类对微纳世界的探知程度也越来越深入。因此, 作为具有纳米、亚纳米级别分辨率的原子力显微镜, 也逐渐成为我们直接观测和操纵微纳世界的重要工具。自1986年问世以来^[1], AFM在半导体、食品、化工、医药、生物等领域的研究也越来越广泛, 尤其是在生命科学领域^[2, 3], 从成像精度、速度等方面对AFM提出了更高的要求。为使AFM在成像以及纳米操作等方面的精度更高、速度更快、实用性更强, 基于AFM本身的控制问题也引起了很多专家、学者的极大关注。

目前, 作为AFM执行机构的压电扫描器, 虽然具有响应速度快, 分辨率高等优点, 但其自身所固有的迟滞、蠕变、漂移以及动态特性严重影响了AFM成像的精度和速度。概括来讲, AFM的控制主要包括水平方向和竖直方向两个方面的控制。其中, 水平方向上的控制是在对压电扫描器 x 、 y 方向的迟滞、动态等特性进行补偿的基础上, 实现水平方向上对期望轨迹的精确跟踪。Fleming等人开发了基于电荷的压电扫描器驱动方式^[4, 5], 将迟滞效应降低到1%以下, 但同时

也增加了电路设计的复杂度。文献[6]建立了非对称的Prandtl-Ishlinskii(PI)迟滞模型, 然后利用模型逆对迟滞特性进行前馈补偿, 从而实现了系统的精确定位; 文献[7]基于变比模型, 完成了对压电扫描器的迟滞建模, 并在此基础上设计了一种基于逆的前馈控制策略; 文献[8]通过建立扩展PI模型, 在纳米操作过程中实现了对蠕变、迟滞特性的同时补偿; 文献[9, 10]针对压电扫描器的热漂移特性进行了有效补偿, 并将其应用到纳米操作中。Zou等人提出一种基于逆的迭代学习控制策略^[11], 通过补偿压电扫描器的迟滞与动态特性, 来提高系统响应速度; 进而提出不依赖模型的迭代控制方法^[12], 进一步增强了系统的鲁棒性。另外, 借助于高精度位移传感器, 文献[13]将鲁棒自适应控制应用到压电扫描器的反馈控制中, 在一定程度上减小了模型不确定性带来的负面影响, 进一步提高了系统的定位精度。Butterworth等人进一步结合前馈控制与反馈控制的优势^[14], 实现了对较高频率期望轨迹的快速跟踪控制, 其中前馈控制可以采用串行迭代学习控制与并行迭代学习控制两种形式。

为了实现AFM水平方向上精度更高、速度更快的纳米跟踪控制, 本文基于N4SID算法, 建立了压电扫描器水平方向的变增益改进模型。然后, 考虑

此项工作得到国家自然科学基金资助, 项目批准号: 61127006。

到DMPC算法能够通过预测模型预测系统未来的动态行为，而基于最优控制的滚动优化策略可以减小模型不确定性给系统带来的影响，因此本文将DMPC策略应用到AFM压电扫描器水平方向这一快速动态系统中，以提高高速扫描时系统的控制性能。实验结果表明，在扫描频率较高时，DMPC策略较PI控制具有更好的跟踪效果。

本文其它部分组织如下。第2节描述了AFM水平方向闭环系统的基本结构；第3节详细介绍了系统模型的建立过程，包括动态模型以及变增益改进模型，并给出模型验证结果；第4节给出了应用于AFM水平方向系统的DMPC跟踪控制器算法的各个环节；第5节提供了DMPC压电扫描系统跟踪不同频率期望轨迹的实验结果，验证了在高频扫描下，DMPC策略优于通常的PI控制；第6节是本文的结论部分。

2 系统描述

如图1所示，AFM系统主要包括以下四个组成部分：压电扫描器(PT)、探针-微悬臂、激光发射与检测装置和 x 、 y 、 z 三个方向的控制器。在一般商业的AFM系统中，执行机构通常采用单管式压电扫描器，其水平方向(x 、 y)的控制电压为开环给定。因此，为了建立AFM水平方向上的系统模型以及设计该方向上的闭环跟踪控制器，本文在水平方向上加入电容传感器来测量压电扫描器在该方向上的位移变化。

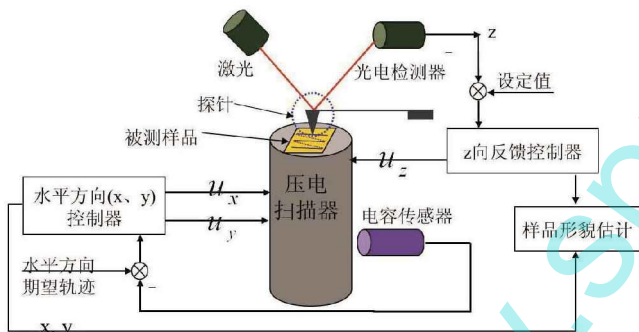


图 1: AFM系统结构框图

3 系统建模

由于单管式压电扫描器在水平 x 、 y 两个方向上是对称的，因此，为简化起见，对应系统建模、控制器设计以及实验验证，均以 x 方向为例。

3.1 动态模型建立

在系统建模过程中，系统的输入信号一般选用白噪声或者扫频信号。考虑到高频率、大幅值的输入信号容易击穿压电扫描器，因此，采用振幅逐渐衰减的分段式扫频信号作为系统的输入信号。对于本文的实验平台——本原CSPM4000AFM系统，压电扫描器 x 方向的输入电压范围为 $-160V \sim 160V$ ，第一谐振频率 $\omega_r < 1\text{KHz}$ ，采用振幅逐渐衰减的分段式扫频信号 $s(t)$ 如公式(1)所示。其中， t 为时刻，单位为秒； $s(t)$ 为系统输入电压值，单位为伏特，频率范围为 $0 \sim 1\text{KHz}$ 。当输入信号频率小于 50Hz 时，对应 $0 \leq t \leq 2.5$ ，此时 $s(t)$ 振幅

下降比较大，随着输入信号频率的增加，对应 $s(t)$ 振幅下降比率逐渐减小，当输入信号频率大于 200Hz 时，对应 $10 \leq t \leq 50$ ，振幅不再继续减小，始终维持在 $1V$ 。对应系统的输入输出信号如图2所示，可以看出，系统的第一谐振频率大致为 585Hz 。

$$s(t) = \begin{cases} (135 - 26t) \cos(20\pi t^2 + \frac{\pi}{2}), & 0 \leq t \leq 2.5 \\ (110 - 16t) \cos(20\pi t^2 + \frac{\pi}{2}), & 2.5 < t \leq 5 \\ (59 - 5.8t) \cos(20\pi t^2 + \frac{\pi}{2}), & 5 < t \leq 10 \\ \cos(20\pi t^2 + \frac{\pi}{2}), & 10 < t \leq 50 \end{cases} \quad (1)$$

由于本原CSPM4000AFM系统的控制器是在计算机

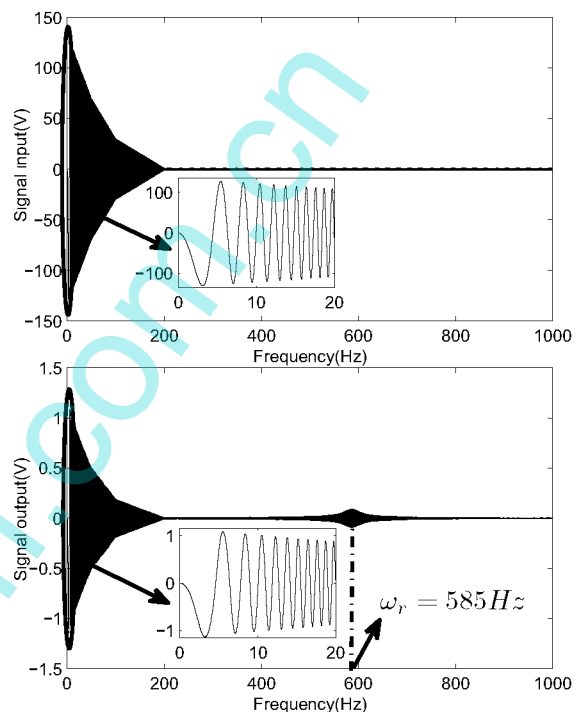


图 2: 压电扫描器 x 方向系统输入输出信号

的RTLinux开放平台上实现的，因此本文拟建立离散时间系统模型，采样周期为 $50\mu\text{s}$ ，即等同于RTLinux开放平台的控制周期。

为了降低实验数据获取过程中测量噪声对系统模型的影响，在系统建模之前，利用一个低通滤波器对系统输入输出信号进行数据预处理。然后采用N4SID(基于状态空间模型的子空间状态空间系统辨识)算法^[15]对系统进行建模，得到系统离散时间状态空间模型，进而转化为压电扫描器 x 方向系统的五阶动态离散传递函数：

$$G(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2)$$

其中，模型参数为：

$$\begin{bmatrix} b_4 \\ b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2.5958 \times 10^{-4} \\ 1.3504 \times 10^{-3} \\ -2.5832 \times 10^{-3} \\ 2.2246 \times 10^{-3} \\ -7.3111 \times 10^{-4} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} a_4 \\ a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4.1654 \\ 7.1119 \\ -6.2957 \\ 2.9304 \\ -0.5811 \end{bmatrix} \quad (3)$$

系统模型(2) $G(z)$ 的波特图如图3所示,可以看出模型的第一共振频率 $\omega_{rm} = 584.1\text{Hz}$,这与图2给出的系统谐振频率 ω_r 基本一致。

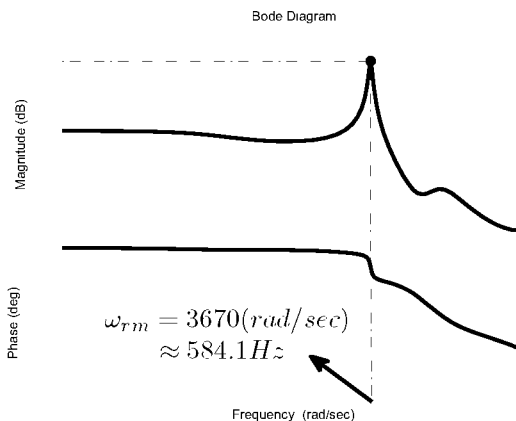


图 3: 系统模型 $G(z)$ 波特图

3.2 模型验证及改进

为了验证模型(2)的准确性,采用图2的系统输入信号进行验证,得到的模型验证误差图如图4所示,相对有效跟踪误差 E_{rms} 为:

$$E_{rms} = \frac{\|y_{real} - y_{model}\|_2}{\|y_{real}\|_2} \times 100\% = 6.99\% \quad (4)$$

其中, y_{real} 为真实系统输出, y_{model} 为同一组系统输入下的模型 $G(z)$ 输出。可以看出,该系统模型较好地反映了真实系统的动态特性。

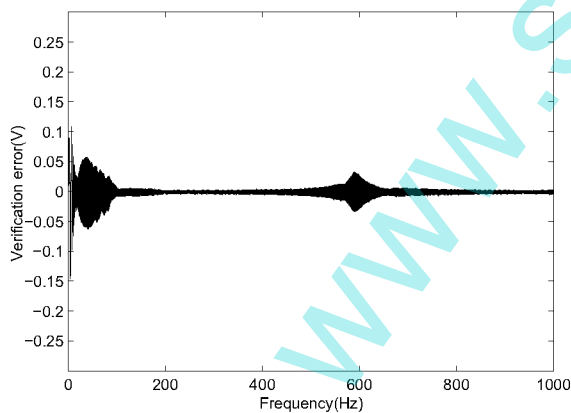


图 4: 系统模型 $G(z)$ 验证误差图

另外,考虑到水平 x 方向的期望轨迹一般是三角波或者正弦波,因此采用系统的三角波与正弦波输入输出数据对模型进一步验证。通过多组实验验证,发现系统真实输出与模型输出在幅值上相差一个比例系数,图5即为其中一组验证结果,可以看出,模型输出幅值要略大于真实系统输出幅值。表1给出了1Hz和5Hz三角波输入信号下的模型验证结果,其中 y 为系统行程, V_r 为系统输出峰峰值, V_m 为模型输出峰峰值,比

表 1: 三角波信号下的模型 $G(z)$ 验证结果

行程 $y(\text{mm})$	1 Hz			5 Hz		
	$V_r(\text{V})$	$V_m(\text{V})$	$k = V_r/V_m$	$V_r(\text{V})$	$V_m(\text{V})$	$k = V_r/V_m$
8000	0.762	0.939	0.813	0.730	0.903	0.809
9000	0.876	1.056	0.829	0.840	1.016	0.827
10000	0.998	1.173	0.851	0.952	1.129	0.844
11000	1.112	1.291	0.862	1.068	1.242	0.860
12000	1.236	1.408	0.878	1.186	1.354	0.876
13000	1.361	1.525	0.892	1.308	1.467	0.892
14000	1.488	1.642	0.906	1.432	1.580	0.906
15000	1.623	1.760	0.922	1.556	1.693	0.919
16000	1.755	1.877	0.935	1.686	1.806	0.934
17000	1.891	1.995	0.948	1.815	1.919	0.946
18000	2.029	2.112	0.961	1.946	2.032	0.958
19000	2.171	2.229	0.974	2.080	2.145	0.970
20000	2.316	2.347	0.987	2.217	2.257	0.982

例系数 k 定义为 V_r 与 V_m 的比值。分析表1中数据可以发现, k 主要与系统行程 y 相关, y 越大,对应 k 也越大,而输入信号的频率变化对 k 的影响不大。

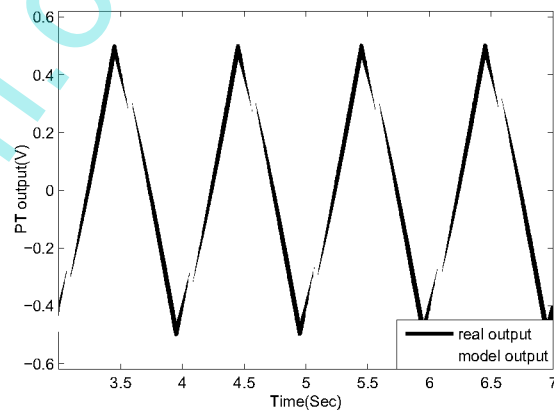


图 5: 对1Hz扫描频率、 $10\mu\text{m}$ 行程三角波的模型 $G(z)$ 验证

分析原因,电容传感器在安装过程中,其探头表面与压电扫描器 x 方向运动表面不可能保证绝对平行,并且单管式的压电扫描器在 x 方向上的运动是弯曲运动,因此压电扫描器在 x 方向上运动时,上述二者的平行性进一步降低,这就使得整个系统的测量环节存在非线性,而动态模型(2) $G(z)$ 无法表征这一非线性特性。因此,本文通过获取1Hz扫描频率下 $1 \sim 20\mu\text{m}$ 的三角波输入输出数据,利用多项式拟合的方法获得比例系数 $k(y)$,进而结合动态模型(2),得到更为准确的变增益传递函数 $G_m(z)$:

$$G_m(z) = k(y) \times G(z) \quad (5)$$

其中,利用多项式拟合获得的 $k(y)$ 形式如下:

$$k(y) = -4.39 \times 10^{-22}y^5 + 2.67 \times 10^{-17}y^4 - 6.06 \times 10^{-13}y^3 + 6.12 \times 10^{-9}y^2 - 9.30 \times 10^{-6}y + 0.713 \quad (6)$$

然后分别采用不同扫描频率、不同扫描范围的三角波和正弦波输入输出数据对改进后的模型(5) 进行验证。为节省空间,图6给出了其中一组验证结果,可以看出,改进后的模型(5)更为准确地描述了系统输入输出的关系。

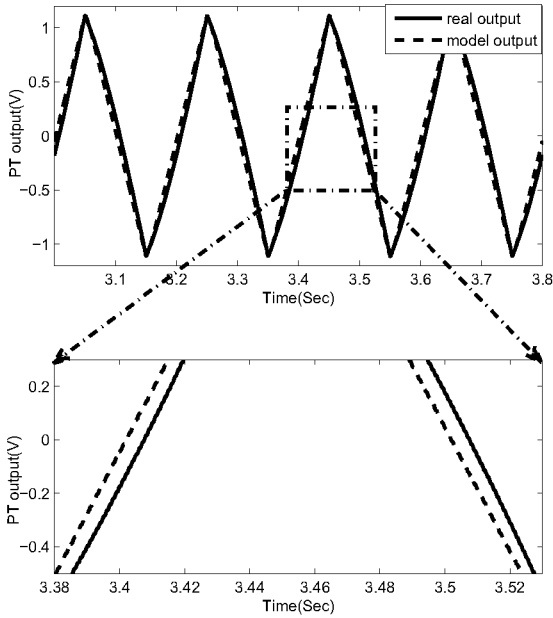


图 6: 对5Hz扫描频率、20μm行程三角波的模型 $G_m(z)$ 验证

4 DMPC跟踪控制器

模型预测控制产生于过程工业领域,通常用于具有时变、非线性、大时滞特性的炼油、石化等复杂慢动态工业过程控制中。近年来,随着高性能计算机等硬件设备的的发展,鉴于其对系统未来动态行为的预测特性,以及基于最优控制的优化策略,模型预测控制被应用到越来越多的快速动态系统控制中,诸如制造、机电、航空等领域中^[6]。本文采用N4SID算法可以直接得到压电扫描器水平方向系统的离散时间状态空间模型,考虑到模型预测控制方法的优良性能,将离散时间的模型预测控制算法DMPC(Discrete-time Model Predictive Control)^[7]应用到该快速动态系统中,以实现对于压电扫描器水平 x 方向期望轨迹 $y_r(k)$ 的精确跟踪控制。

应用于压电扫描器 x 方向系统的DMPC策略结构框图如图7所示,其中 $y_r(k)$, $u(k)$, $y(k)$ 分别为 k 时刻的期望设定值,压电扫描器 x 方向系统的控制量以及电容传感器的测量值, $Y_d(k)$ 为对 $y_r(k)$ 柔化后的参考轨迹, $Y_p(k)$ 为利用压电扫描器 x 方向系统模型(5)获得的 k 时刻的系统预测输出。

由系统模型(5)得到该系统的能控标准型实现为:

$$\begin{aligned} x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u(k) \\ y(k) &= C_m x_m(k) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $u(k) \in \mathbb{R}$ 、 $y(k) \in \mathbb{R}$ 分别为 k 时刻加到压电扫描器 x 方向上的控制量以及电容传感器的测量值, $x_m \in$

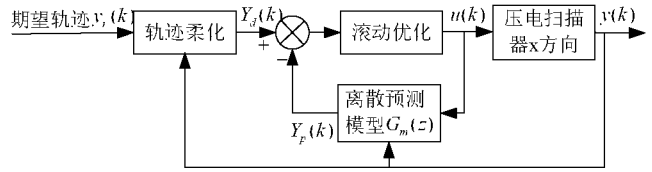


图 7: DMPC结构框图

$\mathbb{R}^{5 \times 1}$ 定义为系统 k 时刻的状态变量, A_m 、 B_m 、 C_m 分别为系统中的相应矩阵,定义如下:

$$\begin{aligned} A_m &= k(y) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 \end{bmatrix} \\ B_m &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T \\ C_m &= [b_0 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \end{aligned} \quad (8)$$

$a_0 \sim a_4$ 、 $b_0 \sim b_4$ 、 $k(y)$ 定义如前面(3)、(6)所述。

进一步,为实现系统的无静差跟踪控制,通过(7)可得到系统基于状态增量 Δx_m 的增广状态空间模型为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A \\ C_m A_m \ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ C_m B_m \end{bmatrix} \Delta u(k) \\ y(k) &= \begin{bmatrix} C \\ 0_m \ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\Delta x_m(k+1) = x_m(k+1) - x_m(k)$, $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$, A 、 B 、 C 称作增广系统矩阵, $x(k)$ 为增广状态变量。

值得指出的是,刚开始跟踪期望轨迹时,跟踪误差一般较大,控制量的剧烈变化会引起压电扫描器的振荡,因此需要对期望轨迹进行柔化以达到平稳控制过程的目的。柔化后的参考轨迹 $Y_d(k)$ 为:

$$\begin{aligned} Y_d(k) &= [y_d(k+1|k), \dots, y_d(k+j|k), \dots, y_d(k+N_p|k)]^T \\ y_d(k+j|k) &= \alpha^j y(k) + (1 - \alpha^j) y_r(k) \end{aligned} \quad (10)$$

$y(k)$ 、 $y_r(k)$ 的定义如前所述, $y_d(k+j|k)$ 表示 k 时刻设计的 $k+j$ 时刻的参考轨迹, $j=1, \dots, N_p$, N_p 为预测步长, $\alpha \in [0, 1)$ 为柔化因子。

同时,为了保证离散预测模型(5)输出 $Y_p(k)$ 尽可能接近柔化后的参考轨迹 $Y_d(k)$,并防止控制增量 $\Delta U(k)$ 的剧烈变化而引起的压电扫描器 x 方向的系统振荡,滚动优化采用最优控制的思想,选择目标函数 J 为:

$$J = (Y_p(k) - Y_d(k))^T (Y_p(k) - Y_d(k)) + \Delta U(k)^T R \Delta U(k) \quad (11)$$

其中,

$$\begin{aligned} Y_p(k) &= [y(k+1|k), \dots, y(k+j|k), \dots, y(k+N_p|k)]^T \\ \Delta U(k) &= [\Delta u(k), \dots, \Delta u(k+i), \dots, \Delta u(k+N_c-1)]^T \end{aligned} \quad (12)$$

$1 \leq j \leq N_p, 0 \leq i \leq N_c - 1, N_p, N_c$ 分别为预测步长和控制步长, 通常 $N_c \leq N_p, R = r_\omega I_{N_c \times N_c} (r_\omega \geq 0)$ 为控制系数矩阵。

另外, 由模型(9)可得 k 时刻预测的增广状态变量和系统输出为:

$$\begin{aligned} x(k+1|k) &= Ax(k) + B\Delta u(k) \\ x(k+2|k) &= Ax(k+1|k) + B\Delta u(k+1) \\ &= A^2x(k) + AB\Delta u(k) + B\Delta u(k+1) \\ &\vdots \\ x(k+N_p|k) &= A^{N_p}x(k) + A^{N_p-1}B\Delta u(k) + \dots \\ &\quad + A^{N_p-N_c}B\Delta u(k+N_c-1) \\ y(k+j|k) &= Cx(k+j|k), 1 \leq j \leq N_p \end{aligned} \quad (13)$$

结合公式(12)与(13), 整理得:

$$\begin{aligned} Y_p(k) &= Fx(k) + \Phi\Delta U(k) \\ F &= [CA \quad CA^2 \quad \dots \quad CA^{N_p}]^T \\ \Phi &= \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

因此, 结合(11), (14), 对目标函数 J 求极小值, 得到最优控制增量为:

$$\Delta U(k) = (\Phi^T\Phi + R)^{-1}\Phi^T(Y_d(k) - Fx(k)), \quad (15)$$

选择 $\Delta U(k)$ 的第一项 $\Delta u(k)$ 作为当前时刻的控制增量, 最终 k 时刻施加到压电扫描器 x 方向系统上的控制量即为:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (16)$$

5 实验结果及分析

基于本原CSPM4000AFM系统, 本文通过加入电容传感器, 搭建了AFM水平 x 方向的闭环系统, 并以此作为实验平台。从图1可以看出, 压电扫描器是整个AFM的执行机构, 本文采用的是由本原公司提供的 $20 \times 20 \times 4\mu\text{m}$ 单管式压电扫描器, 三个方向的输入电压范围均为 $\pm 160\text{V}$ 。加入电容传感器后, 水平 x 方向系统的硬件连接图如图8所示。其中, $y_r(k)$ 代表 x 方向 k 时刻的期望轨迹。在这个系统中, 期望轨迹和控制器均在计算机(PC)的RTLinux平台上实现, 通过在已搭建的实时控制系统^[18]上增加两路输入输出通道, 来实现 x 方向的闭环控制。A/D、D/A采集卡采用Adlink公司的PCI-9111HR和PCI-6208V, 电容传感器采用ADE公司的8810系列微位移测量系统, 主要包括探头和8810测量单元, 测量带宽为10KHz。另外, 为了确保各个模块间的电压匹配, D/A卡与压电扫描器之间、电容传感器与A/D卡之间各连接一个16倍、2/3倍的运算放大器。

在AFM通常的光栅扫描模式下, 压电扫描器水平 x 方向的期望轨迹 $y_r(k)$ 是周期性的三角波或者正弦

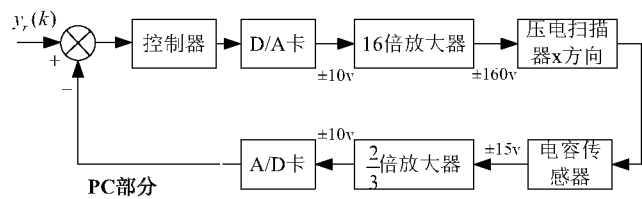


图8: AFM水平 x 方向硬件连接图

波, 因此, 将PI控制器和DMPC控制器分别应用到对不同频率三角波或者正弦波的跟踪控制上。

首先, 通过仿真测试, 得到控制效果较好的一组PI参数为:

$$k_p = 0.1, k_i = 2000$$

一组DMPC参数为:

$$\alpha = 0.1, N_p = 20, N_c = 2, R = 0.005I_{2 \times 2}$$

然后, 在实验中均采用以上控制参数。在PI和DMPC两种控制器的作用下, 图9~图10分别给出了对两种不同频率的三角波期望轨迹的跟踪结果, 期望轨迹均对应 $10\mu\text{m}$ 的系统行程。其中, 黑色虚线表示期望轨迹, 红色和蓝色实线分别代表DMPC和PI控制的跟踪结果。可以看出, 扫描频率 (对应期望轨迹的频率) 较低时, PI和DMPC均能获得较好的跟踪效果 (图9), 相应的跟踪误差也都比较小 (10%以内)。但随着扫描频率的增加, 相比于PI控制, 建立在预测模型基础上的DMPC仍表现出较好的跟踪性能, 特别是当扫描频率增加到50Hz时 (图10), 此时PI控制不仅滞后效果更显著, 而且仅能达到1/2扫描行程的跟踪水平, 跟踪误差达到80%, 而DMPC仍能实现较好的跟踪控制, 跟踪误差可以控制在20%以内。

6 结论

本文通过在压电扫描器水平 x 方向上加入电容传感器, 搭建了AFM水平方向的闭环系统, 并在此基础上实现了系统建模与DMPC闭环跟踪控制, 以提高AFM水平方向的跟踪精度和跟踪速度。首先利用振幅逐渐衰减的分段式扫频信号, 采用N4SID算法建立了系统的动态模型, 然后针对传感器测量环节的非线性特性, 得到变增益的改进模型。在获得系统模型的基础上, 将DMPC策略应用到该系统中, 实现了对期望轨迹的精确跟踪控制。从实验结果可以看出, 相比于通常的PI控制, DMPC更适用于压电扫描器 x 方向系统在高频扫描下的跟踪控制。在后续工作中, 将进一步建立系统的迟滞模型, 并将其应用到对压电扫描器迟滞特性的前馈补偿中。

参考文献

- [1] G. Binning, C. F. Quate, and C. H. Gerber, Atomic force microscope, *Physical Review Letters*, 56(9): 930-933, 1986.
- [2] 周振, 刘志国, 赵琳, 孙通泽. 抗癌药物卡铂与DNA分子相互作用的原子力显微镜研究, *黑龙江医药*, 25(1): 23-24, 2012.

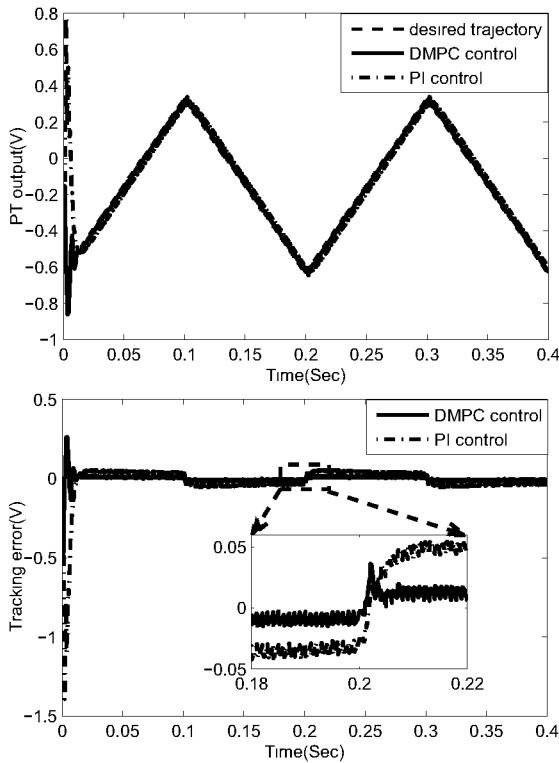


图 9: 对 $10\mu\text{m}$ 、5Hz三角波期望轨迹的两种跟踪控制结果

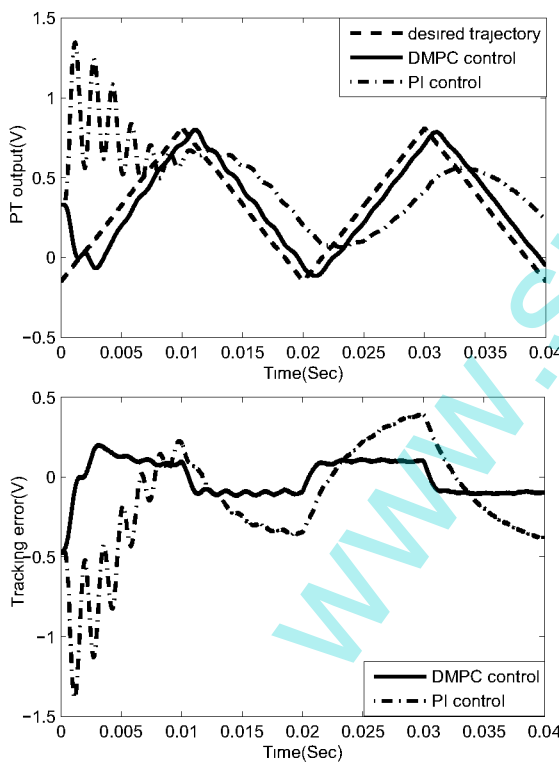


图 10: 对 $10\mu\text{m}$ 、50Hz三角波期望轨迹的两种跟踪控制结果

[3] 王瑞斌, 郭新秋, 李慧琴, 朱邦尚. 利用圆二色光谱研究阳离子基因载体和DNA之间的相互作用, *实验室研究与探索*, 31(7): 244–245, 264, 2012.

[4] A. J. Fleming, and K. K. Leang, Charge drives for scanning probe microscope positioning stages, *Ultrami-*

scopy, 108(12): 1551–1557, 2008.

[5] A. J. Fleming, A method for reducing piezoelectric non-linearity in scanning probe microscope images, *Proceedings of the 2011 American Control Conference*, 2861–2866, San Francisco, CA, USA, Jun. 2011.

[6] Dong Wang, Zaili Dong, Niandong Jiao, Shuai Yuan, Lei Zhou, and Wen J. Li, An asymmetric PI hysteresis model for piezoceramics in nanoscale AFM imaging, *Proceedings of the 2011 6th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, 1075–1079, Kaohsiung, Taiwan, Feb. 2011.

[7] 张玉东, 方勇纯, 余冠云, 吴浚瀚. 基于变比模型的AFM扫描器迟滞建模与控制, *控制工程*, 17(4): 426–435, 2010.

[8] Zhiyu Wang, Lianqing Liu, Zhidong Wang, Zaili Dong, and Shuai Yuan, An extended PI model for hysteresis and creep compensation in AFM based nanomanipulation, *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 992–997, Tianjin, China, Dec. 2010.

[9] Babak Mokaberri, and Aristides A. G. Requicha, Drift compensation for automatic nanomanipulation with scanning probe microscopes, *IEEE Transactions on automation science and engineering*, 3(3): 199–207, 2006.

[10] Guangyong Li, Yucai Wang, and Lianqing Liu, Drift compensation in AFM-based nanomanipulation by strategic local scan, *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 9(4): 755–762, 2012.

[11] Ying Wu, and Qingze Zou, Iterative control approach to compensate for both the hysteresis and the dynamics effects of piezo actuators, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 15(5): 936–944, 2007.

[12] Kyong-Soo Kim, and Qingze Zou, A model-free inversion-based iterative feedforward control for precision output tracking of linear time-invariant systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, accepted.

[13] Saeid Bashash, and Nader Jalili, Robust adaptive control of coupled parallel piezo-flexural nanopositioning stages, *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics*, 14(1): 11–20, 2009.

[14] Jeffrey A. Butterworth, Lucy Y. Pao, and Daniel Y. Abramovitch, A comparison of ILC architectures for nanopositioners with applications to AFM raster tracking, *Proceedings of the 2011 American Control Conference*, 2266–2271, San Francisco, CA, USA, Jun. 2011.

[15] Peter Van O, and Bart DeM, N4SID: Subspace algorithm for the identification of combined deterministic-stochastic system, *Automatic*, 30(1): 75–93, 1994.

[16] 席裕庚, 李德伟. 模型预测控制—现状与挑战, *自动化学报*, 38(9): 1–15, 2012.

[17] Liuping Wang, Model predictive control system design and implementation using MATLAB, *Springer*, 2009.

[18] 周娴伟, 方勇纯, 董晓坤, 张玉东. 基于RTLinux的AFM实时反馈控制系统, *计算机工程*, 34(15): 226–228, 2008.