

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2417599

参数自适应的 NC-AFM 悬臂控制系统设计*

曾德超^{1,2} 姚志飞^{1,3} 孙秋园^{1,2} 赵波慧^{1,2} 马宗敏^{1,2}

(1. 中北大学省部共建动态测试技术国家重点实验室 太原 030051; 2. 中北大学半导体与物理学院 太原 030051; 3. 中北大学仪器与电子学院 太原 030051)

摘要: 由于非接触原子力显微镜的成像精度在很大程度上依赖于用于保持悬臂梁恒幅振荡的谐振频率解调与反馈回路的性能。为提升谐振频率的解调和反馈回路的性能,本文设计了一种参数自适应悬臂控制系统,对传统锁相环和幅度比例积分控制器的结构进行了改进,分别引入最小均方算法和单神经元PID算法,实现了系统关键参数的自适应调节。通过系统测试与实验验证,该方法成功实现了对微悬臂梁的稳定控制,将锁相环的频率锁定时间从41 ms缩短至32 μ s,频率分辨率提升至0.04 Hz。同时,该系统有效抑制了悬臂梁振荡状态的发生,显著改善了成像实验中的非线性失真现象。最后进行了镀层表面应用测试,有效的测量出镀层厚度为50 nm。

关键词: 非接触原子力显微镜;参数自适应控制;锁相环;悬臂

中图分类号: TH742;TN0 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4

Parameter adaptive NC-AFM cantilever control system design

Zeng Dechao^{1,2} Yao Zhifei^{1,3} Sun Qiuyuan^{1,2} Zhao Bohui^{1,2} Ma Zongmin^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Dynamic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China; 2. School of Semiconductor and Physics, North University of China, Taiyuan 030051, China; 3. School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: The imaging accuracy of a non-contact atomic force microscope heavily depends on the performance of its resonant frequency demodulation and feedback loop, which maintain the constant amplitude oscillation of the cantilever beam. To enhance this performance, this paper presents a parametric adaptive cantilever control system. It does this by improving the structure of the amplitude proportional-integral controller and the traditional phase-locked loop, and by introducing the single-neuron PID algorithm and the least-mean-square algorithm, respectively, to achieve adaptive adjustment of the system's key parameters. Through experimental verification and system testing, the technique effectively achieves stable control of the micro-cantilever beam, reduces the phase-locked loop's frequency locking time from 41 ms to 32 μ s, and improves the frequency resolution to 0.04 Hz. Concurrently, The system effectively suppresses cantilever oscillations, significantly improving nonlinear distortion in imaging experiments. Finally, a coating surface test was conducted, accurately measuring a thickness of 50 nm.

Keywords: non-contact atomic force microscope; parametric adaptive control system; phase-locked loop; cantilever

0 引言

自原子力显微镜(atomic force microscope, AFM)被 Binning^[1]发明以来,它广泛用于纳米材料的表征、成像、电势测量、力谱测量及原子操作等领域^[2]。在非接触原子力显微镜(non-contact atomic force microscope, NC-AFM)中控制系统通过自动增益控制器(automatic gain controller, AGC)和锁相环(phase-locked loop, PLL)来驱动微悬臂梁

维持恒幅恒频的工作状态、并同时快速解调反馈信号进行高速精确成像。为了获得高分辨率图像、实现快速成像、消除伪影、降低噪声干扰,并避免扫描过程中损坏尖端或样品,NC-AFM必须合理调整悬臂控制系统控制策略^[3]。通常,PLL解调速度过慢可能导致跳跃效应,使尖端无法精确跟随高度剧烈变化的表面,进而丢失重要的表面细节。AGC控制回路的不稳定将导致悬臂梁振荡,影响图像的质量和分辨率^[4]。

收稿日期:2024-12-10

* 基金项目:国家重点研发计划项目(2022YFC2204104)、国家自然科学基金国际合作与交流项目(62220106012)、山西省杰出青年基金(20210302121007)、山西省量子传感与精密测量国际联合实验室项目(202204041101015)资助

针对控制策略优化问题, Miyata 等^[5]提出了一种改进的 PLL 结构。他将鉴相器的低通滤波器替换为具有低延迟特性的高通滤波器,从而有效降低了相位反馈回路的延迟,显著提升了 PLL 的响应速度。此外, AFM 对高跟踪带宽的需求,同时保持对信号中附加频率的不敏感性,促使了滤波器的发展,如时变卡尔曼滤波器^[6]和李雅普诺夫滤波器^[7-8]。另外,在文献^[9]中,介绍了一种动态 PID 控制器,当悬臂振幅超过阈值时, PID 增益会增加,来抑制 Z 扫描器的不良振动,从而进一步的提高原子力显微镜的扫描精度。

上述学者提出的方法实现了原子力显微镜信号解调的优化控制与表面形貌的精准跟踪。这些方法主要针对 PLL 中的滤波器结构以及自动距离控制回路进行了改进。然而,对于频率 NC-AFM 而言,为了维持悬臂的恒幅恒频振动状态, PLL 和 AGC 回路仍然存在改进空间。为此,本文针对悬臂梁恒幅恒频控制的需求,对传统锁相环和 AGC 回路中的幅度比例积分控制器 (amplitude proportional integral controller, APIC) 进行了改进,设计了一种悬臂自适应控制系统。具体来说,本文采用最小均方算法 (least mean squares algorithm, LMS) 对传统锁相环中的环路滤波器进行了自适应优化,同时将 APIC 中的恒幅控制增量式 PID 算法改进为基于单神经元的 PID 参数自适应算法。通过测试系统的瞬态振幅和频率响应,结果表明改进后的系统显著提高了反馈控制的速度和精度,而反馈控制的速度和精度又直接影响了成像的准确性^[10-11]。最后,本文在 FPGA 上实现了改进后的控制系统,并将其与当前的 Nanonis 系统对接,进行成像测试及应用测试。结果表明,改进后的控制系统能够稳定控制微悬臂梁,有效减少图像非线性失真问题的发生,并显著提升了仪器的成像质量。

1 系统设计

悬臂控制系统广泛应用于 AFM 等精密测量设备。该系统由 PLL、移相器、RMS-DC 转换器、APIC、乘法器和数字信号处理器组成^[12]。

如图 1 所示, AFM 控制系统由三条回路构成。环路 1 和环路 2 作为谐振子用于驱动悬臂,其中环路 1 通过 PLL 和移相器跟踪谐振频率,而环路 2 则利用 APIC 和 RMS-DC 转换器来控制振动幅度。最后,环路 3 通过提供的频移来调节针尖与样品之间的距离,并通过位移反馈信号成像。

本设计基于 FPGA 开发板 AX7325 进行设计,设置时钟频率为 125 MHz, ADC 和 DAC 采样频率均为 125 MSPS, 将输入信号和输出信号在 FPGA 内部扩展至 16 位有符号数。深入研究 FM-AFM 中的悬臂自动增益控制系统,重点分析环路 1 和环路 2。通过改传统 PLL 为环路滤波器参数自增益锁相环,并将 APIC 增量式 PID 改进为单神经元 PID 参数自适应控制器,实现了悬臂的稳态控制。接下来的章节将详细讨论 PLL 和 APIC 的改进,并展示动态控制系统的瞬态响应性能,通过实验分析该系统对

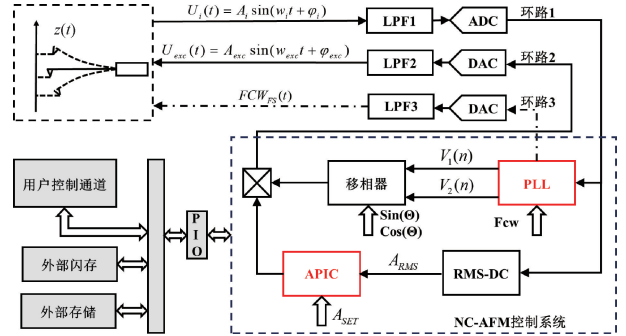


图 1 FM-AFM 控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of FM-AFM control system

AFM 成像测量的影响。

1.1 自适应参数锁相环设计

在 AFM 控制系统中, PLL 的主要作用是实时跟踪并锁定悬臂的谐振频率。通过持续调整系统的频率参数, PLL 确保悬臂始终在其谐振频率上运行,从而维持系统的共振状态。这对精确测量针尖与样品之间的相互作用力至关重要,因为频率的变化直接反映了针尖与样品之间力的作用。

锁相环主要由 3 个基本部件组成:鉴相器、环路滤波器和数控振荡器 (numerically controlled oscillator, NCO),其中鉴相器由乘法器和低通滤波器构成。悬臂信号与反馈信号在经过乘法器相乘后:

$$U_i(nT)U_o(nT) = A_i \sin[\omega_o t + \theta_1(t)] A_o \sin[\omega_o t + \theta_2(t)] = \frac{1}{2} A_i A_o \cos[\theta_1(t) - \theta_2(t)] - \frac{1}{2} A_i A_o \cos[2\omega_o t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] \quad (1)$$

在经过低通滤波器后滤除频率为 $2\omega_o$ 的高频分量后,得到的误差电压为:

$$U_{PD}(nT) = \frac{1}{2} U_i U_o \cos[\theta_1(t) - \theta_2(t)] = U_d \cos\theta_e(t) \quad (2)$$

信号经过鉴相器处理后接入环路滤波器,环路滤波器的主要作用是将鉴相器输出的含有纹波的信号平均化,转化为交流成分较少的直流信号。除了低通滤波外,环路滤波器还决定了整个 PLL 电路的传输特性,进而影响其稳定性、捕获带宽和捕获速度等关键性能。由于一阶环路的可调参数过少而难以满足需求,三阶及以上环路的设计又过于复杂,因此采用理想二阶环路滤波器^[13]。理想二阶环路滤波器数字化系统函数为:

$$F(z) = C_1 + \frac{C_2 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3)$$

模拟理想二阶环路滤波器的传递函数为:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

将 4 式线性变换为 3 式形式,并令 K 为系统的总增益, T 为采样时间, ω_n 为自然角频率, ξ 为阻尼系数,环路

滤波器的参数可由下式计算得出：

$$C_1 = \frac{4(\omega_n T)^2 + 8\xi\omega_n T}{4 + 4\xi\omega_n T + (\omega_n T)^2} \frac{1}{K} \approx \frac{2\xi\omega_n T}{K} \quad (5)$$

$$C_2 = \frac{4(\omega_n T)^2}{4 + 4\xi\omega_n T + (\omega_n T)^2} \frac{1}{K} \approx \frac{(\omega_n T)^2}{K} \quad (6)$$

其中, C_1 是比例增益, C_2 相当于积分增益乘以采样时间 T , C_1 主要决定了锁相环的锁定范围, C_2 影响系统的稳态误差^[14]。较小的带宽有助于降低杂散噪声, 但会增加稳定时间, 导致锁定速度减慢^[15]。在系统中, 总增益 K 是由鉴相器、环路滤波器、数控振荡器等模块共同决定的 $K = K_{PD} + K_{LP} + K_{NCO}$ 。在实际设计过程中, 除了环路滤波器的增益可根据需要进行调整外, 其他模块的增益通常是固定的。这意味着系统的调节灵活性和响应性主要依赖于环路滤波器增益的可调性。环路增益越大, 系统稳定速度越快, 而低增益能提升环路滤波器的噪声性能, 提高锁定精度^[16]。

为此, 本文设计了自适应参数锁相环 (adaptive parametric phase-locked loop, A-PLL), 其结构如图 2 所示。当输入信号波动时, 需要将增益 $K_{LP}(n+1)$ 改变为 $K_{LP}(n) + \Delta K_{LP}(n)$ 。 $\Delta K_{LP}(n)$ 可以使用最小均方 (LMS) 技术计算。在稳态条件下, 环路滤波器增益 K_{LP} 是恒定的。然而, 由于输入信号中的干扰, 增益需要根据式 (7) 以增量 $\Delta K_{LP}(n)$ 更新。在第 n 时刻:

$$\Delta K_{LP}(n) = \Delta K_{LP}(n-1) + \mu |\theta(n) - \theta(n-1)| \quad (7)$$

其中, μ 为学习率参数, 决定了环路滤波器根据输入与输出相位差异调整增益的速度。 μ 通常取接近 1 的数, 大 μ 值导致 $K_{LP}(n)$ 高瞬变, 而 $K_{LP}(n)$ 与 C_1, C_2 成反比, 所以高瞬变意味 C_1, C_2 值将收敛。在多次试验后, 如图 6 所示, 选择 $\mu = 0.9814$ 的值以快速收敛。该动态调整机制既确保了系统快速锁定相位, 又在相位差小时保持高精度跟踪性能^[17]。

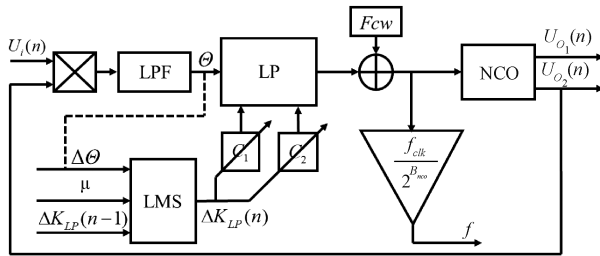


图 2 A-PLL 结构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of A-PLL

信号在经过环路滤波器后, 最后要经过数控振荡器形成反馈回路, 监控悬臂振动频率。数控振荡器通过在每个时钟周期内累加一个固定的相位增量并使用查找表 (look-up table, LUT) 将此相位值转换为对应的正弦或余弦值, 其跟踪频率 f 与控制字符有以下关系: $f = F_{cw} \cdot f_{clk} / 2^{B_{NCO}}$ 。

频率分辨率为: $\delta f = f_{clk} / 2^{B_{NCO}}$ 。 F_{cw} 为频率控制字, B_{NCO} 为相位累加器位宽, 设置为 48 位。 f_{clk} 为系统采样率, 设置 125 MHz。

1.2 悬臂幅度自适应控制器

幅度比例积分控制器是调控悬臂恒幅稳定振动的关键部件, 幅度比例积分控制器通常由增量式 PI 控制器构成, PI 参数固定无法动态调节适应测量环境变化。为实现动态调整, 将增量式 PI 模块改进为单神经元 PID 参数自适应控制器 (single neuron amplitude proportional integral controller, SN-APIC)。在 APIC 模块之前, 会有 RMS-DC 转换对悬臂振幅信号进行计算。RMS-DC 转换器由自平方模块、低通滤波器以及 RMS 模块构成。其结构如图 3 所示。

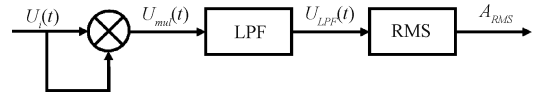


图 3 RMS-DC 转换器

Fig. 3 RMS-DC converter

输入信号 $U_i(t)$ 在经自平方运算后, 输出信号如下:

$$U_{mul}(t) = A_i \sin[\omega_0 t + \theta_1(t)] \times A_i \sin[\omega_0 t + \theta_1(t)] = -\frac{1}{2} A_i^2 \cos[2\omega_0 t + 2\theta_1(t)] + \frac{1}{2} A_i^2 \quad (8)$$

经过低通滤波器滤除 $2\omega_0$ 高频分量后输出信号为:

$U_{LPF}(t) = A_i^2 / 2$, 经过 RMS 开方运算可得, 悬臂振幅有效值 $A_{RMS} = \sqrt{A_i^2 / 2} = \sqrt{2} A / 2$ 。 A_{RMS} 作为反馈信号与悬臂振幅设定值 A_{SET} 相减, 构成振幅恒定控制回路。

传统振幅恒定控制器由增量式 PI 控制器构成, 由于系统复杂度的影响, 控制器的重要参数往往难以确定。为此, 本文将传统振幅恒定控制器改进为单神经元 PID 参数自适应控制器。由单神经元自适应线性神经网络组成的自适应 PID 控制器, 具有结构简单、环境适应性强和鲁棒性高的特点。其控制结构如图 4 所示。

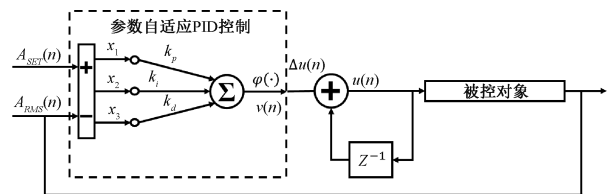


图 4 悬臂振幅恒定自适应控制器

Fig. 4 Cantilever amplitude constant adaptive controller

神经网络的 3 个输入对应的突触权值分别作为比例、积分和微分系数。在特定网络学习算法的作用下, 系统通过自适应调整这些权值, 实现对 PID 控制器比例、积分和微分系数的自动调节, 直至控制器达到稳定状态。

当单神经网络的激活函数为线性函数时, 神经元的输出与诱导局部场呈线性关系。此时, 神经元的输出可以表示为:

$$\Delta u(n) = K \cdot v(n) = K \left(\sum_{j=1}^3 w_j(n) x_j(n) \right) \quad (9)$$

其中, K 为神经元比例系数, 为正实数。输入 $x_j(n)$ 分别为:

$$\begin{cases} x_1(n) = e(n) - e(n-1) \\ x_2(n) = e(n) \\ x_3(n) = e(n) - 2e(n-1) + e(n-2) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $e(n) = A_{SET} - A_{RMS}$, 而突触权值:

$$\begin{cases} w_1(n) = k_p \\ w_2(n) = k_i \\ w_3(n) = k_d \end{cases} \quad (11)$$

突触权值可根据不同的学习规则发生变化。根据监督信号的不同, 常见的学习规则有 3 种分别为: 无监督的 Hebb 学习规则、有监督的 Hebb 学习规则以及 LMS 学习规则。最后, 系统的控制律为:

$$u(n) = u(n-1) + K \sum_{j=1}^3 w_j(n) x_j(n) \quad (12)$$

在大量的实际应用中, PID 参数在线学习修正主要与 $e(k)$ 和 $\Delta e(k)$ 有关, 基于此, 可以将单神经网络自适应 PID 控制算法中的加权系数学习规则进行修改, 改进后的权值的训练过程如下:

$$\begin{cases} w_1(k) = w_1(k-1) + \eta_p e(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \\ w_2(k) = w_2(k-1) + \eta_i e(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \\ w_3(k) = w_3(k-1) + \eta_d e(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \end{cases} \quad (13)$$

这里的 η_p 、 η_i 、 η_d 分别代表比例环节、积分环节以及微分环节的学习率, 采用不同的学习率, 可以对不同的突触权值分别进行调整。

2 系统测试

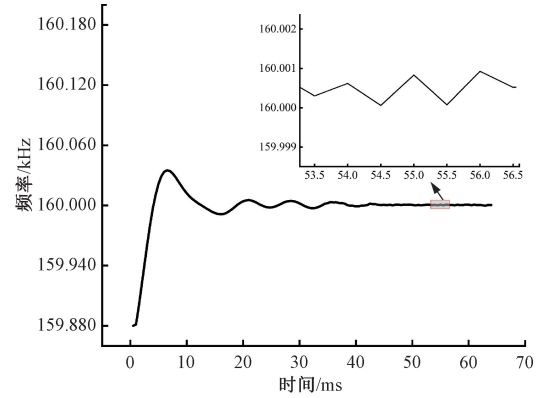
2.1 频率响应测试

控制系统的实验测试是在自行设计并搭建的超真空非接触原子力显微镜系统中进行的。该系统使用 Nanonis 操作系统来激励悬臂振动并监测频率变化, 本研究的设计是将改进的系统对接 Nanonis 的 OC4 模块。

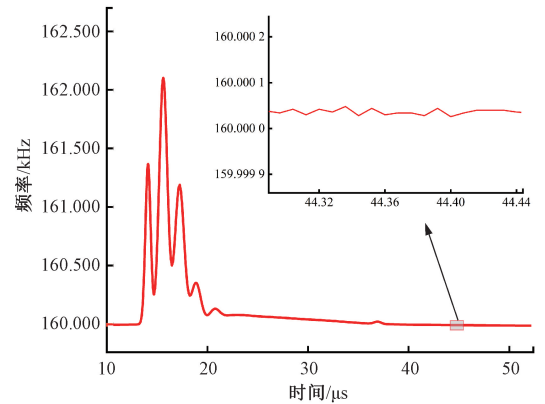
为了对比锁相环改进前后的差异, 需对锁相环改进前后频率锁定过程进行瞬态分析。在二阶环路滤波器中, 自然角频率通常取 $\omega_n = 160.0$ kHz, ξ 取 0.707。取 T 为 80 ns, 可得 $C_1 = 12$, $C_2 = 25$ 。再将该参数带入环路滤波器中, 便构成了固定参数的环路滤波器, 并通过 FPGA 进行实现, 得到数字锁相环。

图 5(a) 为固定参数环路滤波器对应锁相环 (M-PLL) 频率追踪过程, 其跟踪频率稳定时间约为 41 ms 左右, 图 5(b) 为自适应环路滤波器对应锁相环 (A-PLL) 频率追踪过程, 其跟踪频率稳定时间约为 32 μ s 左右。当跟踪频率稳定时, 固定参数环路滤波器对应锁相环锁频精度误差在 1 Hz 左右, 稳定后放大图像如图 5(a) 所示。如图 5(b),

自适应环路滤波器对应锁相环锁频精度误差在 0.04 Hz 左右。经过环路滤波器的改进锁相环的频率跟踪速度提高了 1 280 倍, 锁屏精度也得到了 25 倍左右的提升。锁相环性能的提高, 对悬臂的稳定控制起到至关重要的作用。其快速性、精准性有利于降低反馈信号的反馈时间延迟, 提升反馈的速度以及反馈信号的精确性。



(a) M-PLL 频率锁定过程图
(a) Diagram of frequency locking process of M-PLL



(b) A-PLL 频率锁定过程图
(b) A-PLL frequency locking process diagram

图 5 锁相频率锁对比图

Fig. 5 Comparison of phase-locked frequency locks

在采用自适应环路滤波器后, 自增益系数 K_{LP} 的自适应过程如图 6 所示。当相位差较大时, 增益系数 K_{LP} 相应增大, C_1 和 C_2 的减小会提高相位锁定的速度。随着相位差的减小, K_{LP} 值也会逐步降低, 相应地增大 C_1 和 C_2 的值, 减缓锁定速度。这种动态调整机制确保了系统在快速锁定相位的同时, 也能在相位差较小时维持高精度的跟踪性能。的跟踪性能。

2.2 振幅响应测试

另一方面, 为了对比悬臂幅度自适应控制器对系统的影响, 本文进一步对系统幅度响应进行测试。

将振动电压幅值设置为 5 mV, 对 APIC 输出的振幅信号进行测试, 其输出响应曲线如图 7(a) 所示。改进为 SN-APIC 模块后, 输出响应如图 7(b) 所示。在 APIC 模块下, 系统响应需约 20 μ s 才能达到稳定状态, 并在此之前出现

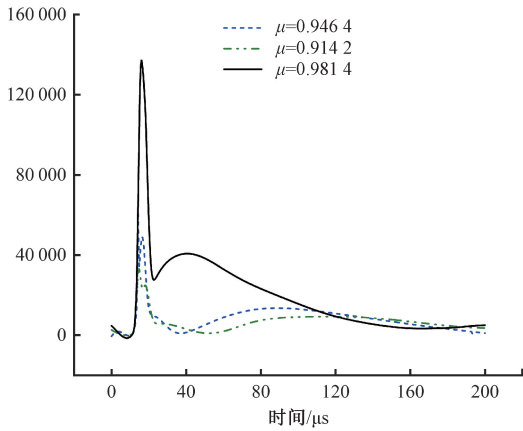


图 6 K_{LP} 的自适应过程图

Fig. 6 Diagram of the adaptive process of K_{LP}

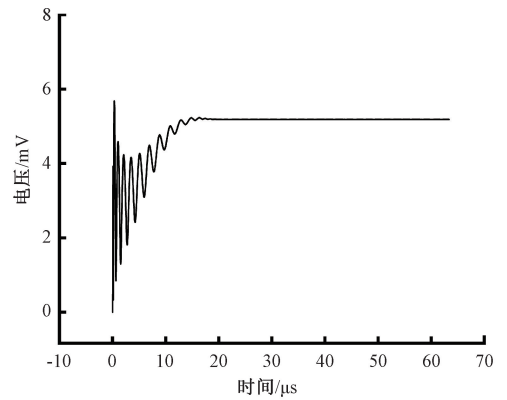
较大的振荡。而相比之下,SN-APIC 模系统稳定时间为 $5 \mu\text{s}$ 左右,不仅稳定速度更快,且前期响应更加平稳,无明显剧烈振荡。如图 7(b)所示,进一步研究表明,学习率的设置对系统输出有显著影响。当学习率 K 为 0.015 4 时,系统响应速度最快;但当 K 值超过 0.015 4 时,系统将失去稳定性。因此,最终将学习率 K 确定为 0.015 4。当 $K = 0.015 4$ 时,系统响应峰值时间(响应超过其终值到达第一个峰值所需的时间)为: $t_p = 1.397 \mu\text{s}$,超调量 $\sigma\% = [c(t_p) - c(\infty)]/c(\infty) \times 100\% = 1.28\%$, $c(t_p)$ 为最大偏移量, $c(\infty)$ 为终值。SN-APIC 响应的快速性与稳定性,主要得益于 PID 参数根据学习规则的自适应调节。图 7(c)展示了 PID 三个参数 K_p 、 K_i 、 K_d 的自适应调整过程。随着这些参数逐步趋于稳定,系统在约 $3.8 \mu\text{s}$ 时达到稳定状态。通过对比实验,SN-APIC 模块的改进有效的提升了悬臂恒幅控制的快速性及稳定性。

3 实验

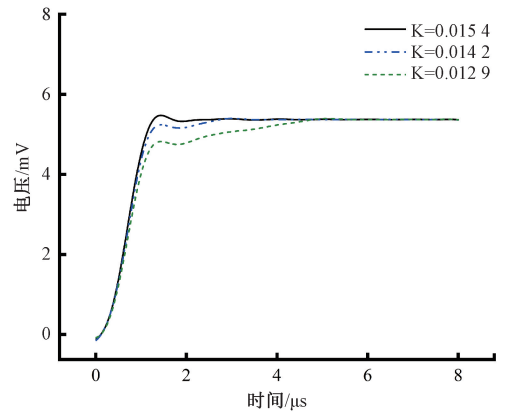
3.1 标准样品成像对比

悬臂控制系统反馈速度会影响悬臂振幅的恢复速度,进而影响成像速度和质量。如果反馈太慢,悬臂振幅会偏离设定值,导致成像过程中的信号延迟或误差;如果悬臂振幅波动较大,系统的非线性响应可能导致图像的失真。通过提高 PLL 信号解调及 APIC 悬臂恒幅控制性能,能够有效避免因悬臂过振或欠振引发的非线性效应,确保成像结果的准确性。

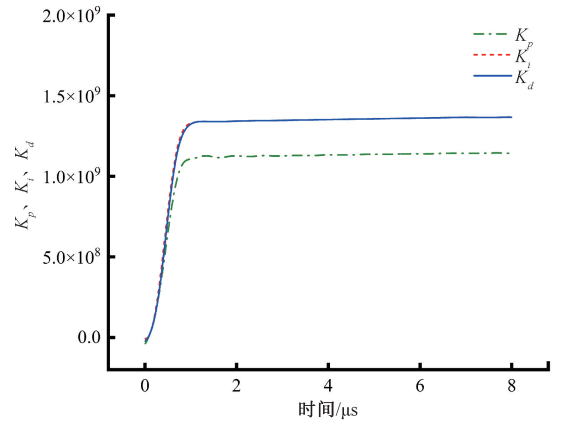
为了证明自适应控制策略对控制系统成像的影响,使用自制的原子力显微镜在真空度为 8×10^{-8} torr、Q 值为 4 003 的条件下对 $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ 的硅片标准样本进行形貌测量。标样的测量位置为正中心,该区域包含了高度差约为 90 nm 的光栅台阶。在扫描设置中,采用了 256×256 的扫描点阵列,每个点的扫描时间设置为 3 ms。为控制变量,本文在相同的外部条件下对标样进行测量,图 8(a)为



(a) APIC 输出响应曲线
(a) APIC output response curve



(b) SN-APIC 不同学习率的输出响应曲线
(b) Output response curves of SN-APIC with different learning rates



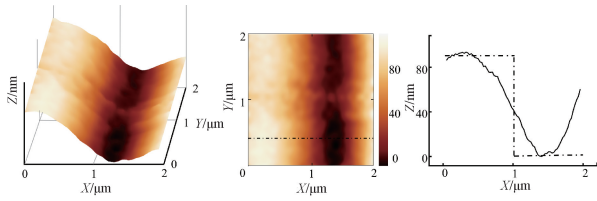
(c) PID 三个参数的自适应过程
(c) Adaptive process of the three PID parameters

图 7 振幅测试响应

Fig. 7 Amplitude test response

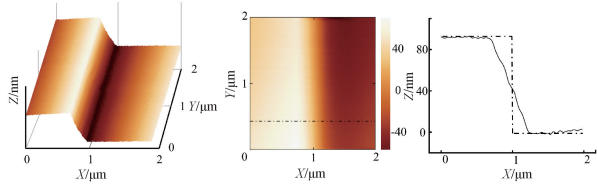
原系统对标样成像的形貌 3D、2D 及台阶高度图,图 8(b)为悬臂参数自适应控制系统对标样成像的形貌 3D、2D 及台阶高度图。对 Z 轴测量高度与理想标准高度(如虚线所示)进行标准误差测量,原系统 Z 轴测量高度标准误差值为 22.514 6 nm,悬臂参数自适应控制系统 Z 轴测量高度标准误差值为 13.617 8 nm。通过对比可以看出自适应控制策略能够有效地减小了形貌高度测量误差,有效地减小

了图像的非线性失真的影响。



(a) 原控制系统标样光栅台阶形貌测试图

(a) Original control system standard sample grating step morphology test image



(b) 自适应控制系统标样光栅台阶形貌测试图

(b) The adaptive control system standard sample grating step morphology test image

图 8 光栅标样测试图像

Fig. 8 Grating standard imaging image

3.2 云母片表面测量

另外,悬臂驱动力与尖端和样本之间的耗散相互作用成比例,耗散图像一定程度上也能够反映悬臂控制的稳定性。为了进一步验证自适应控制策略的有效性,利用自制的原子力显微镜在真空度为 7.5×10^{-8} torr、Q 值为 3 580 的条件下进一步的对云母表面进行了形貌及耗散成像实验,实验结果如图 9 所示。

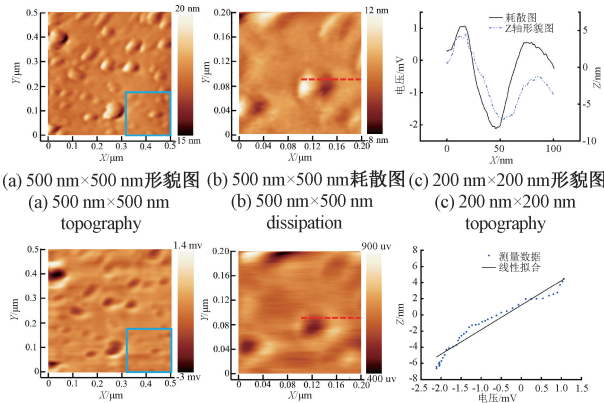


图 9 云母片成像图

Fig. 9 Mica sheet imaging

首先对云母片 $500 \text{ nm} \times 500 \text{ nm}$ 进行了形貌图及耗散图的测量,如图 9(a)、(b)所示,进一步在原有的基础上以框选区域缩小扫描范围为 $200 \text{ nm} \times 200 \text{ nm}$,测得的形貌图如图 9(c)所示,耗散图如图 9(d)所示。并在 $200 \text{ nm} \times 200 \text{ nm}$ 图像的红色线上有进一步的测量了耗散曲线与形貌曲线,如图 9(e),虚线为形貌曲线,实线为耗散曲线。并

对耗散曲线与 Z 轴形貌高度进行了线性分析,拟合结果如图 9(f)所示,结果表明两者具有一定的线性对应关系,进一步说明了改进后的悬臂控制系统具有良好的稳定性。

3.3 镀层表面测量应用

在实际应用中,AFM 通常用于测量表面镀层台阶的高度,用来准确评估镀层的厚度和均匀性。

为了进一步证明系统的有效性,本文对镀金硅基体表面形貌进行成像,并测量硅基镀金层厚度,其表面形貌观测结果如图 10 所示。

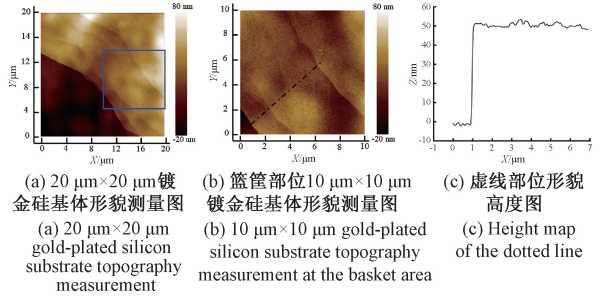


图 10 镀金硅基体形貌测量图像

Fig. 10 Gold-coated silicon substrate morphology image

实验所测量的镀金硅基体为 NV 色心金刚石传感器探头镀金反色层。为满足传感器微量化的要求,运用型号为 EXPLORER 的磁控溅射镀膜设备,在真空度为 6.7×10^{-5} pa 的条件下,设置镀膜功率为 100 W,镀膜速率为 0.57 nm/s,镀膜时间为 88 s,将硅基表面镀上一层厚度为 50 nm 的金层薄膜。为了进一步评估镀层的厚度,将镀金硅基体放入改进的原子力显微镜仪器中,对镀金层与硅基分界处进行观测。在获取 $20 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$ 表面图像后,如图 10(a)所示,确立了台阶大体位置,在实线框区域内,进行了 $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$ 的成像测量,测量结果如图 10(b)所示,最后按照黑色曲线位置进行进一步测量,就得到了金层台阶高度,经过测量台阶高度如图 10(c)所示为 50 nm。测量高度与磁控溅射镀膜设备镀层厚度相符,进一步的说明了系统改进的应用有效性。

4 结 论

本文针对非接触式原子力显微镜的悬臂控制系统进行了深入研究,重点对传统 PLL 和 APIC 回路的控制策略进行了优化。通过改进传统锁相环为参数自适应锁相环,显著提升了系统的频率锁定速度和稳定性;同时,通过优化 APIC 振幅控制回路,将增量式 PI 控制器改进为单神经元 PID 参数自适应控制器,有效增强了悬臂振动振幅恒定控制的性能。测试与实验结果表明,改进后的控制策略显著提高了扫描图像的准确,并有效地减轻了成像中非线性失真状况的影响。最后,进行了镀层表面应用测试,验证了本研究方法的有效性和实用性。

此外,本研究为原子力显微镜控制系统的工程改进提

供了新的设计思路和优化方向。未来的工作可进一步关注以下几个方面:一方面是针对成像过程中蠕变和滞后效应的影响,深入研究原子力显微镜压电制动器的非线性行为;另一方面是对自动距离控制回路的控制理论与系统结构进行进一步优化与设计。这些研究将为原子力显微镜在高精度成像领域的应用和发展提供更为坚实的理论和技術基础。

参考文献

- [1] 王旭东, 温阳, 王慧云, 等. 真空调频原子力显微镜系统设计[J]. 电子测量技术, 2022, 45(5): 181-186.
WANG X D, WEN Y, WANG H Y, et al. Design of a vacuum frequency-modulated atomic force microscope system [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(5): 181-186.
- [2] ARIMA E, WEN H F, NAITOH Y, et al. KPFM/AFM imaging on TiO₂(110) surface in O₂ gas[J]. Nanotechnology, 2018, 29(10): 105504.
- [3] NGUYEN-TRI P, GHASSEMI P, CARRIERE P, et al. Recent applications of advanced atomic force microscopy in polymer science: A Review [J]. Polymers, 2020, 12(5): 1142.
- [4] PAYAM A F. Modelling and nanoscale force spectroscopy of frequency modulation atomic force microscopy [J]. Applied Mathematical Modelling, 2020, 79: 544-554.
- [5] MIYATA K, FUKUMA T, BEILSTEIN J. Quantitative comparison of wideband low-latency phase-locked loop circuit designs for high-speed frequency modulation atomic force microscopy [J]. Nanotechnol, 2018, 9(1): 1844-1855.
- [6] RUPPERT M G, KARVINEN K S, WIGGINS S L, et al. A Kalman filter for amplitude estimation in high-speed dynamic mode atomic force microscopy [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 24(1): 276-284.
- [7] RAGAZZON M R P, GRAVDAHL J T, FLEMING A J. On amplitude estimation for high-speed atomic force microscopy [C]. 2016 American Control Conference(ACC). IEEE, 2016: 2635-2642.
- [8] RAGAZZON M R P, RUPPERT M G, HARCUMBE D M, et al. Lyapunov estimator for high-speed demodulation in dynamic mode atomic force microscopy [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 26(2): 765-772.
- [9] FUKUDA S, ANDO T. Technical advances in high-speed atomic force microscopy [J]. Biophysical Reviews, 2023, 15(6): 2045-2058.
- [10] PAYAM A F. Dynamic modeling and sensitivity analysis of dAFM in the transient and steady state motions[J]. Ultramicroscopy, 2016, 169: 55-61.
- [11] LÓPEZ-GUERRA E A, BANFI F, SOLARES S D, et al. Theory of single-impact atomic force spectroscopy in liquids with material contrast [J]. Scientific Reports, 2018, 8(1): 7534.
- [12] 温阳, 陈纵横, 冯婕, 等. 可调谐探针起振系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(4): 80-85.
WEN Y, CHEN Z H, FENG J, et al. Design of a Tunable probe oscillation system [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(4): 80-85.
- [13] 杜勇. 锁相环技术原理及FPGA实现[M]. 北京: 北京工业出版社, 2016: 144-145.
DU Y. Principle of phase-locked loop technology and FPGA implementation[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2016: 144-145.
- [14] AV A, SUKUMAR N, SUMATHI P. FPGA based adaptive lock-in amplifier[C]. 2022 IEEE 19th India Council International Conference (INDICON), 2022: 1-6.
- [15] SONG Y J, PANY T, WON J H. Theoretical upper and lower limits for normalized bandwidth of digital phase-locked loop in GNSS receivers [J]. Sensors, 2023, 23(13): 5887.
- [16] NAKTAL N Z, YONIS A Z, MOHAMMED K K. Performance improvement of fractional N-PLL synthesizers for digital communication applications[J]. TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control), 2021, 19(6): 2030-2037.
- [17] SINGH A. Design and performance of self adaptive SRF-PLL technique for grid synchronization [J]. International Journal of Electronics, 2023, 110(10): 1794-1807.

作者简介

曾德超, 硕士, 主要研究方向为精密仪器研发与测量、原子力显微镜技术。

E-mail:3331324290@qq.com

姚志飞, 博士, 主要研究方向为原子力显微术、机械工程。

E-mail:1281709870@qq.com

孙秋园, 硕士, 主要研究方向为电子信息与信号处理。

E-mail:3214380156@qq.com

赵波慧, 博士, 主要研究方向为原子力显微镜系统开发、材料表面原子尺度测量。

E-mail:zhaobohui2012@163.com

马宗敏(通信作者), 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为量子传感与精密测量。

E-mail:mzmncit@163.com