卫星激光通信光束控制中的迟滞建模与补偿

曹开锐*, 郝广路, 柳青峰, 谭立英, 马晶

哈尔滨工业大学航天学院, 哈尔滨 150001

*联系人, E-mail: cao-kairui@hit.edu.cn

收稿日期: 2020-06-20; 接受日期: 2020-08-13; 网络出版日期: 2020-12-11

国家自然科学基金(编号: 61503096)资助项目

摘要 为保证卫星激光通信的链路稳定, 需要将接收的光束始终控制在通信中心点. 由于压电陶瓷驱动的快速倾斜镜具有高刚度和快速响应等特点, 作为执行机构广泛应用于卫星激光通信的精跟踪系统. 但是压电陶瓷本身具有迟滞特性, 给精跟踪系统的闭环控制带来了难题. 传统的处理方法是在精跟踪系统内部增加一层闭环控制使快速倾斜镜达到线性化的目的, 但这会极大地降低精跟踪系统的带宽. 通过对快速倾斜镜结构进行分析, 我们发现可以利用对称迟滞模型对其迟滞特性进行建模, 进一步提出了一种基于Madelung规则的对称迟滞建模与补偿方法, 能够精确地描述和补偿快速倾斜镜的迟滞特性, 有效地提升光束控制带宽, 从而提高通信链路的稳定性. 理论仿真和实验结果验证了所提出方法的有效性.

关键词 迟滞建模, 迟滞补偿, Madelung规则, 快速倾斜镜, 卫星激光通信

PACS: 75.60.-d, 77.80.Dj, 75.60.Jk, 77.84.Cg, 84.40.Ua

1 引言

目前北斗导航系统已实现全球覆盖. 如果导航卫星之间的数据传输能够通过激光通信技术实现^[1,2], 即实现通信测距一体化, 将会大幅提升导航星座的战略意义. 考虑到激光通信的通信距离远、信号发射功率有限、接收传感器灵敏度有限、接收天线的孔径大小受限等因素, 需要尽量减小通信光束的束散角. 通常情况下, 束散角仅有100 μ rad左右. 因此要求激光通信终端对通信光束具有精确和快速的跟踪能力, 即在卫星平台振动、大气湍流干扰、光强闪烁等干扰因素存在的前提下, 准确地将通信光束保持在通信器件的光敏

面上. 为了实现上述功能, 光通信终端通常具有精跟踪系统^[3,4], 如图1所示, 是由快速倾斜镜、高速CCD相机以及控制器三部分构成的光束控制系统. CCD相机作为反馈器件, 用于提供入射光束的角度信息. 一般情况下, 光通信终端的最佳光束入射角会对应CCD相机上的一个坐标位置, 也被称为通信中心点. 在通信链路建立后, 控制器给快速倾斜镜发送角度调整指令, 使入射光束始终保持在通信中心点, 以保证通信链路的稳定.

从精跟踪系统的结构可以看出, 其核心器件是快速倾斜镜. 如果要使激光通信链路稳定, 就必须要求快速倾斜镜具有较高的带宽. 由于压电陶瓷具有体积

引用格式: 曹开锐, 郝广路, 柳青峰, 等. 卫星激光通信光束控制中的迟滞建模与补偿. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2021, 51: 019518
Cao K-R, Hao G-L, Liu Q-F, et al. Hysteresis modeling and compensation in beam control of satellite laser communication (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2021, 51: 019518, doi: 10.1360/SSPMA-2020-0220

图 1 (网络版彩图) 卫星激光通信中精跟踪系统示意图
Figure 1 (Color online) Schematic diagram of fine tracking system in satellite laser communication.

小、重量轻、刚度高和响应快等优点, 通常被用作卫星激光通信终端中快速倾斜镜的执行机构, 以满足高精度光束控制的要求^[5]. 压电陶瓷利用压电逆效应原理进行工作, 即在其两端输入电压, 压电陶瓷会伸长一定的距离. 然而压电陶瓷内部固有的迟滞特性使得输入电压与输出位移之间呈现多值映射的非线性问题, 因此必须对压电陶瓷的迟滞现象进行建模. 现有的迟滞建模方法主要分为两类^[6]. 一类是机理建模方法, 即根据最小自由能等基本原, 从铁电和压电等效效应产生的电畴以及电偶极子角度出发来阐述迟滞非线性成因, 如Jiles-Atherton模型^[7,8]、Domain Wall模型^[9]等都属于机理建模方法. 机理建模方法极大地依赖于所使用的压电材料, 不具备普适性, 不易于推广. 另一类是现象建模方法, 现象建模并不关心迟滞现象产生的物理机制, 只是利用数学模型来描述迟滞系统的输入输出间的对应关系, 例如Preisach模型^[10]、Prandtl-Ishlinskii (PI)模型^[11]和Bouc-Wen模型^[12,13]等. 上述的这些现象模型的研究对象是对称迟滞, 若用于非对称迟滞的描述会产生较大的误差. 为了能够描述非对称迟滞, 人们在传统的现象模型基础上进行了改进^[14-17]. 相比于复杂的物理建模方法, 现象建模容易也较为精确, 故在实际工程中应用较为广泛. 尽管我们能够较为精确地建立单根压电陶瓷的迟滞模型, 但快速倾斜镜的迟滞模型却比较复杂, 因为它是多根压电陶瓷的并联机构. 如图2所示, 在快速倾斜镜内部有四根呈十字对称分布的压电陶瓷柱, 通过每根压电陶瓷的伸缩即可推动其上的镜面平台进行偏转, 镜面平台通过柔性铰链与外壳连接.

受到压电陶瓷迟滞效应的影响, 快速倾斜镜的输入电压和偏转角度也呈现迟滞非线性关系. 传统的处理方法不考虑迟滞的影响, 在快速倾斜镜驱动电路中

图 2 (网络版彩图) 快速倾斜镜及其内部结构
Figure 2 (Color online) Fast steering mirror and its internal structure.

增加一层闭环控制以达到线性化的目的, 但这会极大地降低精跟踪系统的带宽, 只适用于对动态性能要求不高的场合. 为了获得更高的带宽, 必须对快速倾斜镜的迟滞效应进行建模和补偿. 但目前对其迟滞建模方法的相关报道较少. 王冲冲等人^[18]和刘鑫等人^[19]利用神经网络来进行迟滞的建模与补偿. 尽管取得了较好的迟滞建模效果, 但基于神经网络的方法计算量较大, 在实时应用方面存在限制. Wang等人^[20]和于志亮等人^[21]利用改进的PI模型对快速倾斜镜进行迟滞建模. 这种方法的建模精度与算子数量有关, 为提高建模精度需要辨识较多的参数. 袁刚等人^[22]利用Bouc-Wen模型进行迟滞建模, 该方法需要辨识的参数较少, 但其辨识算法复杂且进行建模计算时需要求解微分方程. 另外, 由于激光通信终端的在轨运行环境复杂, 温度和空间辐射等都会对快速倾斜镜的迟滞特性造成改变. 因此, 我们需要辨识算法简单和计算速度快的迟滞建模方法.

为了建模精确性与辨识和建模算法的复杂度之间的矛盾, 本文提出了一种基于Madelung规则的迟滞建模方法. 该方法基于Madelung规则和对称迟滞的特性直接构造输入与输出之间的轨迹, 因此称其为轨迹构造法. 该方法具有参数少、易辨识、计算量小的特点, 适用于激光通信终端复杂的在轨环境. 此外, 轨迹构造法的逆模型同样具有简便易用的特点, 能够有效补偿快速倾斜镜的迟滞效应, 提升系统带宽. 理论仿真和实验结果表明了所提出方法的有效性.

2 快速倾斜镜的迟滞特性分析

尽管快速倾斜镜内部包含四个压电陶瓷作动器, 但这些压电陶瓷并非独立工作, 而是对径两个压电陶瓷同时工作, 驱动镜面平台沿垂直于这两个压电陶瓷的方向转动. 如图3所示, 对径的1号和2号陶瓷的电接口串联在一起, 共同承担固定100 V的电压输入, 而控制电压经放大器放大后接入到两根陶瓷的连接点. 改变控制电压的大小, 就可以同时控制两根陶瓷的伸缩, 完成对一个方向的角度控制.

假设压电陶瓷1和2的主迟滞环如图4(a)所示, 为非对称迟滞. 那么将它们按照图3所示的形式进行串联工作时, 不难得出其输入电压和输出角度之间的主迟滞环是对称的, 这里所谓的对称是指中心对称, 即将迟滞环沿其中心旋转180°后与旋转之前重合, 如图4(b)所示. 但主迟滞环内部的次迟滞环却并非中心对称, 因此不能简单地定义快速倾斜镜的迟滞特性是对称的或是非对称的. 理想情况下, 最精确的建模方法是分别建立每根压电陶瓷的迟滞模型, 再根据这些压电陶瓷伸缩长度来计算镜面平台的偏转角度. 但这样难度会增大. 因此, 常用的方法都是直接建立快速倾斜镜的输入电压和输出角度的迟滞模型, 这也符合迟滞的现象建模方法的核心思想. 在本文中我们将利用对称迟滞模型描述快速倾斜镜的迟滞特性.

3 基于Madelung规则的对称迟滞建模

3.1 描述迟滞现象的Madelung规则

在20世纪, 德国物理学家Madelung最早对迟滞现象进行了详细的观察, 并总结了三条基本规律. 下面以图5为例进行说明, 假设迟滞轨迹从 A_0 点出发, 随输入 x 的增加沿曲线 $A_0A'_0$ 运动(见图5(a)). 则Madelung规则可以描述如下.

(1) 从任意拐点出发的迟滞轨迹只由这个拐点的坐标决定. 例如, 图5(b)中的转折点 A_1 是曲线 A_1A_0 的起点, 曲线 A_1A_0 的轨迹可以被 x_{A_1} 和 y_{A_1} 唯一地描述.

(2) 如果轨迹上的任意一点 A_2 成为一个新的拐点, 那么轨迹会回到之前的转折点 A_1 , 如图5(c)所示. 换句话说, 任何迟滞回线都是闭合的.

(3) 如果沿曲线 A_2A_1 运动的轨迹超出了 A_1 , 则迟滞

图3 (网络版彩图)快速倾斜镜的角度控制机理

Figure 3 (Color online) Angle control mechanism of fast steering mirror.

图4 (网络版彩图)快速倾斜镜主迟滞环的对称特性. (a) 非对称迟滞; (b) 对称迟滞

Figure 4 (Color online) Symmetry property of the main hysteresis loop of fast steering mirror. (a) Asymmetric hysteresis; (b) symmetric hysteresis.

轨迹重新回到曲线 $A_0A'_0$ 上, 就像迟滞环 $A_1A_2-A_2A_1$ 不存在一样, 如图5(d)所示.

Madelung规则经常被用于检验新提出的迟滞模型的有效性, 如传统的Preisach模型和PI模型都遵从Madelung规则. 接下来, 我们将利用这三条规则建立对称迟滞模型.

3.2 轨迹构造法

在我们的轨迹构造方法中, 假设迟滞轨迹的起点为点 A_0 , A_0 点对应于最小的输入值, 如图5(a)所示. 从

图 5 (网络版彩图) Madelung规则示意图. (a) 轨迹在 $A_0A'_0$ 上; (b) 轨迹在 A_1A_0 上; (c) 轨迹在 A_2A_1 上; (d) 从 A_2A_1 到 $A_0A'_0$ 的轨迹转移

Figure 5 (Color online) Illustration of Madelung's rules. (a) Trajectory is on $A_0A'_0$; (b) trajectory is on A_1A_0 ; (c) trajectory is on A_2A_1 ; (d) trajectory transfer from A_2A_1 to $A_0A'_0$.

点 A_0 开始, 轨迹沿主迟滞环的上升曲线 $A_0A'_0$ 移动. 假设曲线 $A_0A'_0$ 的函数是 $f_0(x)$, 其中 $x \in D_{f_0} = [A_0, A'_0]$, D_{f_0} 是 $f_0(x)$ 的定义域. 根据规则(2), 轨迹在点 A_1 反转后将沿曲线 A_1A_0 回到 A_0 , 其中 $x_{A_1} \in (x_{A_0}, x_{A'_0}]$. 由于我们所建立的迟滞模型是对称的, 可以知道曲线 A_1A_0 和 A_0A_1 是中心对称的, 如图5(b)所示. 因此, A_1A_0 上的点 $(x, f_1(x))$ 与对应的 A_0A_1 上的点 $(x_t, f_0(x_t))$ 具有如下数学关系:

$$\frac{x+x_t}{2} = \frac{x_{A_0}+x_{A_1}}{2}, \quad (1)$$

$$\frac{f_1(x)+f_0(x_t)}{2} = \frac{f_0(x_{A_0})+f_0(x_{A_1})}{2}. \quad (2)$$

在式(2)中, $((x_{A_0}+x_{A_1})/2, (f_0(x_{A_0})+f_0(x_{A_1}))/2)$ 为迟滞环 $A_0A_1-A_1A_0$ 的中心点. 从式(1)和(2)中可以得到曲线 A_1A_0 的表达式为

$$f_1(x) = f_0(x_{A_0}) + f_0(x_{A_1}) - f_0(x_{A_0} + x_{A_1} - x), \quad (3)$$

其中, $x \in D_{f_1} = (x_{A_0}, x_{A_1})$. 同样, 如果 A_1A_0 上的 A_2 点成为一个新的转折点, 则曲线 A_2A_1 可以由下式表示为

$$f_2(x) = f_1(x_{A_1}) + f_1(x_{A_2}) - f_1(x_{A_1} + x_{A_2} - x), \quad (4)$$

其中, $x \in D_{f_2} = (x_{A_2}, x_{A_1})$. 此时, 轨迹沿曲线 A_2A_1 移动, 如图5(c)所示. 如果轨迹继续移动并超出前一个拐点 A_1 , 那么轨迹将转移到曲线 $A_0A'_0$ 上, 就好像迟滞环 $A_1A_2-A_2A_1$ 根本不存在一样(见规则(3)), 这也意味着 A_1 和 A_2 可以被擦除. 如果迟滞轨迹将在 A_2A_1 上的 A_3 点处反转, 则新形成的曲线 A_3A_2 的函数为

$$f_3(x) = f_2(x_{A_2}) + f_2(x_{A_3}) - f_2(x_{A_2} + x_{A_3} - x), \quad (5)$$

其中, $x \in D_{f_3} = (x_{A_2}, x_{A_3})$.

根据同样的道理, 可以为任何输入信号描述迟滞轨迹. 不失一般性, 假设当拐点 $A_0, A_1, \dots, A_m$ 是按照顺序生成的, 曲线 A_kA_{k-1} 的函数可以表示为

$$f_k(x) = f_{k-1}(x_{A_{k-1}}) + f_{k-1}(x_{A_k}) - f_{k-1}(x_{A_{k-1}} + x_{A_k} - x), \quad (6)$$

其中, 当 k 为偶数时, $x \in D_{f_k} = (x_{A_k}, x_{A_{k-1}})$, 当 k 为奇数时, $x \in D_{f_k} = (x_{A_{k-1}}, x_{A_k})$, $k = 1, 2, \dots, m$. 需要注意的是, 式(6)是一个迭代方程, 不适用于实时应用. 经过迭代和简化, 式(6)可以得到进一步简化. 当 k 为偶数时,

$$f_k(x) = f_{k-1}(x_{A_k}) - f_0(x_{A_0}) + f_0(x_{A_0} + x_{A_k} - x). \quad (7)$$

当 k 为奇数时,

$$f_k(x) = f_{k-1}(x_{A_k}) + f_0(x_{A_0}) - f_0(x_{A_0} - x_{A_k} + x). \quad (8)$$

在式(7)或(8)中, $f_{k-1}(x_{A_k})$ 为 A_k 点的纵坐标, 即 $y_{A_k} = f_{k-1}(x_{A_k})$, 其余两项由 $f_0(x)$ 计算. 这说明曲线 A_kA_{k-1} 是由点 A_k 的坐标决定的, 从而验证了规则(1). 根据规则(3), 一旦迟滞轨迹超过 A_{k-1} 点, 它将从 A_kA_{k-1} 转移到 $A_{k-2}A_{k-3}$. 从上面分析可以看出, 如果已知主迟滞环上升曲线 A_0A_1 的函数 $f_0(x)$, 就可以根据输入信号构造迟滞轨迹, 这就是轨迹构造法的基本思想.

接下来, 我们将轨迹构造法翻译成计算机算法. 在开始之前, 我们应该从轨迹构造法中知道以下几点事实.

(1) 作为迟滞运动历史的记录者, 所有的拐点都需要加以识别和记录.

(2) 如果轨迹超过之前的拐点 A_{k-1} , 则会转移到之

前的曲线 $A_{k-2}A_{k-3}$. 在这之后的轨迹描述中已不需要 A_{k-1} 和 A_k 的信息, 应该被抹除掉.

(3) 式(7)和(8)所描述的曲线的域范围随 k 的增大而减小, 即

$$D_{f_k} \subset D_{f_{k-1}} \subset \cdots \subset D_{f_1} \subset D_{f_0}. \quad (9)$$

(4) 任意时刻的迟滞轨迹必须位于式(7)或(8)所描述的曲线之上, 该曲线称为当前曲线. 如果确定了当前曲线, 则可以描述迟滞轨迹. 事实上, 当前曲线可以通过在已有的曲线中找到包含输入值 x 的最小定义域来确定. 在数学上, 我们有

$$D_c = \min_{\sigma(D_f)} \{x \in D_f, D_f \in D_{\text{all}}\}, \quad (10)$$

其中, D_c 为当前曲线的定义域, $\sigma(D_f)$ 为 D_f 的长度,

$$D_{\text{all}} = \{D_{f_0}, D_{f_1}, \cdots, D_{f_m}\}.$$

(5) 如果 k 为偶数时, 则式(7)所描述的当前曲线为上升曲线, 当 k 为奇数时, 当前曲线为下降曲线, 由式(8)描述.

3.3 算法及复杂度分析

从上述分析可以看出, 任意时刻的轨迹必然在当前曲线上, 该曲线的起点被定义为当前拐点. 值得说明的是, 根据规则(1), 确定当前拐点和确定当前曲线是一致的, 进而迟滞轨迹可由式(7)或(8)描述. 算法流程图如图6所示, 可分为如下四个部分.

第一部分为初始化部分. 主迟滞环上升曲线的函数 $f_0(x)$ 可以用下面的多项式来描述:

$$f_0(x) = c_s x^s + c_{s-1} x^{s-1} + c_1 x + c_0, \quad (11)$$

其中, $c_i (i = 0, 1, \cdots, s)$ 为系数, s 为多项式的次数. 在算法中, 将所有拐点进一步划分为两类: 左拐点和右拐点, 例如, $A_0, A_2, A_4, \cdots$ 为左拐点和 $A_1, A_3, A_5, \cdots$ 为右拐点. 使用数组 X_L 和数组 Y_L 分别记录左拐点的 x 和 y 坐标. 类似地, 使用 X_R 和 Y_R 记录右拐点的 x 和 y 坐标. 定义辅助变量 x_1, y_1 和 x_2 用来识别拐点. 变量 TP_flag 是指示最新产生拐点的类型, 如 $TP_flag=0$ 表示最新的拐点是左拐点, 这说明迟滞轨迹正沿某一上升曲线运动.

第二部分用于确定拐点. 根据拐点产生的特点, 可

图6 轨迹构造法的实现算法

Figure 6 Realization algorithm of the trajectory construction method.

以利用如下不等式确定点 (x_1, y_1) 是否为转折点,

$$(x - x_1)(x_1 - x_2) < 0, \quad (12)$$

其中, x_1 和 x_2 是 x 之前的两个输入值, 如果不等式(12)成立, 则点 (x_1, y_1) 是一个拐点. 进一步, 如果 $x - x_1 > 0$, 它是一个左拐点. 如果 $x - x_1 < 0$, 则为右拐点. 接下来, 根据拐点类型将其存储.

第三部分的目的是确定当前拐点, 并在确定当前拐点之后清除不需要的拐点. 如前所述, 当前曲线可以由式(9)和(10)来确定. 由式(9)可以看出, 数组 X_L 和 X_R 中的元素分别按升序和降序自然排序. 事实上, 由式(9)所描述的函数的定义域关系, 我们可以得到

$$\begin{cases} x_{A_0} < x_{A_2} < x_{A_4} < x_{A_6} < \cdots, \\ x_{A_1} > x_{A_3} > x_{A_5} > x_{A_7} > \cdots. \end{cases} \quad (13)$$

如果此时 $TP_flag=0$, 则最新产生的拐点 A_m 为左拐

点, 当前曲线为上升曲线. 同时, 我们有

$$x_{A_0} < x_{A_1} < \cdots < x_{A_m} < x,$$

因此, 可将式(10)简化为

$$D_f = \begin{cases} D_{f_m}, x < x_{A_{m-1}}, \\ D_{f_k}, x_{A_k} \leq x < x_{A_{k-2}}, k = 3, 5, \cdots, m-1, \\ D_{f_0}, x_{A_1} \leq x \leq x_{A'_0}. \end{cases} \quad (14)$$

相反, 如果 $TP_flag=1$, 转折点 A_m 是一个右拐点, 式(10)可以简化为

$$D_f = \begin{cases} D_{f_m}, x_{A_{m-1}} < x, \\ D_{f_k}, x_{A_{k-2}} \leq x < x_{A_k}, k = 4, 6, \cdots, m-1, \\ D_{f_0}, x_{A_0} \leq x \leq x_{A_2}. \end{cases} \quad (15)$$

式(14)和(15)说明当前拐点可以通过定位 x 在 X_L 或 X_R 中的位置来确定. 为了加快定位速度, 我们使用二分查找的方法来定位 x 的位置. 二分查找完成后, 就能找到当前拐点在所有已产生拐点数组中的位置. 同时, 根据Madelung规则(3), 根据 x 的位置, 将其身后所有的拐点清除.

第四部分是使用式(7)或(8)来计算输出值 y . 此外, 需要对辅助变量 x_1 , y_1 和 x_2 进行更新. 值得注意的是, 更新必须在 $x \neq x_1$ 时进行, 因为连续相同的输入值将影响转折点的识别.

由于存在拐点清除机制, 转折点的数量不会无限增加, 转折点的最大数量 N_u 等于不同输入值的数量. 例如, 一个具有 $n_s = 12$ 位数模转换器的数据采集系统有 $N_u = 2^{n_s} = 2^{12} = 4096$ 个不同的输入值, 则在此系统中最大拐点数量就是4096. 另一方面, 注意到左拐点和右拐点是交替生成并成对消除的, 因此, 可以简单地假设左、右拐点的数量相同. 在算法中, 每个数组的长度可以设置为 $N_u/2$, 二分法耗时最多, 因此它是算法的主体. 其计算复杂度为 $T(L)=O(\log_2 L)$, 其中 L 为输入数组的长度. 在此算法中, L 的最大值为 $L = N_u/2 = 2^{n_s-1}$, 其中 n_s 为所使用的DAC的分辨率. 由此可知, 算法的计算复杂度为 $O(\log_2 2^{n_s-1}) = O(n_s)$. 此外, 由于要记录所有产生的拐点, 算法的空间复杂度为 $O(N_u) = O(2^{n_s})$.

4 参数辨识与逆补偿

4.1 参数辨识

在轨迹构造法中, 唯一需要辨识的就是式(11)中 $f_0(x)$ 的参数. 输入振荡信号, 如正弦和三角波, 并获取在最小输入值和最大输入值之间的输入和输出数据. 当输入从最小值 x_{A_0} 增加到最大值 $x_{A'_0}$ 时, 轨迹沿主迟滞环上升曲线运动. 当输入值从 $x_{A'_0}$ 减小到 x_{A_0} 时, 轨迹沿主环下降曲线 $f'_0(x)$ 移动. 我们知道在理论上由于对称迟滞的特性, $f_0(x)$ 与 $f'_0(x)$ 呈中心对称关系. 但为了在实际数据中获取下降曲线 $f'_0(x)$ 的信息, 需要将下降曲线上的点转换为上升曲线对应的点. 注意到 $f_0(x)$ 和 $f'_0(x)$ 是中心对称的, 则点 $(x, f'_0(x))$ 可以转换为对应的点 $(x_t, f_0(x_t))$, 如图7所示, 其中

$$\begin{cases} x_t = x_{A_0} + x_{A'_0} - x, \\ f_0(x_t) = f_0(x_{A_0}) + f_0(x_{A'_0}) - f'_0(x). \end{cases} \quad (16)$$

根据式(16), 可以将同时描述上升与下降曲线的数据转换为只描述上升曲线的数据. 进一步, 可以通过最小二乘算法得到 $f_0(x)$.

4.2 迟滞补偿

在对快速倾斜镜进行对称迟建模之后, 接下来的任务就是对其进行迟滞补偿. 为了减轻快速倾斜镜的迟滞效应, 需要采用如图8所示的方案, 即在真实的迟滞系统之前串联一个前馈补偿器以消除迟滞效应. 如图9所示, 如果实际的迟滞曲线与迟滞补偿器的曲线沿45°线对称, 则该前馈补偿器能够完全补偿实际的迟

图 7 (网络版彩图)下降曲线上的点转移到上升曲线

Figure 7 (Color online) The transfer of points from the descending curve to the arising curve.

图 8 迟滞补偿方案图

Figure 8 Schematic of hysteresis compensation.

图 9 (网络版彩图)迟滞非线性和它的逆之间关系

Figure 9 (Color online) Relationship between hysteresis nonlinearity and its inverse.

滞效应. 此时, 快速倾斜镜的实际输出角度 y 与理想输出角度 y_d 保持一致, 达到了迟滞补偿的目的. 事实上, 该前馈补偿器也是一个迟滞模型, 也可以由轨迹构造法描述. 注意到在图 9 中, 前馈补偿器的主环上升曲线 $g_0(y_d)$ 与 $f_0(x)$ 互为反函数. 在实际应用中, 不需要通过数学手段求取 $f_0(x)$ 的反函数. 利用最小二乘算法, $g_0(y_d)$ 的参数可以通过 $f_0(x)$ 的辨识数据得到.

5 仿真与实验

5.1 半实物仿真

为了测量轨迹构造法的计算时间, 本节通过使用 DSP28335 开发板进行半实物仿真, 其工作频率设置为 150 MHz. 在实验中, 使用 DSP 的一个引脚表示算法的运行状态. 当算法开始一个新的循环时, 将该引脚变为一个高电平, 在循环结束时变成低电平. 高电平的持续时间就是轨迹构造法的计算时间.

从算法流程可以看出, 在二分查找算法中, 计算时间取决于数值比较的次数 p . 根据二分查找法的性质,

比较次数 p 和所比较元素数量 N 之间存在如下的对数关系:

$$p = \lceil \log_2 N + 1 \rceil, \quad (17)$$

上式说明计算时间随着拐点数量的增加而增加. 然而, 由于消除机制的存在, N 不能无限增长. 如前所述, N 的最大值为 $N_u/2$. 假设数模转换器精度 $n_s = 12$, 则 $N_u = 2^{12} = 4096$. 图 10 描述了算法计算时间与二分法比较次数之间的关系, 其数据可以用直线 $0.19p + 0.57$ 来拟合, 也就是说完成一个比较大约需要 $0.19 \mu\text{s}$. 由图 10 的拟合结果可以知道, 在 12 位精度数模转换器的控制电压下, 二分法至多需要 12 次比较即可找到当前拐点, 最长计算时间约为 $2.80 \mu\text{s}$. 从半实物仿真的运行结果来看, 轨迹构造法的运行速度快, 满足精跟踪系统计算速度要求.

5.2 快速倾斜镜补偿实验

实验系统如图 11 所示, 数据采集和前馈补偿由 DSP28335 完成, 数据采集系统采用 12 位 A/D 和 D/A 转换器. 快速倾斜镜采用 PI 公司的 S-330, 经望远镜压缩后其最大偏转角度为 $\pm 1 \text{ mrad}$. 利用前面分析方法, 本节将对快速倾斜镜的一个方向的迟滞特性进行建模和补偿.

首先辨识对称迟滞模型的主迟滞环上升曲线, 利用一个峰值为 100 V 的三角波激励快速倾斜镜. 同时记录输入数据 X_data 和输出数据 Y_data . 图 12 描述了 X_data 和 Y_data 的关系. 利用式 (16) 将所得到的输入输出数据中下降曲线对应的数据点折算到上升曲

图 10 计算时间与比较次数的关系

Figure 10 Relationship between calculation time and comparison time.

图 11 (网络版彩图)快速倾斜镜迟滞建模与补偿实验系统
Figure 11 (Color online) Hysteresis modeling and compensation experiment system of fast steering mirror.

线, 即得到输入数据 X'_{data} 和输出数据 Y'_{data} . 在式 (11) 中取 $s = 3$, 利用最小二乘法, 可以得到主迟滞环上升曲线函数 $f_0(x)$, 如图 12 所示.

为验证所建模方法的有效性, 输入如图 13(a) 所示的幅值逐渐减小的三角波电压. 快速倾斜镜的实际输出角度和迟滞建模预测的角度输出如图 13(b) 所示, 从图中可以看出, 所建立的迟滞模型能够较为准确地预

图 12 (网络版彩图)输入输出数据和辨识的 $f_0(x)$
Figure 12 (Color online) Hysteresis modeling and compensation experiment system of fast steering mirror.

测实际输出角度. 预测结果的最大误差约为 0.03 mrad, 归一化的最大误差和均方根误差分别为 1.9% 和 0.65%. 图 13(d) 是实际迟滞和模型预测迟滞的输入输出关系. 可以看出基于 Madelung 规则的迟滞模型能够较为精确地描述快速倾斜镜的迟滞非线性.

接下来, 我们通过对 Y'_{data} 和 X'_{data} 的辨识得到迟滞模型的逆模型, 并将其用于对快速倾斜镜迟滞

图 13 (网络版彩图)快速倾斜镜迟滞建模预测效果. (a) 输入电压; (b) 实际和预测位置; (c) 误差; (d) 迟滞环
Figure 13 (Color online) Prediction results of the hysteresis modeling for the fast steering mirror. (a) Input voltage; (b) actual and predictive positions; (c) error; (d) hysteresis loops.

效应的补偿. 图14展示了经迟滞补偿后的期望输出角度、实际输出角度和误差. 最大误差为0.037 mrad, 归一化的最大误差和均方根误差分别为2.1%和0.73%, 均稍大于建模误差. 图15是期望输出角度和实际输出角度关系. 从图中可以看出, 经过迟滞补偿后, 输入输出关系接近线性, 其最大相对误差从原来的14.8%降低为补偿后的2.1%.

同时, 我们对迟滞补偿前后快速倾斜镜的频率特性进行了测量. 如图16所示, 在迟滞补偿后, 快速倾斜镜的-3 dB带宽从原来的898 Hz提升到1126 Hz. 这说

图 14 (网络版彩图)快速倾斜镜迟滞补偿结果
Figure 14 (Color online) Compensation results of fast steering mirror.

图 15 期望角度和实际角度
Figure 15 Desired angle and actual angle.

图 16 (网络版彩图)迟滞补偿前后倾斜镜的频率特性
Figure 16 (Color online) Frequency characteristics of fast steering mirror before and after hysteresis compensation.

明迟滞补偿对后续提升精跟踪系统带宽具有重要意义. 此外, 需要指出的是, 我们采用了12位精度的模数转换来控制快速倾斜镜. 此时对应的控制精度约为 $2 \text{ mrad}/4096 \approx 0.5 \mu\text{rad}$, 满足精跟踪系统的控制需求. 此时最多所需存储的拐点数量为4096, 大约需要16 KB内存空间.

6 结论

本文讨论了卫星激光通信光束控制中迟滞效应产生的原因, 即压电陶瓷驱动的快速倾斜镜输入电压和输出角度之间存在迟滞特性. 通过对快速倾斜镜内部压电陶瓷的迟滞特性入手进行分析, 可以看出快速倾斜镜的迟滞特性较为复杂. 其主迟滞环呈现中心对称特性, 而其次迟滞环却是非对称的, 因此本文采用对称迟滞模型对快速倾斜镜的迟滞特性进行建模. 为了适应激光通信终端的在轨运行环境, 我们提出了一种基于Madelung规则的迟滞建模和补偿方法. 该方法只需辨识主迟滞环的上升曲线即可. 在辨识该模型参数的同时, 该模型的逆模型也可以方便地得到, 适合在线辨识和补偿, 具有易于操作和计算速度快等特点. 仿真和实验验证了所提出方法的有效性.

参考文献

- Dong Q R, Chen T, Gao S J, et al. Progress of research on satellite-borne laser communication technology (in Chinese). *Chin Opt*, 2019, 12: 1260–1270 [董全睿, 陈涛, 高世杰, 等. 星载激光通信技术研究进展. 中国光学. 2019, 12: 1260–1270]
- Li J H, Liu X N, Li X L. Progress and application research of deep space laser communication (in Chinese). *J Deep Space Explor*, 2019, 6: 523–

- 529 [李京海, 刘向南, 李晓亮. 深空激光通信进展及应用研究. 深空探测学报, 2019, 6: 523–529]
- 3 Xie M J, Ma J G, Fu C Y, et al. Precision tracking and pointing technologies in space optical communication (in Chinese). *Opto-Electron Eng*, 2000, 27: 13–16 [谢木军, 马佳光, 傅承毓, 等. 空间光通信中的精密跟踪瞄准技术. 光电工程, 2000, 27: 13–16]
- 4 Guelman M, Kogan A, Kazarian A, et al. Acquisition and pointing control for inter-satellite laser communications. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2004, 40: 1239–1248
- 5 Wang G, Fan L, Zhou H. Current status and future development of precision tracking control technology of piezoelectric fast steering mirror (in Chinese). *Piezoelectr Acoustoopt*, 2016, 38: 5–10 [王耿, 樊磊, 周虹. 压电倾斜镜精密跟踪控制技术研究现状与发展. 压电与声光, 2016, 38: 5–10]
- 6 Xu Q, Tan K K. *Advanced Control of Piezoelectric Micro-/Nano-Positioning Systems*. London: Springer Cham Heidelberg, 2016
- 7 Jiles D C, Atherton D L. Theory of ferromagnetic hysteresis. *J Magn Magn Mater*, 1986, 61: 48–60
- 8 Rosenbaum S, Ruderman M, Strohla T, et al. Use of Jiles-Atherton and Preisach hysteresis models for inverse feed-forward control. *IEEE Trans Magn*, 2010, 46: 3984–3989
- 9 Smith R C, Ounaies Z. A domain wall model for hysteresis in piezoelectric materials. *J Intelligent Material Syst Struct*, 2000, 11: 62–79
- 10 Mayergoyz I D. Mathematical models of hysteresis. *Phys Rev Lett*, 1986, 56: 1518–1521
- 11 Kuhnen K. Modeling, identification and compensation of complex hysteretic nonlinearities: A modified Prandtl-Ishlinskii approach. *Eur J Control*, 2003, 9: 407–418
- 12 Xu Q. Identification and compensation of piezoelectric hysteresis without modeling hysteresis inverse. *IEEE Trans Ind Electron*, 2013, 60: 3927–3937
- 13 Rakotondrabe M. Bouc-Wen modeling and inverse multiplicative structure to compensate hysteresis nonlinearity in piezoelectric actuators. *IEEE Trans Auton Sci Eng*, 2011, 8: 428–431
- 14 Nguyen P B, Choi S B, Song B K. A new approach to hysteresis modelling for a piezoelectric actuator using Preisach model and recursive method with an application to open-loop position tracking control. *Sens Actuat A-Phys*, 2018, 270: 136–152
- 15 Gu G Y, Zhu L M, Su C Y. Modeling and compensation of asymmetric hysteresis nonlinearity for piezoceramic actuators with a modified Prandtl-Ishlinskii model. *IEEE Trans Ind Electron*, 2014, 61: 1583–1595
- 16 Al Janaideh M, Aljanaideh O. Further results on open-loop compensation of rate-dependent hysteresis in a magnetostrictive actuator with the Prandtl-Ishlinskii model. *Mech Syst Signal Process*, 2018, 104: 835–850
- 17 Zhu W, Wang D. Non-symmetrical Bouc-Wen model for piezoelectric ceramic actuators. *Sens Actuat A-Phys*, 2012, 181: 51–60
- 18 Wang C C, Hu L F, He B, et al. Hysteresis compensation method of piezoelectric steering mirror based on neural network (in Chinese). *Chin J Laser*, 2013, 40: 1113001 [王冲冲, 胡立发, 何斌, 等. 基于神经网络的压电倾斜镜磁滞补偿方法研究. 中国激光, 2013, 40: 1113001]
- 19 Liu X, Li X Y, Du R. Modeling and inverse compensation of hysteresis nonlinear characteristics of piezoelectric steering mirror (in Chinese). *Opto-Electron Eng*, 2020, 47: 180654 [刘鑫, 李新阳, 杜睿. 压电倾斜镜迟滞非线性建模及逆补偿控制. 光电工程, 2020, 47: 180654]
- 20 Wang G, Guan C, Zhang X, et al. Precision control of piezo-actuated optical deflector with nonlinearity correction based on hysteresis model. *Opt Laser Tech*, 2014, 57: 26–31
- 21 Yu Z L, Jiang X M, Cao K R, et al. Hysteresis characteristics of steering mirror driven by piezoelectric actuator and its experimental research (in Chinese). *Acta Opt Sin*, 2018, 38: 0814002 [于志亮, 姜晓明, 曹开锐, 等. 压电式倾斜镜迟滞特性及其实验研究. 光学学报, 2018, 38: 0814002]
- 22 Yuan G, Zhang X B, Wang D H, et al. Hysteresis and linearization of piezoelectric fast steering mirror (in Chinese). *Opt Prec Eng*, 2015, 23: 1650–1656 [袁刚, 张小波, 王代华, 等. 压电式快速控制反射镜的迟滞特性及线性化. 光学精密工程, 2015, 23: 1650–1656]

Hysteresis modeling and compensation in beam control of satellite laser communication

CAO Kai-Rui^{*}, HAO Guang-Lu, LIU Qing-Feng, TAN Li-Ying & MA Jing

School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

In order to ensure the link stability of satellite laser communication, ongoing control of the received beam at the communication center is imperative. Due to the characteristics of high stiffness and fast response, the fast steering mirror driven by piezoelectric ceramics is widely used as an actuator in the fine tracking system of the satellite laser communication. However, it raises challenges to the closed-loop control of the fine tracking system. The traditional method adds a closed-loop control inside the fine tracking system to linearize the fast steering mirror, that in turn reduces the bandwidth of the fine tracking system considerably. Analyzing the structure of the fast steering mirror reveals that the symmetric hysteresis model could be employed to describe its hysteresis behavior. This study introduces a symmetric hysteresis modeling and compensation method based on Madelung's rules, which can accurately describe and compensate the hysteresis characteristics of the fast steering mirror, and effectively improve the beam control bandwidth, along with the stability of the communication link. The theoretical simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed method.

hysteresis modeling, hysteresis compensation, Madelung's rules, fast steering mirror, satellite laser communication

PACS: 75.60.-d, 77.80.Dj, 75.60.Jk, 77.84.Cg, 84.40.Ua

doi: [10.1360/SSPMA-2020-0220](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2020-0220)