振镜伺服系统带宽提升方法研究

高宇杰^{1,2},张承瑞^{1,2},丁信忠³,李虎修³,陈攀³

(1. 山东大学 机械工程学院,山东 济南 250061;2. 山东大学 高效与

洁净机械制造教育部重点实验室,山东 济南 250061;

3. 上海新时达电气股份有限公司,上海 201800)

摘要:激光振镜系统中一般要求电机需满足 2°/200 Hz高频响应,传统 PID 控制方法难以满足小惯量、低幅 值、高频率的电机控制要求。因此,为提高位置环、电流环带宽及系统响应速度,研究和应用了多采样更新策 略、电流预测控制算法、基于多采样死区补偿算法,多种控制方式融合并应用于定制永磁同步电机,在振镜伺 服系统中实现 200 Hz位置环的低幅值高频正弦振动。提出的前后向差分方法实现电流预测控制算法和基于 多采样死区补偿算法过程重合,未明显增加计算量。所提方法在 Matlab/Simulink 中验证了可行性和正确性, 并搭建实验平台验证了该方法的有效性,取得良好的控制效果,对于伺服系统的高频响应应用具有借鉴意义。

关键词:振镜电机;多采样;电流预测控制;死区补偿 中图分类号:TM351;TM341 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22962

Research on System Bandwidth Expansion Methods for Galvanometer Servo System

GAO Yujie^{1,2}, ZHANG Chengrui^{1,2}, DING Xinzhong³, LI Huxiu³, CHEN Pan³

School of Mechanical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, Shandong, China;
 Key Laboratory of High Efficiency and Clean Mechanical Manufacturing, Shandong

University, Jinan 250061, Shandong, China; 3. Shanghai Xinshida Electric Co., Ltd., Shanghai 201800, China)

Abstract: In the galvanometer scanner system, the motor should meet the requirement of 2°/200 Hz high-frequency response. It was inappropriate to utilize PID controller under the demands of small-inertia, low-amplitude, high-frequency. Therefore, many control algorithms are studied and applied, such as current multisampling strategy, predictive current control algorithm, comprehensive dead-time compensation based on multisampling, etc., to increase the position and current loop bandwidth and system response speed. These control methods were integrated successfully and aiming at the customized permanent magnet synchronous motor (PMSM), 200 Hz low amplitude position vibration was realized in the galvanometer servo system. Process coincidence occurs in predictive current control algorithm and comprehensive dead-time compensation based on multisampling because of forward backward differential method, so the calculation amount does not increase significantly. About the approaches related above, the simulation and experimental results verify the validity of the theoretical analysis and their feasibility. These approaches also have reference significance in the application of high frequency response of PMSM servo system.

Key words: galvanometer motor; multisampling; predictive current control; dead-time compensation

激光振镜系统中振镜电机控制有小惯量、低 幅值、高频率的特点,从而提升电流环带宽,解决 谐波、延迟等问题成为重点。在*i*_a ≡ 0 的解耦矢 量控制下^{III},除利用可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA)并行计算能力提升 计算速度外,减小电流环延迟目前有两大类方 法:改变一个周期内的电流采样以及脉宽调制 (pulse width modulation, PWM)占空比更新方式;

基金项目:山东省重大科技创新工程项目(2019JZZY020121)

作者简介:高宇杰(1996—),男,硕士研究生,Email:gao_yj163@163.com

通讯作者:张承瑞(1957—),男,教授,博士生导师,Email:sduzer@126.com

使用其他控制策略代替 PI 控制实现电流环带宽的扩展。当控制周期一定,降低延时、减小信号 噪声和损失,将有助于提高电流环带宽,从而实 现高频位置环给定信号跟踪。

文献[2-3]分析了多种单次采样单次更新 (single sample single update, SSSU)策略,在DSP 中实现载波周期内两次电流采样两次占空比更 新方法,电流环带宽有本质性提升;文献[4]基于 双采双更,提出在PWM更新前某一确定时刻电 流采样并计算,由k时刻前计算出的占空比在k 时刻输出,其本质上同单周期内双采双更无太 大区别;文献[5]总结了单次采样单次更新、双次 采样双次更新(double sample double update, DS-DU)、即时更新等电流环更新方式,具有延迟大、 三相输出电压为零时间长、母线电压利用率低、 处理器性能要求高等缺点,另提出的增量式更 新方式计算量较大;文献[6]提出一种无差拍电 流预测控制,相比于电流环PID控制获得了更高 的动态响应性能和更少的谐波分量,实现对电 流指令无超调快速跟踪;文献[7]根据逆变器7种 基本电压矢量合成虚拟电压矢量,并预测下一 周期电流,通过带有误差校正的评价函数再确 定基本电压矢量作用时间,输出电压矢量,较大 程度上减小了电流纹波;文献[8]根据不同矢量与 其作用时间在每个扇区合成不同虚拟电压矢量 并计算最优作用时间,但计算量和复杂度随控 制集的拓展而增加;文献[9-10]基于电流预测方 程提出一种考虑预测误差的预测控制策略,结 合双矢量模型或前一周期的电压预测误差校正 当前周期预测结果,实现良好的电流动态特性 和较小的电流纹波;文献[11]总结了多采样的优 缺点,说明其缩短控制延迟,突破了原有控制方 式下的带宽限制,逐渐成为现代控制方法中重要 组成部分。

根据永磁同步电机数学模型,得出其微分方 程离散通解。由于电流环周期极短,将电流给定 值作为下一周期电流预测值,结合电流反馈值计 算出下一周期的d,q轴电压给定,以此作为电流 环预测控制器。为减小由于开关器件的死区时 间引起的误差及电流谐波,基于多采样和观测器 进行死区补偿。同时,对比电流环双次采样双次 更新,应用多采样更新策略模拟连续系统在载波 周期内多次更新电压。结合前馈控制,实现了振 镜电机的高频响应。

1 系统数学模型

1.1 永磁同步电机控制模型

在电机的三相电压方程下,经坐标转换永磁 同步电机在d-q坐标系下的电压方程^[12]为

$$\begin{cases} u_{d} = p\Psi_{d} - \omega_{e}\Psi_{q} + Ri_{d} \\ u_{q} = p\Psi_{q} + \omega_{e}\Psi_{d} + Ri_{q} \end{cases}$$
(1)
$$\Psi_{d} = L_{d}i_{d} + \Psi_{\lambda}$$

其中

式中:p为微分算子; Ψ_{d} , Ψ_{q} 为d,q轴磁链; Ψ_{λ} 为 永磁体磁链,常数;R, ω_{e} 分别为定子电阻、电角 速度; L_{d} , L_{g} 分别为d,q轴电抗。

 $\Psi_a = L_a i_a$

将式(1)转化为被控对象电机输入输出相关 微分方程:

$$\left\{ \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_{d}}{L_{d}} + \frac{\omega_{e}L_{q}i_{q}}{L_{d}} - \frac{Ri_{d}}{L_{d}} \\
\left| \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_{q}}{L_{q}} - \frac{Ri_{q}}{L_{q}} - \frac{\omega_{e}\Psi_{\lambda}}{L_{q}} - \frac{\omega_{e}L_{d}i_{d}}{L_{q}} \right\}$$
(2)

1.2 电流环带宽影响因素

永磁同步电机三相电流经坐标变换到同步 旋转 d-q坐标系中,建立永磁同步电机d,q轴 PI 控制器的电流环控制系统,如图1所示,以分析影 响电流环带宽的因素。分析采用了PID控制器下 的电流环控制模型,包括 PID 控制器传递函数和 具有电流采样、计算、PWM更新延时的惯性环节, 以及简化的电机本体模型。



$$G_{o}(s) = \frac{K_{p}(T_{i}s+1)}{RT_{i}s(T_{d}s+1)(T_{e}s+1)}$$
(3)

其中

 $T_e = L_q/R$ 式中: K_n, K_i 分别为电流环控制器比例增益和积分

 $T_{\rm i} = K_{\rm p}/K_{\rm i}$

系数;*T*_a为包括死区时间影响、逆变器更新、电流 环计算、实际电流调节、采样等延迟时间;*T*_i为积 分时间常数;*T*_a为电机电气时间常数。

电机本体传递函数由q轴电路微分方程忽略动态项、耦合项简化而来。由相关控制原理,使系统超调量最小,选取系统阻尼比 $\xi = 0.707, T_i = T_e, K_p = T_e R/(2T_d),得电流环闭环传递函数:$

$$G_{\rm c}(s) = \frac{1}{2T_{\rm d}^2 s^2 + 2T_{\rm d} s + 1} \tag{4}$$

取传递函数幅频特性-3 dB 对应频率或相频特性 中相位滞后45°对应频率较小的为闭环系统截止 频率,则电流环闭环带宽 $\omega = (\sqrt{3} - 1)/(2T_d)$ 。因 此,电流环带宽同系统总延迟时间成反比,即降 低系统各类延迟时间,有助于提高电流环带宽。

2 电流环带宽提升策略

2.1 电流多采样更新策略

相比于锯齿形载波 PWM 调制器,对称导通时间 PWM 调制器有更优的控制性能^[11],因此采用 对称导通时间 PWM 调制(简称为三角载波)。

在双次采样双次更新策略中,设计三角载波 周期100 μ s,电流环采样周期50 μ s,更新时序如 图2所示。图中,T为三角载波周期;T_{pwm}为PWM 输出更新延迟,包括功率器件的开关延迟和电压 零矢量作用时间,在双次采样双次更新中,一般 为零矢量作用时间的1/2;T_{smpl}为电流采样和电流 环计算延迟,因在FPGA中完成计算功能,计算延 迟时间极短,可忽略。相比于单次采样单次更新 (采样至PWM更新延时T_d=T+T_{pwm}),双次采样双 次更新中延时T_d=0.5T+T_{pwm},延时大大减小,有效 提高了电流环带宽。



可见,p。=1为传统单次更新策略;p。=2为双次更新 策略。但由于系统中采用电流预测控制,只有当 预测控制器计算输出控制电压等于逆变器在控 制周期内输出的平均电压时,才能保证所求电压 是最优值^[13]。由于电流、转速采样误差及计算误 差等各种因素影响,双次采样双次更新仅能最多 保证载波周期的1/2为最优值。因此,p。>2的多 采样更新策略提供了解决该问题的思路。随着p。 的增加,整个控制越接近于连续系统的模拟控制,实际平均值越接近于计算值。当p。在[8,16] 范围内时,有较好控制效果,使得控制性能在频 域内基本趋近于连续系统控制效果,并有效提升 了电流环带宽,提升倍数约为单次采样单次更新 的p。信^[14]。其中p。=4控制时序如图3所示。

在应用多采样更新策略及三角载波时,电流环的延迟时间进一步缩短,其等效延时*T*_a为 3*T*/(2*p*_o)¹¹⁵¹。因此,对比双次采样双次更新,多采样 更新策略进一步减小*T*_d,有效提高了电流环带宽。





2.2 电流预测控制

在电流采样周期极短的情况下,认为在两个 连续的周期内系统输入变量 u 和反电势 E 恒定, 前向差分得同步旋转坐标系下的电机数学模型 (式(1))的离散化通解如下:

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{i}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{E}$$
(6)

其中

$$A = \begin{bmatrix} 1 - RT/L_d & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 - RT/L_q \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} T/L_d & 0 \\ 0 & T/L_q \end{bmatrix}$$
$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ -T\Psi_\lambda \omega_e(k)/L_q \end{bmatrix}$$

根据式(6)设计电流预测控制器,解出电机 的输入项u(k)即为电流预测控制器输出项 $u^*(k)$,在对电流预测的过程中,为使生成的电压 能让电机实际电流跟随给定电流变化,因此,k+1周期的电流为给定电流值 $i^*(k)$,得控制器状态方 程如下:

$$\boldsymbol{u}^{*}(k) = \boldsymbol{B}^{-1}[\,\boldsymbol{i}^{*}(k) - \boldsymbol{A}\boldsymbol{i}(k) - \boldsymbol{E}\,]$$
(7)

从原理上可以得出,相比于 PID 控制器中利 用误差计算比例、积分结果等环节,电流预测控 制依据电机模型建立观测器,在预测过程中由于 采用给定电流,控制器输出给定电压,控制电流 使误差尽量收敛到零,实现在电流有较好跟踪效 果的基础上,减小了电流调节时间,使 T_a减小,进 一步提高了系统动态响应性能和带宽。

2.3 基于多采样的死区补偿

死区导致理论计算的输出电压值同实际电 压值之间产生误差,而使实际电流值无法达到预 期给定值,并由于电压的不稳定,产生较多电流 谐波,增多电流环的不稳定因素。另外,多采样 更新策略于较大可能性上增加了功率器件的开 关次数,加长了死区时间,使电压不稳定因素增 加。因此,利用在极短的周期内,具有电感效应 的电机内部定子电流、电压不会突变的特点,认 为在相邻两个电流采样周期,电机的给定电压和 输出电压误差值不变,并设计观测器基于多采样 对电压进行死区补偿计算,同时可增加电压利用 率,降低多采样中不稳定因素的影响。

根据式(2)同步旋转坐标系中相关电流电压 方程,后向差分得离散条件下通解如下:

$$\begin{cases}
u_{d}(k) = Ri_{d} + \frac{L_{d}}{T} [i_{d}(k) - i_{d}(k-1)] - \\
\omega_{e}(k) L_{q}i_{q}(k) \\
u_{q}(k) = Ri_{q} + \frac{L_{q}}{T} [i_{q}(k) - i_{q}(k-1)] + \\
\omega_{e}(k) [L_{d}i_{e}(k) + \Psi_{e}]
\end{cases}$$
(8)

根据式(8)设计由死区误差引起的电压扰动观测器,观测k-1周期的电压误差如下:

$$\begin{cases} \hat{u}_{derr}(k) = u_d^*(k-1) - u_d(k-1) \\ \hat{u}_{qerr}(k) = u_q^*(k-1) - u_q(k-1) \end{cases}$$
(9)

在k周期补偿扰动观测值,关系如下:

$$\begin{cases} u_{dcomp}^{*}(k) = u_{d}^{*}(k) + \hat{u}_{derr}(k) \\ u_{qcomp}^{*}(k) = u_{q}^{*}(k) + \hat{u}_{qerr}(k) \end{cases}$$
(10)

对扰动电压观测后消除高次谐波,设计低通 滤波器,则控制系统结构如图4所示。



图4 电流环控制系统结构

Fig.4 Structure of current loop control system

通过补偿由于死区时间引起的电压波动,改 善瞬时电压给定值,缩短电压调节的时间,减小 *T*_d,提升了电流环的动态响应性能。

3 Simulink 系统仿真分析

根据图4建立关于永磁同步电机的 Simulink 仿真模型,其中振镜电机参数为:额定电压U= 131 V, 额定电流 I,=2.1 A, d, q轴电感 L_d=L_d=8.02× 10⁻³ H,线电阻 R=4.4 Ω,电机转动惯量 J=0.416× 10^{-4} kg·m², 模拟振镜的惯量盘 J₁=0.144×10⁻⁴ kg·m², 永磁体磁链Ψ,=0.0707 Wb, 电机极对数 $p_{n}=5$ 。作为验证,以电流环采用双次采样双次更 新、PID 控制器为基础,对比多采样更新策略、电 流预测控制算法、基于多采样的死区补偿算法等 改进后控制效果,给定电流环高频正弦信号。在 PID 控制方式下,根据前面分析取电流环 $K_{p} = T_{e}R/(2T_{d})$,并整定至相对最优值后,给定电 流信号 $i_a = 2.1 \sin(4\,000\,\pi t)$,两种控制方式电流 响应情况如图5所示。分析图中相关信息,在 PID 控制模式下,幅值衰减至2A,已达-3dB以 下;在算法改进后的控制模式下,电流幅值基本 实现无衰减跟随,相位滞后小于45°,优于PID控 制方式,有良好的控制效果。



Fig.5 Comparison of different current loop control methods

在电流环频率达到2kHz的情况下,仿真中加入速度环和位置环。为保证对比验证中各参数等变量的一致性,采用PID控制器和电流预测等控制器的位置环比例增益由实际工程经验并经手动调试给定^[16]。根据电流*i*_q、电磁转矩、电机与负载转动惯量的关系,速度环*K*_{pr}计算方法如下:

$$K_{\rm pv} = \frac{4\pi f \left(J + J_{\rm t}\right)}{3p_{\rm p} \Psi_{\lambda}} \tag{11}$$

位置环给定输入θ=2°×(π/180°)sin(400 πt), 则有图6所示仿真波形。可见在多采样更新策 略、电流预测控制算法及基于多采样的死区补偿 算法的加持下,位置反馈实现良好的跟踪,幅值 和相位均无明显衰减和滞后,而PID控制下幅值 衰减及相位滞后严重,已无法正常实现功能。



4 实验验证

为验证上述算法的有效性,实验硬件平台采用Altera的FPGA和STM32F407控制芯片以及永磁同步式的振镜电机,额定功率400W,实验平台如图7所示,包括交流直流电源、控制器、驱动器、定制电机,电机编码器位数23位,其中控制器对驱动器发送脉冲信号,使电机动作,10000个脉冲转动1圈。对改进后控制算法进行验证。



图7 实验平台 Fig.7 Experimental platform

电流环计算周期为 50 µs 的条件下,在 FPGA 中加入多采样更新策略、电流预测控制算法及基 于多采样的死区补偿算法,结合前馈控制,在位置 环给定为较高频 200 Hz 的情况下,给定位置信号 $\theta = 2^{\circ} \times (\pi/180^{\circ}) \sin(400\pi t)$,测量了电机实际位 置、电流的反馈情况,上位机使用示波器软件。速 度环、位置环控制方式均为 PID 控制,电流环所用 算法改进前及改进后的波形分别如图8、图9所示。







图 8 中, 电流环仅采用 PI 控制、双次采样双 次更新策略,位置反馈相对于给定,幅值有大幅 衰减,根据图中游标测量纵坐标脉冲数的计算 值,正、负幅值的编码器绝对值差值为36363个 编码脉冲数,则振动角度为360°×36363/2²³,约 1.56°,实际幅值已低于给定值的50%,且由于延 时T₄较大,相位滞后严重,超过180°,PID控制下 已无法满足正常控制需求;图9中,在采用算法改 进的控制方式下,幅值情况明显改善,基本与给 定值相同,根据软件中游标测量纵坐标编码器数 值计算差值,正、负振动幅值差为90610个编码 脉冲数,电机编码器为23位,依据反馈数据,计算 电机位置正弦振动范围为 360°×90 610/223,约 3.889°, 较于4°振幅给定, 误差2.78%, 相位滞后 较于图8也有明显改善,滞后角度小于180°,由于 惯性环节约为135°,可满足实际使用要求。因 此,相比于PID控制器,在应用多种算法改进的电 流环控制中,控制效果有明显改善。

5 结论

激光振镜伺服系统需满足小惯量、低幅值、 高频响等要求,现有传统 PID 及前馈控制难以满 足高频响应要求。因此,文章分析了多种控制方 式:采用三角载波周期内多采样更新策略减小电 流环延迟,提高带宽;根据电流预测控制算法实 现电流在同一周期的跟踪响应,提高了响应速 度;基于多采样的死区补偿算法,提高了电压利 用率,减小了电流谐波。多种算法研究的融合最 终实现了200 Hz的位置环良好跟踪响应,且其中 预测控制和基于多采样的死区补偿算法在前后 向差分计算过程中有重合,在数字系统中极大减 小了计算量,取得成效。仿真验证了理论的正确 性、可行性,实验证明其具有一定的工程意义和 价值,在小惯量、低振幅、高频率的电机控制方面 具有重要借鉴意义。

参考文献

 王瑜.基于ARM和FPGA的四轴伺服驱动系统的设计[D]. 济南:山东大学,2019:10-15.
 Wang Y. Design of four-axis servo drive system based on ARM

and FPGA[D]. Jinan: Shandong University, 2019:10-15.

- [2] 肖海峰,贺昱耀,乔社娟.永磁同步电机电流环频率响应改进策略研究[J]. 电机与控制学报,2018,22(6):107-113.
 Xiao H F, He Y Y, Qiao S J. Current loop frequency response improvement strategy research for permanent magnet synchronous motor control system[J]. Electric Machines and Control, 2018,22(6):107-113.
- [3] 张超若.交流伺服系统电流环带宽的扩展方法研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2019:13-18.

Zhang C R. Research on the expansion method of current loop bandwidth for AC servo system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019: 13–18.

[4] 唐小琦,苏玲宏,周向东,等.基于FPGA的交流伺服系统电流环带宽扩展[J].华中科技大学学报(自然科学版),2014,42(2);1-5.

Tang X Q, Su L H, Zhou X D, *et al.* Bandwidth expansion of current loop for AC servo system based on FPGA[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2014, 42(2):1–5.

- [5] 施崇阳,陈克乐,陈兴龙.永磁同步电机电流环带宽扩展研究[J]. 微电机,2015,48(11):43-46.
 Shi C Y, Chen K L, Chen X L. Research on current loop bandwidth expansion of permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors,2015,48(11):43-46.
- [6] 牛里,杨明,刘可述,等. 永磁同步电机电流预测控制算法
 [J]. 中国电机工程学报,2012,32(6):131-137.
 Niu L, Yang M, Liu K S, *et al.* A predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(6):131-137.
- [7] 康劲松,李旭东,王硕.计及参数误差的永磁同步电机最优 虚拟矢量预测电流控制[J].电工技术学报,2018,33(24): 5731-5740.

Kang J S, Li X D, Wang S. Optimal virtual vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor considering parameter errors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5731-5740.

- [8] Zhou Z, Xia C, Yan Y, et al. Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set[J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (9): 6930-6939.
- [9] 徐艳平,王极兵,王建渊,等.考虑预测误差的改进双矢量模型预测电流控制[J]. 电气传动,2018,48(9):62-66.
 Xu Y P, Wang J B, Wang J Y, *et al.* Improved two-vector model predictive current control considering prediction errors[J]. Electric Drive,2018,48(9):62-66.
- [10] Siami M, Khaburi D A, Rodriguez J. Torque ripple reduction of predictive torque control for PMSM drives with parameter mismatch[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32 (6):7160-7168.
- [11] He S, Zhou D, Wang X, et al. Overview of multisampling techniques in power electronics converters[C]//IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019.
- [12] 孙宇.交流伺服系统设计指南[M].北京:机械工业出版社, 2013.

Sun Y. Design guide of AC servo system[M]. Beijing: China Machine Press, 2013.

- [13] Rovere L, Formentini A, Zanchetta P. Oversampled deadbeat current control strategy for PMSM drives[C]//IECON 2016– 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016.
- [14] Böcker Joachim, Buchholz Oleg. Can oversampling improve the dynamics of PWM controls?[C]//2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2013.
- [15] Zhou C, Jiang H L, Xie F. Control research of NPC three level high-power grid connected inverter based on multi sampling[C]// 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2018.
- [16] 刘可述. PMSM 伺服系统速度环和位置环控制器参数自整 定技术[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012:1-2.
 - Liu K S. Auto-tuning technology of speed and position controller parameters for PMSM servo system[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology, 2012:1–2.

收稿日期:2021-01-14 修改稿日期:2021-02-01