

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201907019



交流伺服系统的高响应电流环控制

赵 云, 廖政斌, 王泽飞, 蔡美东

(湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430070)

摘要: 分析电压输出滞后、电流采样延时和交直轴($d-q$ 轴)电压耦合等制约电流环带宽提高的因素,提出一种复矢量解耦的电流环预测控制算法。采用电流环预测控制算法提高电流环响应;对当前时刻电流进行采样,得到下一时刻的电压,减少电流采样延时;采用占空比双次刷新控制算法缩短电压输出滞后时间;采用复矢量解耦的方法解决 $d-q$ 轴电压耦合问题,进一步提高电流环性能。结果表明:相较于比例-积分控制算法,文中方法具有更优的电流环响应性能。

关键词: 交流伺服系统; 电流环带宽; 电流环预测控制; 复矢量解耦; 电压耦合

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5013(2020)03-0374-07

High Response Current Loop Control of AC Servo System

ZHAO Yun, LIAO Zhengbin, WANG Zefei, CAI Meidong

(Hubei Key Laboratory for High-Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of
Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Based on the analysis of voltage output lag, current sampling delay and direct-quadrature axis ($d-q$ axis) voltage coupling which restrict the improvement of the current loop bandwidth, a complex vector decoupling current loop predictive control algorithm is proposed. The current loop predictive control algorithm is used to improve the current loop response. The current is sampled at the current moment to obtain the voltage at the next moment to reduce the delay of current sampling. The duty cycle double refresh control algorithm is adopted to shorten voltage output lag time. The complex vector decoupling method is used to solve the voltage coupling problem of $d-q$ axis to further improve the performance of current loop. The results show that the proposed method has better current loop response performance than proportional-integral control algorithm.

Keywords: AC servo system; current loop bandwidth; current loop predictive control; complex vector decoupling; voltage coupling

通过控制永磁同步电机(PMSM),交流伺服系统可实现高效率、高精度、高响应性能的目标^[1-2]。常用的控制方式有比例-积分(PI)控制和滞环控制。PI控制虽然简单、方便,但交轴(q 轴)与直轴(d 轴)存在耦合,影响电流环动态响应^[3];滞环控制的电流环响应虽快,但该算法下的开关频率不固定,输出的电流含有谐波畸变,且存在稳态误差^[4-5]。因此,为了提高伺服系统电流环响应性能,保证电流稳定输出,可通过速度指令前馈和加速度指令前馈提高系统响应,并通过三次谐波的注入降低调制波的幅值,提高直流电流的利用率。文献[6-7]在一个载波周期内对定子电流进行双采样和双脉冲宽度调制(PWM)刷新,以减少采样延时,提高系统的响应性能。然而,以上方法在提高电流环带宽方面都较为单一。基于此,本

收稿日期: 2019-07-09

通信作者: 赵云(1985-),男,副教授,博士,主要从事高性能伺服电机控制算法的研究。E-mail:guangyunzhao@163.com.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(43007007)

文针对不同的延时采取不同解决方法,提出一种复矢量解耦的电流环预测控制算法.

1 交流伺服系统电流环 PI 控制性能分析

1.1 电流环模型

交流伺服系统常采用电流 PI 调节器作为电流环的控制方式. 电流环 PI 控制算法的结构框图,如图 1 所示. 图 1 中: I_{d-q} 为交直流轴($d-q$ 轴)电流反馈值; I_{d-q}^* 为交直流轴电流参考值; K_s 为积分常数; K_P 为增益系数; K_I 为积分系数; s 为传递函数中的微分算子; U_{d-q}^* 为电流 PI 调节器交直流轴的输出电压; $U_{\alpha\beta}^*$, $e_{\alpha\beta}$, $I_{\alpha\beta}$ 分别为两相静止坐标系下的给定电压、反电动势和反馈电流; $\exp(j\omega_e t)$, $\exp(-j\omega_e t)$ 皆为坐标变换系数; T_d 为占空比计算时间与 PWM 更新时间之和; ω_e , L_s , R_s 分别为电机的转速、电感和电阻; t 为时间.

该模型将 I_{d-q} 与 I_{d-q}^* 的差值 ΔI_{d-q} 作为电流 PI 调节器的给定,经电流 PI 调节器的输出电压 U_{d-q}^* 做电压补偿后进行坐标变换,再计算占空比和 PWM 更新,最后由逆变器生成电压驱动电机.

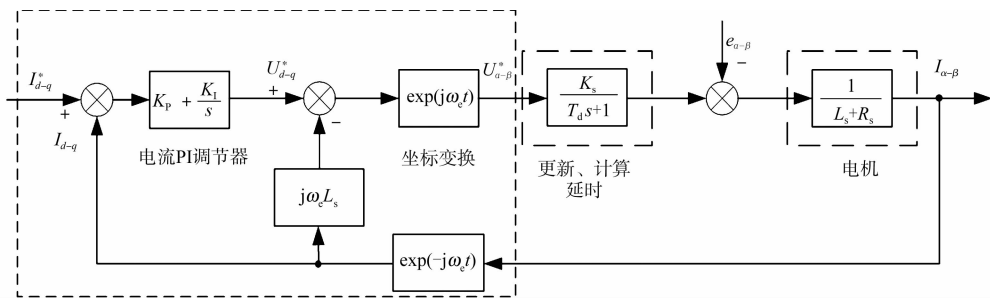


图 1 电流环 PI 控制算法的结构框图

Fig. 1 Structural block diagram of current loop PI control algorithm

在同步旋转坐标系下,可得 q 轴电压 U_q 为

$$U_q = R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} \omega_e \psi_f. \tag{1}$$

式(1)中: I_q 为 q 轴电流; ψ_f 为永磁体磁链.

根据电流环结构可以得到同步旋转坐标系下的参考电压 U_q^* 为

$$U_q^* = K_P \Delta I_q + K_I \int \Delta I_q dt + \omega_e I_q L_s. \tag{2}$$

式(2)中: ΔI_q 为 q 轴电流的变化量.

由电流环幅相频率特性可知: $K_P = \omega_c^* L_s$, $K_I = \omega_c^* R_s = K_P / T_1$, ω_c^* 为电流环期望带宽, T_1 为积分时间常数. 假设定子电压能够快速跟踪参考电压,则有

$$R_s (I_q + \Delta I_q) + L_s \frac{dI_q}{T_c} = K_P \Delta I_q + K_I \int \Delta I_q dt. \tag{3}$$

式(3)中: T_c 为一个控制周期.

表贴式永磁同步电机可以忽略其定子压降,即 $R_s (I_d + \Delta I_q) = 0$,且电流 PI 调节器在瞬态下的积分项较弱,即 $K_I \int \Delta I_q dt \approx 0$,故比例项起主要作用,将 $K_P = \omega_c^* L_s$ 代入式(3),则式(3)可简化为

$$T_c \omega_c^* = 1. \tag{4}$$

由式(4)可知:电流环带宽和控制周期成反比. 一个控制周期 T_c 存在采样延时、控制算法计算延时和 PWM 输出延时等情况,从而影响电流环响应性能. 电流采样时序示意图^[8],如图 2 所示. 图 2 中: p 为脉冲个数; $a \sim g$ 为采样时刻; k 为周期个数; T_{sw} 为逆变器开关周期.

1.2 电流环延时分析

在 PI 控制算法的电流采样中, $T_c = T_{sw}$. 占空比在脉冲

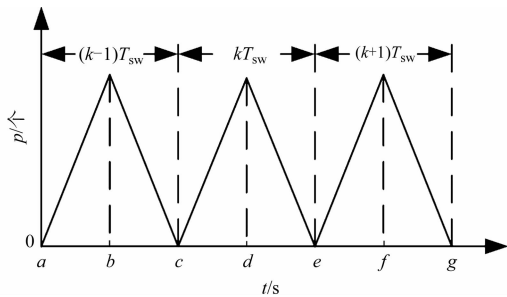


图 2 电流采样时序示意图

Fig. 2 Schematic diagram of current sampling sequence

数递减为 0 时刻进行更新;在 a 时刻,系统对电流进行采样,得到采样电流,通过电流环预测控制算法计算逆变器输出占空比,再执行其他控制任务;在 c 时刻,系统将占空比更新到 PWM 发生器的比较单元,并在该开关周期内保持不变;在 e 时刻,逆变器产生输出电压.由此可知,典型电流采样时序的电流环延时 $T_d=2T_c$.

为改善输出电压滞后的问题,采用占空比双次刷新电流采样,占空比在脉冲数递增到峰值时刻和递减到 0 时刻进行更新,电流环的控制周期缩减一半,即 $T_c=0.5T_{sw}$,电流环延时变为 $T_d=T_c$,但控制周期的减小会加重运算负荷,因此,对控制器运算性能要求较高.

占空比双次刷新 PI 控制算法虽然可解决电压输出滞后的问题,但电流采样仍存在延时.在占空比双次刷新电流环预测控制算法中,在 a 时刻进行电流采样,通过数字信号处理器(DSP)的模数转换进行坐标变换,并与给定电流进行比较;再通过电流环预测控制算法进行控制,从而产生下一个控制周期起点(b 时刻)的控制电压^[9];最后,进行占空比的计算和 PWM 的更新.该过程虽然通过电流预测下一个控制周期的电压抵消了电流采样延时,但仍存在一个控制周期的延时^[10],即 $T_d=0.5T_c$.

2 复矢量解耦的电流环预测算法

本时刻采样的电流通过预测控制算法可得到下一时刻的预测电压,并作为电流环的输出^[11],从而抵消采样延时,减少控制延时,提高电流环响应性能.通过对 $d-q$ 轴电压进行复矢量解耦^[12-13],可进一步提高电流环响应性能.

2.1 电流环预测控制

电流环预测控制算法的数学模型有如下 4 点假设:1) 忽略电机的铁心饱和;2) 不计电机的涡流损耗和磁滞损耗;3) 转子上没有阻尼绕组,永磁体也无阻尼作用;4) 电机的感应反电动势为正弦波.

永磁同步电机在旋转坐标系下的电压方程^[10]为

$$\left. \begin{aligned} U_d &= L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e \psi_q + R_s I_d, \\ U_q &= L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_e \psi_d + R_s I_q + \omega_e \psi_f. \end{aligned} \right\} \tag{5}$$

式(5)中: U_d 为永磁同步电机的 d 轴电压; I_d 为 d 轴电流; ψ_d, ψ_q 分别为 d 轴磁链和 q 轴磁链; L_d, L_q 分别为 d 轴电感和 q 轴电感.

在表贴式同步电机中,有 $L_d=L_q=L_s$,由电压方程可推出电流的状态方程^[10]为

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_f}{L_s} \end{bmatrix}. \tag{6}$$

取电机的电流为状态空间变量,将式(6)化为 $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{u}+\mathbf{D}$, \mathbf{x} 为系统状态量, \mathbf{x} 为系统输入量, \mathbf{u} 为系统输出量, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{D}$ 分别为系统矩阵、输出矩阵和系统常量.该式通解^[10]为

$$\mathbf{x}(t) = \exp(\mathbf{A}(t-t_0))\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t \exp(\mathbf{A}(t-\tau))(\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau) + \mathbf{D}(\tau))d\tau. \tag{7}$$

式(7)中: t_0 为初始时间; τ 为时间变化值.

\mathbf{u} 在 $t_0 \sim t$ 恒不变,设 $t_0=kT_s, t=(k+1)T_s$ ^[10], T_s 为采样时间,可得

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_\phi \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}_\phi - \mathbf{E})\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}_\phi - \mathbf{E})\mathbf{D}(k). \tag{8}$$

式(8)中: $\mathbf{E}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{A}_\phi=\exp(\mathbf{A}T_s)=\exp(-\frac{R}{L_s}T_s)\begin{bmatrix} \cos \omega_e T_s & \sin \omega_e T_s \\ -\sin \omega_e T_s & \cos \omega_e T_s \end{bmatrix}$,在采样时间 T_s 足够小

时,有 $\cos \omega_e T_s \approx 1, \sin \omega_e T_s \approx \omega_e T_s, \exp(-\frac{R}{L_s}T_s) \approx 1 - \frac{R}{L_s}T_s$,故 $\mathbf{A}_\phi \approx \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_s}T_s & \omega_e T_s \\ \omega_e T_s & 1 - \frac{R}{L_s}T_s \end{bmatrix}, \mathbf{A}_\phi - \mathbf{E} \approx$

$\mathbf{A}T_s$,可得电流离散方程为

$$\begin{bmatrix} I_d(k+1) \\ I_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_s} & \omega_e(k) \\ -\omega_e(k) & 1 - \frac{RT_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(k) \\ I_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d(k) \\ U_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s \psi_f \omega_e(k)}{L_s} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

根据电流环预测控制原理, $I(k+1) = I^*(k+1)$, 故第 k 个周期的控制变量 $U(k)$ 为

$$U(k) = \begin{bmatrix} U_d^*(k) \\ U_q^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 - \frac{L_0}{T_s} & L_0 \omega_e(k) \\ L_0 \omega_e(k) & R_0 - \frac{L_0}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(k) \\ I_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_0}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{L_0}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^*(k+1) \\ I_q^*(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e(k) \psi_{f0} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式(10)中: L_0, R_0, ψ_{f0} 分别为电流环预测算法中的电机电感、电阻和磁链; $U_d^*(k), U_q^*(k)$ 分别为第 k 个周期 d 轴和 q 轴的给定电压; $I_d^*(k+1), I_q^*(k+1)$ 分别为第 $(k+1)$ 个周期 d 轴和 q 轴的给定电流。

电流环采用预测控制算法取代 PI 控制算法。电流环预测控制算法的结构框图, 如图 3 所示。图 3 中: $I_{d-q}^*(k), I_{d-q}(k), \omega_e(k), U_{d-q}^*(k), e_{\alpha\beta}(k), I_{\alpha\beta}(k), \theta(k)$ 分别为第 k 个周期 $d-q$ 轴的给定电流、采样电流、电机转速、输出预测电压、反电动势、两相静止坐标系下的反馈电流和电机位置角; $I_{d-q}^*(k+1)$ 为第 $k+1$ 个周期的 $d-q$ 轴给定电流。

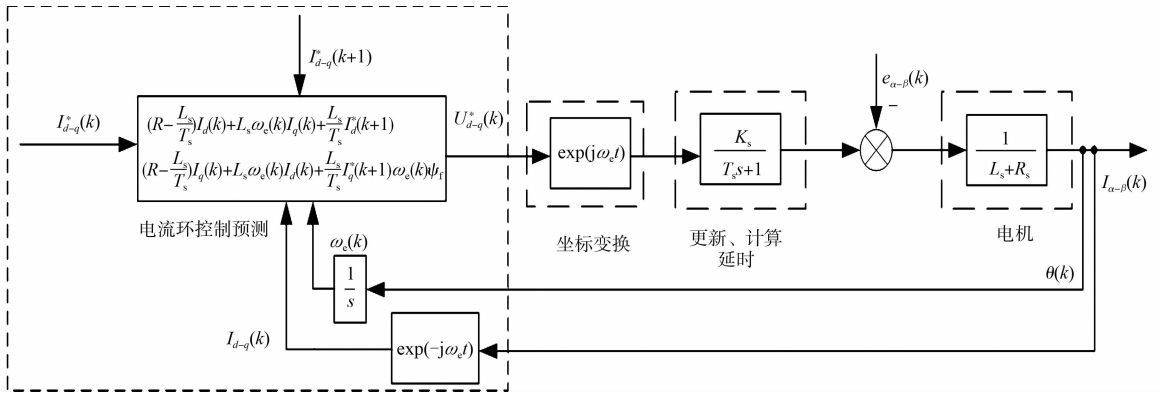


图3 电流环预测控制算法的结构框图

Fig. 3 Structural block diagram of current loop predictive control algorithm

2.2 复矢量解耦控制

电流环预测控制电压方程中仍存在 $d-q$ 轴耦合, 电流环的被控对象存在一个非对称复数极点, 而 PI 调节器的实数零点无法与其抵消, 故增加复矢量 $G(s) = \omega_e(k) K_P / s$, 将控制器产生的零点与电机中的极点对消, 理论上可以将 $d-q$ 轴交叉耦合分量的影响抵消。将 q 轴的误差量作为 d 轴积分项的补偿, 同时, 将 d 轴的误差量作为 q 轴积分项的补偿^[14-16], 以此实现 $d-q$ 轴电压方程的解耦。复矢量解耦的电流环预测控制算法的结构框图, 如图 4 所示。图 4 中: $\Delta I_d(k), I_d^*(k), I_d(k), \bar{U}_d^*(k)$ 分别为 d 轴第 k 个周期的电流变化量、给定电流、采样电流和生成电压; $\Delta I_q(k), I_q^*(k), I_q(k), \bar{U}_q^*(k)$ 分别为 q 轴第 k 个周

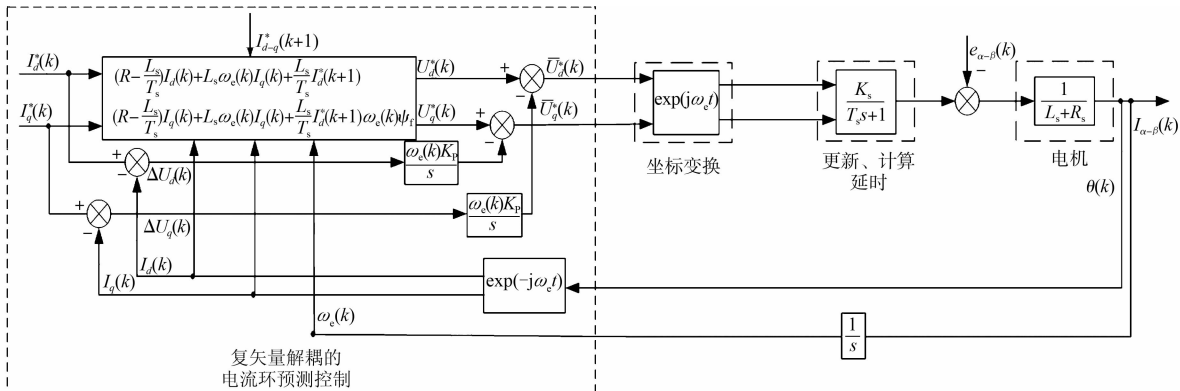


图4 复矢量解耦的电流环预测控制算法的结构框图

Fig. 4 Structural block diagram of current loop predictive control algorithm of complex vector decoupling

期的电流变化量、给定电流、采样电流和生成电压。

第 k 个周期的给定电流 $I_d^*(k)$, $I_q^*(k)$ 和采样电流 $I_d(k)$, $I_q(k)$ 及电机的角速度 $\omega_e(k)$ 经过电流环预测控制算法生成 d 轴, q 轴的电压 $U_d^*(k)$, $U_q^*(k)$; 再将电流误差通过积分补偿实现 d - q 轴解耦, 将生成电压 $\bar{U}_d^*(k)$, $\bar{U}_q^*(k)$ 经过空间矢量变换生成 6 路 PWM 信号; 最后由逆变器生成电压驱动电机。

3 仿真实验分析

在 Matlab/Simulink 软件中, 采用 PI 控制算法和电流环预测控制算法进行仿真。电机参数: 电机额定电流为 6 A; 额定转速为 $2\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$; 额定转矩为 $5\text{ N}\cdot\text{m}$; 定子电阻为 $3.15\text{ }\Omega$; 定子磁链为 0.175 Wb ; 定子电感为 $0.008\,5\text{ H}$; 电机极对数为 4; 转动惯量为 $0.008\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。

直流母线电压为 310 V, 电流采样频率为 20 kHz, 载波频率为 10 kHz。在 0 时刻, 速度给定为 $1\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的阶跃指令, 并在 0.10 s 时, 突加 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 的恒定负载。三相电流和 d - q 轴电流波形均可反映交流伺服系统瞬态和稳态的运行情况。

PI 控制算法和电流环预测控制算法下的三相电流和 d - q 轴电流, 如图 5 所示。图 5 中: I 为电流。由图 5(a) 可知: PI 控制算法的电流含有大量的谐波, 这是由于该算法存在严重的滞后问题, 波形中含有大量的噪声导致波形成非正弦。由图 5(b) 可知: 电流环预测控制算法的三相电流波形基本为正弦波。由图 5(c), (d) 可知: 当 0.10 s 突加负载时, 图 5(d) 的 d 轴电流比图 5(c) 的波动更小; 在稳态情况下, 无论电机空载或带载, 相较于 PI 控制算法, 电流环预测控制算法的 d - q 轴电流波动较小。

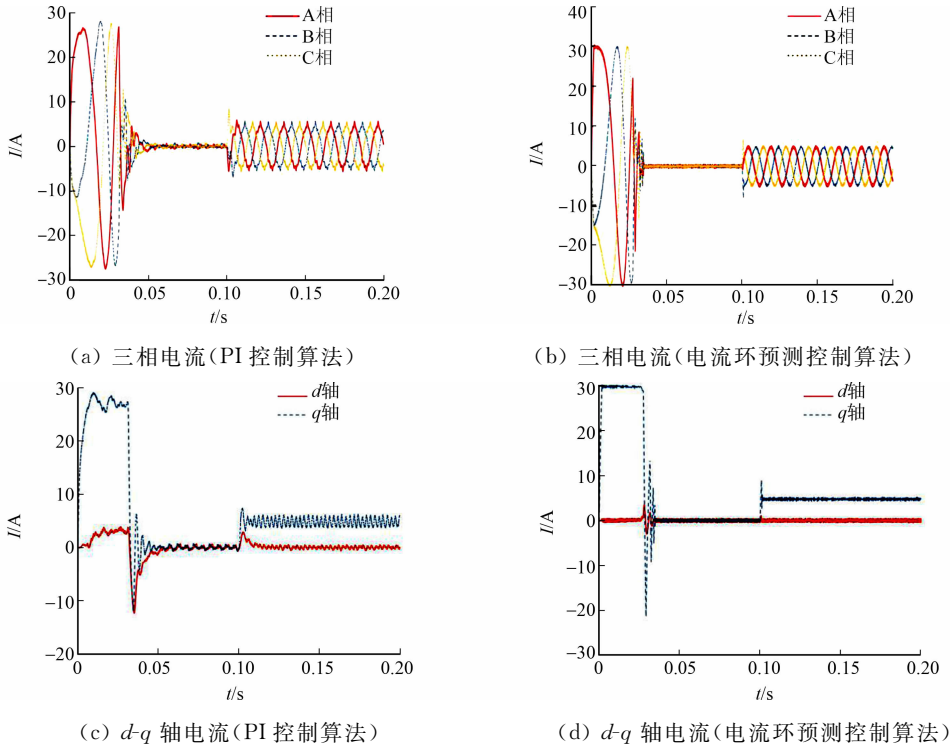


图 5 不同算法的三相电流和 d - q 轴电流

Fig. 5 Three-phase current and d - q axis current of different algorithms

电流环预测控制算法的未解耦和解耦的 d - q 轴电流, 如图 6 所示。由图 6 可知: d - q 轴解耦和未解耦的 d 轴电流波形在电机启动时都有波动, 但解耦的 d 轴电流波动较小; 当 0.10 s 突加负载时, 未解耦的 d 轴电流有 1.2 A 的跳动, 而解耦的电流基本保持恒定; 解耦和未解耦的 q 轴电流基本没有变化。因此, 解耦对改善电流具有一定的作用。

PI 控制算法(占空比单次刷新)的电流采样频率为 10 kHz, PI 控制算法(占空比双次刷新)的采样频率为 20 kHz, 未解耦和解耦的电流环预测控制算法的电流采样频率皆为 20 kHz, 载波频率皆为 10 kHz。在 0 时刻, 速度给定 $1\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的阶跃指令, 不同算法的转速(ω_e)响应波形, 如图 7 所示。由图 7 可知: PI 控制算法(占空比单次刷新)的转速响应最慢, PI 控制算法(占空比双次刷新)的转速响应次

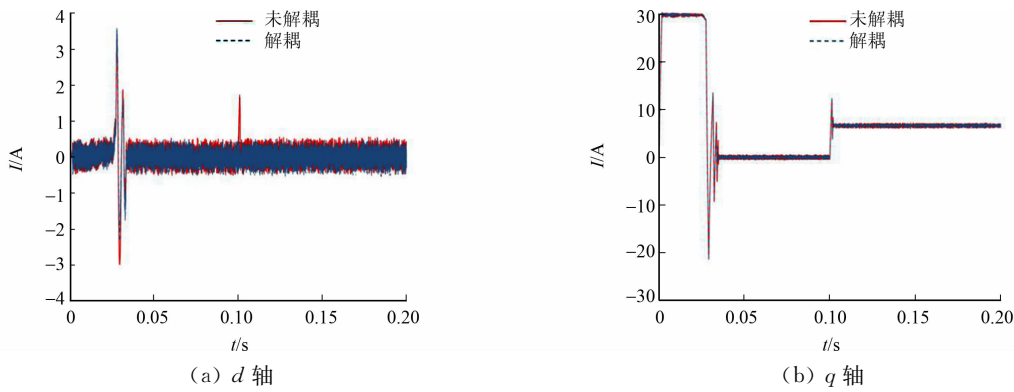


图 6 电流环预测控制算法未解耦和解耦的 d - q 轴电流

Fig. 6 Current loop predictive control algorithm with undecoupled and decoupled d - q axis current

之;未解耦的电流环预测控制算法的转速响应较快,解耦的电流环预测控制算法进一步提高转速响应.然而,转速响应波形在反映电流环响应快慢方面具有一定的局限性,为了更精确地分析不同算法的电流环响应速度,可以采用频域分析方法.

从频域的角度分析电流环响应,闭环截止频率越大,系统的瞬态响应速度越快.向系统电流环 d 轴输入幅值一定的正弦激励,通过改变激励的频率,直至幅值衰减为最大值的 0.707 倍,此时,激励的频率为系统电流环的带宽频率(截止频率).

在 Simulink 仿真软件中,向电流环 d 轴输入幅值为 1 A 的正弦激励,通过改变激励的频率分别得到 PI 控制算法和电流环预测控制算法的电流环带宽频率.不同算法的 d 轴输出响应波形,如图 8 所示.

由图 8 可知:电流环 d 轴输入正弦激励的频率分别为 1 607,3 183,4 293,4 535 Hz,输出响应幅值

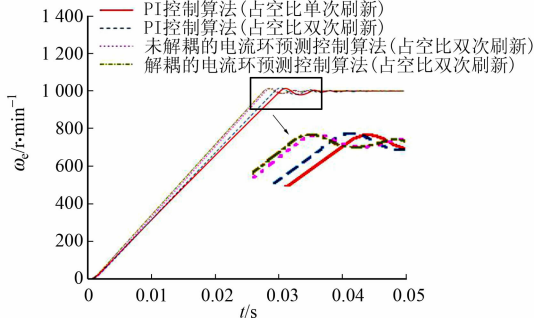


图 7 不同算法的转速响应波形
Fig. 7 Rotational speed response waveform of different algorithms

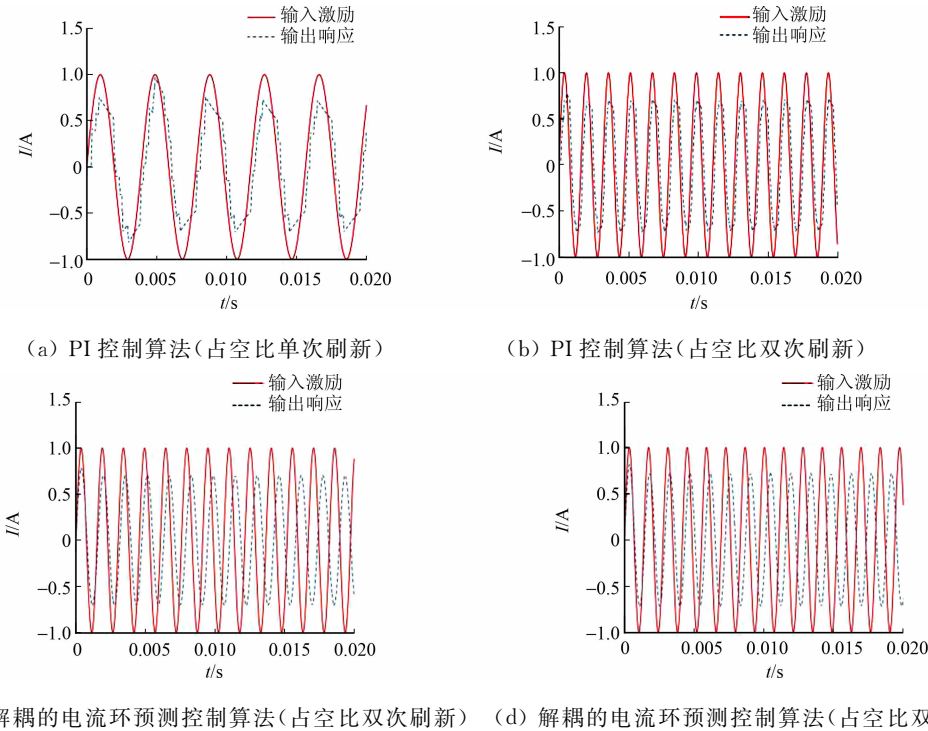


图 8 不同算法的 d 轴输出响应波形

Fig. 8 d axis output response waveform of different algorithms

均衰减为其最大值的 0.707 倍,解耦的电流环预测控制算法的电流环带宽最宽,响应最快.因此,从频域角度分析也可得到相同的结论.

4 结束语

分析电压输出滞后、电流采样延时和 $d-q$ 轴电压耦合等限制电流环带宽提高的影响因素,针对不同的延时问题,采用不同的解决方法.采用一个控制周期内占空比双次刷新的方法,改善电压输出滞后问题;采用电流环预测控制算法,改善电流采样延时问题;采用复矢量解耦控制的方法,解决 $d-q$ 轴电压耦合的问题.仿真实验结果表明:相较于 PI 控制算法,复矢量解耦的电流环预测控制算法能够使电流环响应得到改善.

参考文献:

- [1] CIMINI G, FOSSI V, IPPOLITI G, *et al.* Model predictive control solution for permanent magnet synchronous motors[C]// Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna: IEEE Press, 2013: 5824-5829. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700089.
- [2] LI Juan, LI Shihua, CHEN Xisong. Adaptive speed control of a PMSM servo system using an RBFN disturbance observer[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2012, 34(5): 615-626. DOI: 10.1177/0142331211410920.
- [3] 李福, 廖勇, 林豪. 引入主动电阻的永磁同步电机电流环改进控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(15): 4495-4502. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.161697.
- [4] WU Genzhong, ZHU Haiyan. Combined hysteresis current-controlled PWM inverter and robust control for a permanent-magnet synchronous motor[C]// 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, Wuhan: IEEE Press, 2011: 5753-5757. DOI: 10.1109/ICEICE.2011.5778376.
- [5] 王培侠, 姜卫东, 王金平. 基于电流滞环控制的无刷直流电机多状态换相转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(22): 5261-5272. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.161729.
- [6] 段秀东. 交流永磁同步电机高性能电流控制策略[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [7] 肖海峰. 永磁同步电机精确控制方法及若干问题研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2015.
- [8] 韦克康, 周明磊, 郑琼林, 等. 基于复矢量的异步电机电流环数字控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 88-94. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2011.06.015.
- [9] 赵云. 交流电机高速化驱动关键控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.
- [10] 徐楠. 永磁同步电机调速系统高性能控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2017.
- [11] 谢传林, 曾岳南, 王发良, 等. 永磁同步电机无差拍电流控制电流稳态误差消除算法[J]. 电机与控制应用, 2018, 52(4): 61-64. DOI: 10.3969/j.issn.1673-6540.2018.11.006.
- [12] 吴为, 丁信忠, 严彩忠. 基于复矢量的电流环解耦控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4184-4191. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.161964.
- [13] WANG Weihua, XIAO Xi. Current control method for PMSM with high dynamic performance[C]// International Electric Machines and Drives Conference, Chicago: IEEE Press, 2013: 1321-1326. DOI: 10.1109/IEMDC.2013.6556294.
- [14] 徐海亮, 廖自力, 贺益康. 基于旋转坐标变换的实系数与复系数 PI 调节器性能比较[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 171-176. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2016.06.019.
- [15] 张继鹏, 苏景智, 廖雪松, 等. 永磁同步电机的无差拍电流预测控制[J]. 微电机, 2017, 50(6): 56-59. DOI: 10.3969/j.issn.1001-6848.2017.06.011.
- [16] 卞延庆, 庄海, 张颖杰. 永磁同步电机电流环电压前馈解耦控制[J]. 微电机, 2015, 48(7): 68-72. DOI: 10.3969/j.issn.1001-6848.2015.07.016.

(责任编辑: 钱筠 英文审校: 吴逢铁)