

控制频率对永磁同步电动机调速系统动态性能的影响

王东文, 韩家辉

(冶金自动化研究设计院, 北京 100071)

摘要: 基于永磁同步电动机(PMSM)调速系统的频域模型, 采用转子磁场定向矢量控制策略, 首先推导出了电流环和速度环PI控制器参数的计算方法, 并在此基础上着重研究了逆变器控制频率提高对电流环和速度环动态性能的影响。理论和仿真结果表明, 在保持最佳相位裕度的基础上, 随着逆变器控制频率的提高, 电流环和速度环开环截止频率提高, 闭环带宽增宽, 相对应的PI参数调整范围加大, 响应速度提升。控制频率提高的同时也提高了控制准确度, 而电流、转速和转矩脉动相应减小。

关键词: 永磁同步电动机; 控制频率; 频率提升; 动态性能

The influence of control frequency on the dynamic property of PMSM driving system

WANG Dongwen, HAN Jiahui

(Automation Research and Design Institute of Metallurgical Industry, Beijing 100071, China)

Abstract: Based on frequency domain model of PMSM driving system, using the strategy of rotor field-orientation vector control, firstly PI controller parameters calculation method of current loop and speed loop is deduce, and then the effect of frequency increase of inverter on dynamic performance of current loop and velocity loop is researched. Theoretical analysis and simulation results show that with the increase of inverter control frequency, on the basis of maintaining the optimal phase margin, the open-loop cut-off frequencies of the current loop and speed loop increase, the closed-loop bandwidth increases, the range of corresponding adjustment PI parameter increases, and the response rates increase. At the same time, the increase of control frequency also means the improvement of control precision, the decrease of ripple of current, speed and torque.

Key words: permanent magnet synchronous motor; control frequency; the increase of control frequency; dynamic property

0 引言

随着电子技术的飞速发展, 控制芯片性能越来越强大。与此同时, 功率器件也在飞速发展, 以碳化硅为代表的宽禁带半导体材料的投入使用, 大幅度提高了逆变器本身的开关频率极限, 为PMSM调速系统性能的提高奠定了坚实的基础。为了满足我国工业生产中各应用场合对高性能PMSM系统的

需求, 开展逆变器开关频率对伺服系统性能影响的研究很有意义。

本文基于PMSM调速系统的频域模型, 推导出了根据期望开环截止频率和相位裕度来计算电流环和速度环PI控制器参数的计算方法。在此基础上, 改变逆变器控制频率并对PMSM交流伺服系统动态性能的影响进行研究。通过理论推导得出了

如下结论：随着逆变器控制频率的提高，闭环带宽会随着增宽，动态性能也会提升。最后，通过仿真对本文的研究工作进行了验证。

1 原理与设计

1.1 控制模型建立

PMSM控制系统整体控制框图如图1所示。

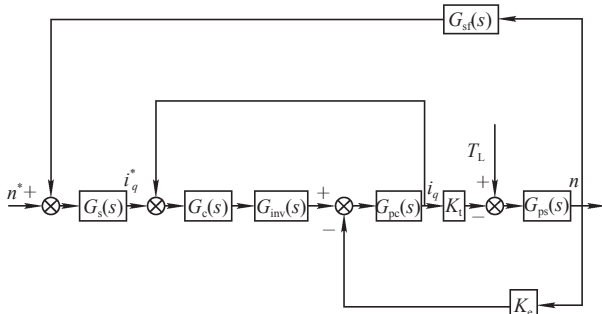


图1 PMSM调速系统控制框图

Fig.1 Control block diagram of PMSM speed regulation system

(1) 控制器模型

电流环和速度环控制器为经典PI控制器，其表达式为

$$G_s(s) = k_{sp} + \frac{k_{sl}}{s} \quad (1)$$

$$G_c(s) = k_{cp} + \frac{k_{cl}}{s} \quad (2)$$

(2) 逆变器模型

本文采用SVPWM控制方法，单载波周期单次电流采样并更新PWM占空比，故 T_s 为功率器件的开关周期和控制周期。

$$G_{inv}(s) = \frac{1}{sT_s + 1} \quad (3)$$

(3) PMSM模型

$$G_{pc}(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (4)$$

$$G_{ps}(s) = \frac{\omega_m(s)}{K_t i_q(s)} = \frac{\omega_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{sJ + B} \quad (5)$$

式中， i_d 、 i_q 为 d 、 q 轴电流； u_d 、 u_q 为 d 、 q 轴电压； L 为定子电感； R 为定子电阻； ω_m 为电动机机械角速度； T_e 为电磁转矩； K_t 为转矩常数； J 为转动惯量； B 为摩擦系数。

(4) 滤波器模型

为了大量减小滤波器带来的相位滞后和抑制电流环噪声，速度环滤波器一般采用低通滤波器，其等效传递函数为

$$G_{sf}(s) = \frac{1}{T_{sf}s + 1} \quad (6)$$

式中， T_{sf} 为速度反馈通道的滤波时间常数。

2.2 电流环分析

(1) 电流环PI控制器参数获取

系统的开环截止频率和相位裕度直接影响系统调节过程的快速性和平稳性。由图1可知，电流环开环传递函数为

$$\begin{aligned} G_{c_oL}(s) &= G_{c_ctrl}(s)G_{inv_d}(s)G_{c_pmsm}(s) \\ &= (k_{cp} + \frac{k_{cl}}{s})(\frac{1}{sT_s + 1})(\frac{1}{sL + R}) \end{aligned} \quad (7)$$

假设其开环截止频率为 ω_{cc} ，相位裕度为 φ_c ，即

$$|G_{c_oL}(j\omega_{cc})| = 1 \quad (8)$$

$$\angle G_{c_oL}(j\omega_{cc}) - (-\pi) = \varphi_c \quad (9)$$

为避免电力电子器件被大电流冲击损坏，常将电流环整定为过阻尼系统。

$$\frac{k_{cp}}{k_{cl}} = \frac{L}{R} \quad (10)$$

将式(10)与式(8)联立，令

$$M = \sqrt{(\omega_{cc}T_s)^2 + 1} \quad (11)$$

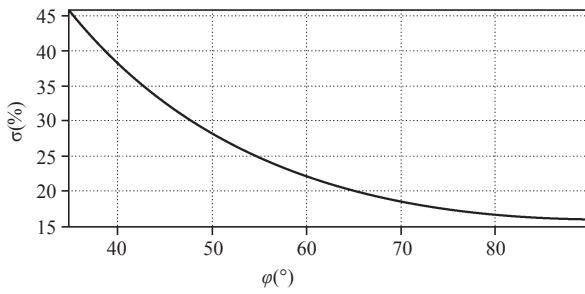
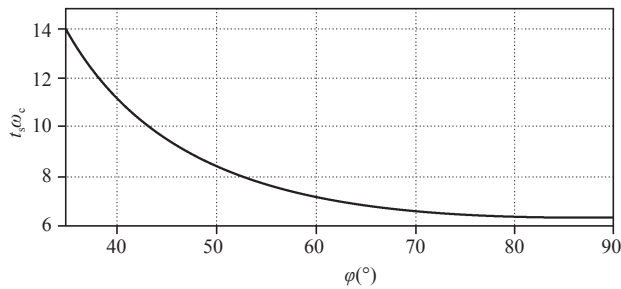
则

$$\begin{cases} k_{cp} = LM\omega_{cc} \\ k_{cl} = RM\omega_{cc} \end{cases} \quad (12)$$

(2) 电流环频域特征量范围确定

频域特征量的确定与时域指标之间存在着对应关系，然而对于高阶系统，准确推导两者之间的关系是十分困难的，而且不经济。现一般采用工程试验中总结出来的经验来描述两者之间的关系。

本系统电流环超调量 σ_c 要求小于20%，调节时间 t_s 小于100个控制周期。由图2、图3可得相位裕度范围为

图2 高阶系统超调量 $\sigma\%$ 与相角裕度 φ 关系Fig.2 Relationship between overshoot $\sigma\%$ and phase margin φ of higher order systems图3 高阶系统 $t_s\omega_c$ 与相角裕度 φ 关系Fig.3 Relationship between higher order system $t_s\omega_c$ and phase margin φ

$$65^\circ \leq \varphi_c \leq 80^\circ \quad (13)$$

在该相位裕度范围对应下开环截止频率选区范围为

$$\frac{0.062}{T_s} \leq \omega_{cc} \leq \frac{0.43}{T_s} \quad (14)$$

2.3 速度环分析

(1) 转速环PI参数获取

由于电流内环调节速度远大于转速外环，所以可以将电流内环等效为一阶惯性环节，即

$$G_{c_cl}(s) = \frac{\omega_{cb}}{s + \omega_{cb}} \quad (15)$$

式中， ω_{cb} 为电流环闭环带宽。

速度环开环传递函数为

$$\begin{aligned} G_{s_ol}(s) &= G_{s_ctrl}(s)G_{c_cl}(s)G_{s_pmsm}(s)G_{sf}(s) \\ &= (k_{sp} + \frac{k_{sl}}{s})(\frac{\omega_{cb}}{s + \omega_{cb}})(\frac{K_t}{sJ + B})(\frac{1}{T_{sf}s + 1}) \end{aligned} \quad (16)$$

假设速度环开环截止频率为 ω_{sc} ，相位裕度为 φ_s ，即

$$|G_{s_ol}(j\omega_{sc})| = 1 \quad (17)$$

$$\varphi_s = \angle G_{s_ol}(j\omega_{sc}) - (-\pi) \quad (18)$$

为获得平稳的调速，通常将速度环PI 控制器参数设计为

$$\frac{k_{sp}}{k_{sl}} = \frac{J}{B} \quad (19)$$

此时，速度环的阶跃响应为单调上升，无超调。将式(19)联立式(17)求解，令

$$N = [(\omega_{sc}T_{sf})^2 + 1][(\frac{\omega_{sc}}{\omega_{cb}})^2 + 1] \quad (20)$$

则

$$\begin{aligned} k_{sp} &= \frac{JN\omega_{sc}}{K_t} \\ k_{sl} &= \frac{BN\omega_{sc}}{K_t} \end{aligned} \quad (21)$$

(2) 速度环频域特征量范围确定

速度环的响应速度和电流环有着密切的关系，为了避免速度环干扰电流环，电流环闭环带宽应远大于速度环闭环带宽，即

$$\omega_{sb} < \frac{1}{10} \omega_{cb} \quad (22)$$

相对应的速度环开环截止频率与电流环截止频率对应关系为

$$\omega_{sc} < \frac{1}{10} \omega_{cc} \quad (23)$$

又因

$$\omega_{sc} > \omega_t \quad (24)$$

式中， ω_t 为应用系统要求的速度环动态响应时间，即

$$\omega_t < \omega_{sc} < \frac{1}{10} \omega_{cc} \quad (25)$$

速度环超调量 σ_s 要求尽量小，由图2可得

$$70^\circ \leq \varphi_s \leq 80^\circ \quad (26)$$

2.5 控制频率改变的效果分析

(1) 电流环

将式(14)进行变形可得控制频率为 f_k ，则

$$0.062f_k \leq \omega_{cc} \leq 0.43f_k \quad (27)$$

在一定范围内，电流环开环截止频率 ω_{cc} 选取范围和功率器件控制频率 f_k 呈正相关。当控制频率 f_k 提高时，电流环开环截止频率 ω_{cc} 选取上限提高，由式（12）可知， k_{cP} 、 k_{cI} 与 ω_{cc} 呈正相关，则 k_{cP} 、 k_{cI} 的调整范围增大。

按照所提供的电动机参数进行电流环仿真， ω_{cc} 的取值范围如式（25）所示， f_k 选取范围为10~50 kHz。仿真数据如表1所示。

表1 电流环仿真数据

Tab.1 Current loop simulation data

ω_{cc}/Hz	k_{cP}	k_{cI}	$\sigma_c(\%)$	t_{cs}/ms	f_k/kHz
400	0.99	7 232	9	2.79	10
600	1.49	10 848	6	1.86	10
1 200	2.98	21 696	5	0.95	20
1 800	4.47	32 544	6	0.64	30
2 400	5.96	43 392	5	0.45	40
3 333	8.27	60 194	4	0.32	50

k_{cP} 、 k_{cI} 按照上文计算所得，根据仿真波形得到各种情况下电流环调节时间 t_{cs} 和超调量 σ_c 。分析数据可知，各开环截止频率下电流环相位裕度波动范围很小，可将这几组数据相位裕度近似看作相等，电流环系统的调节时间和控制频率成反比，调节时间会随着控制频率的提高而减小，即提高功率器件的控制频率在一定程度上可以提高电流环系统调节的快速性。

(2) 速度环

由式（25）得

$$\omega_t \leq \omega_{sc} \leq 0.043 f_k \tag{28}$$

在一定范围内，速度环开环截止频率 ω_{sc} 选取范围上限和功率器件控制频率 f_k 呈正相关。同电流环类似， k_{sP} 、 k_{sI} 的调整范围增大。

按照所提供的系统进行电流环仿真， ω_{cc} 的取值范围如式（28）所示， f_k 选取范围为10~50 kHz。仿真数据如表2所示。

k_{sP} 、 k_{sI} 由上文计算所得，根据仿真波形得到速度环超调量 σ_s 和调节时间 t_{ss} 。通过分析数据可以发现转速环各数据趋势以及对应关系与电流环相同，相应地得出提高功率器件的控制频率在一定程度上可以提高速度环系统调节快速性的结论。

表2 速度环仿真数据

Tab.2 Speed loop simulation data

ω_{cc}/Hz	k_{cP}	k_{cI}	$\sigma_c(\%)$	t_{cs}/ms	f_k/kHz
40	7.64	0.238	8	26.12	10
60	11.46	0.357	8	17.43	10
120	22.92	0.714	6	9.64	20
180	34.38	1.071	5	6.18	30
240	45.84	1.428	6	4.31	40
333	63.60	1.981	4	3.07	50

(3) 控制准确度提高

由于控制周期的减少，控制准确度提高，控制延时降低，电流、转矩和转速输出波形脉动也会相应减小。

3 综合仿真

仿真框图如图4所示。以图4为仿真模型进行综合系统仿真实验。

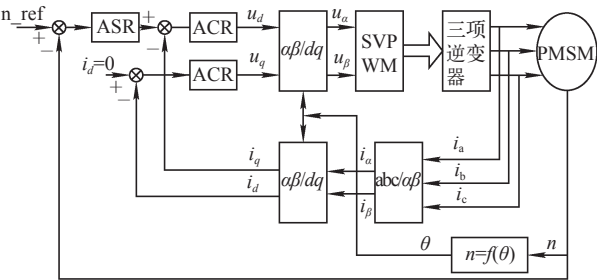


图4 PMSM矢量控制仿真框图

Fig.4 PMSM vector control simulation block diagram

选取表3的电动机参数进行仿真。

表3 电动机参数

Tab.3 Motor parameters

参数	数值
额定转矩 $T_N/\text{N}\cdot\text{m}$	5
额定转速 $n/(\text{r}/\text{min})$	1 600
定子直轴电感 L/mH	0.279
极对数 p_n	4
转矩常数 $K_t/(\text{N}\cdot\text{m}/\text{A})$	1.05
反电动势常数 $K_e/(\text{r}/\text{min})$	0.127
额定电流 I_N/A	5
最大转速 $n/(\text{r}/\text{min})$	2 400
定子交轴电感 L/mH	0.279
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175
定子绕组电阻 R/Ω	2.875 8
转子转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.032

逆变器开关频率分别定为10 kHz、20 kHz和

50 kHz, 相应的逆变器控制频率也分别为10 kHz、20 kHz和50 kHz。

3.1 逆变器控制频率为10 kHz

根据式(14)计算电流环开环截止频率范围为 $620 \text{ rad/s} < \omega_{cc}^* \leq 4\,333 \text{ rad/s}$ 。选取600 Hz为该控制频率下电流环的截止频率, 此时电流环闭环带宽为 $\omega_{cb}=1.1 \times 600 \text{ Hz}=660 \text{ Hz}$ 。由式(12)计算出 k_{cp} 、 k_{cl} 分别为1.67、12 160。然后按照整定规则, 调整PI参数。

由式(23)计算可得 $\omega_{sc} < 433 \text{ rad/s}$ 。 ω_{sc} 越大, 响应越快, 但 ω_{sc} 过大时, 将对电流环有更高的要求, 双环的稳定裕度都会缩小。选取 ω_{sc} 为60 Hz进行性能比较。根据式(21)初步计算 k_{cp} 、 k_{cl} 分别为11.46、0.357, 然后根据波形调节积分系数, 使稳定裕度 φ_s^* 在合理的范围内。仿真波形如图5、图6所示。

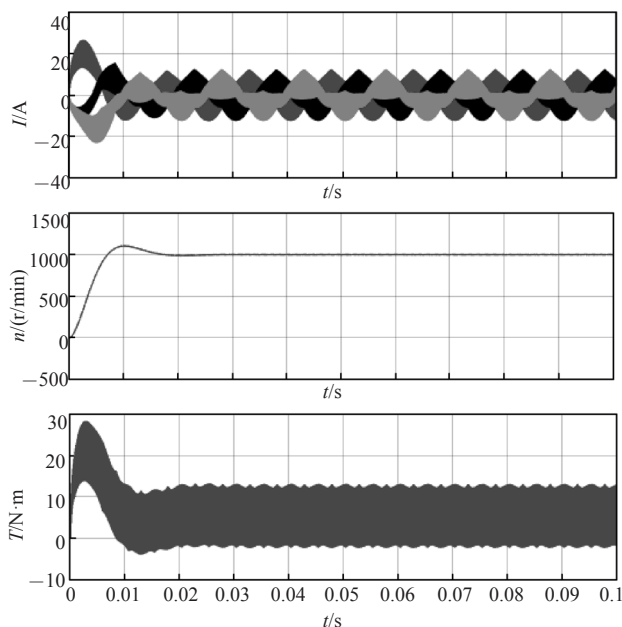


图5 三相电流、转速和转矩波形

Fig.5 Three-phase current, speed and torque waveforms

3.2 逆变器控制频率为20 kHz

由于控制周期缩短, 截止频率提高。现根据式(12)重新计算电流环截止频率得 $1\,240 \text{ rad/s} < \omega_{cc} \leq 8\,666 \text{ rad/s}$, 选取1 200 Hz为该频率下电流环的截止频率, 此时电流环闭环带宽为 $\omega_{cb}=1.1 \times 1\,200 \text{ Hz}=1\,320 \text{ Hz}$ 。由式(23)计算

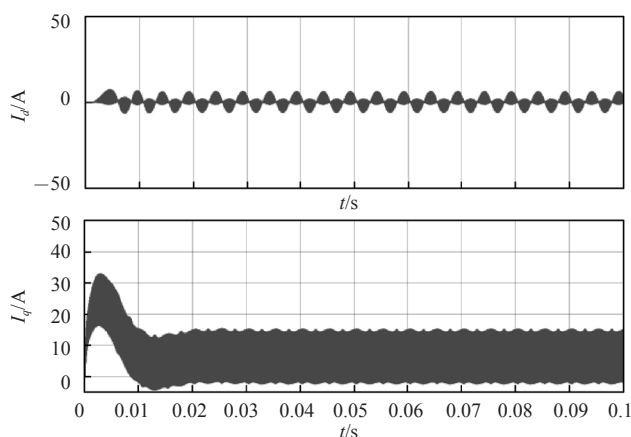


图6 d_q电流波形

Fig.6 d_q Current waveform

可得 $\omega_{sc} \leq 120 \text{ Hz}$, 选取 ω_{sc} 为120 Hz进行性能的比较。根据上文方法分别计算 k_{cp} 、 k_{cl} 、 k_{sl} 和 k_{sp} 为2.98、21 696、22.92和0.714。然后按照规则调整好参数并进行仿真, 波形如图7、图8所示。

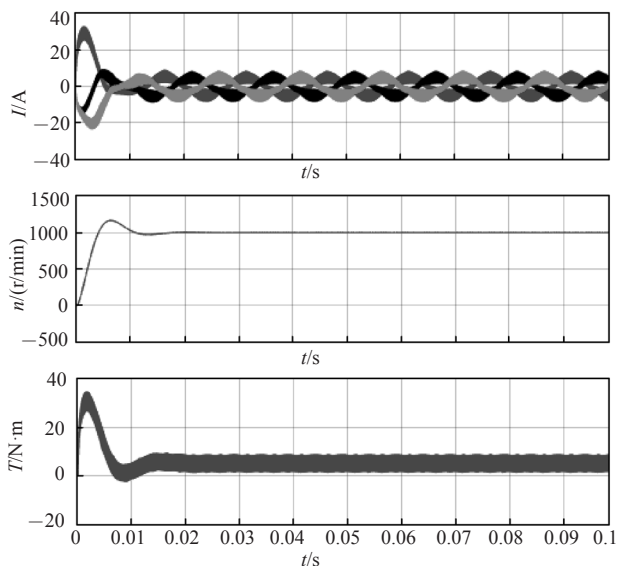


图7 三相电流、转速和转矩波形

Fig.7 Three-phase current, speed and torque waveforms

3.3 逆变器控制频率为50 kHz

现根据式(12)重新计算电流环截止频率得 $3\,100 \text{ rad/s} < \omega_{cc}^* \leq 21\,665 \text{ rad/s}$, 选取3 333 Hz为该控制频率下电流环的截止频率, 此时电流环闭环带宽为 $\omega_{cb}=1.1 \times 3\,333 \text{ Hz}=3\,667 \text{ Hz}$ 。由式(23)计算可得 $\omega_{sc} \leq 333 \text{ Hz}$, 选取 ω_{sc} 为360 Hz进行仿真。根据上文方法分别计算 k_{cp} 、 k_{cl} 、 k_{sl} 和 k_{sp} 为8.27、60 194、63.60和1.981。然后按照规则调整好参数并进行仿真, 波形如图9、图10所示。

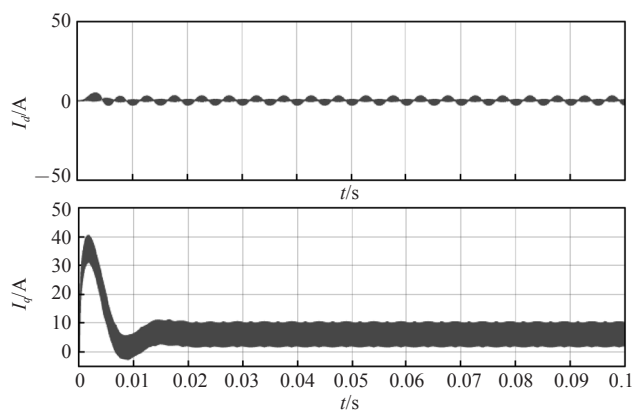
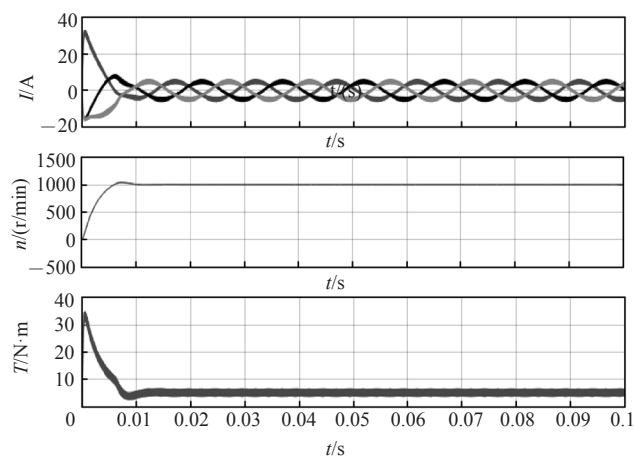
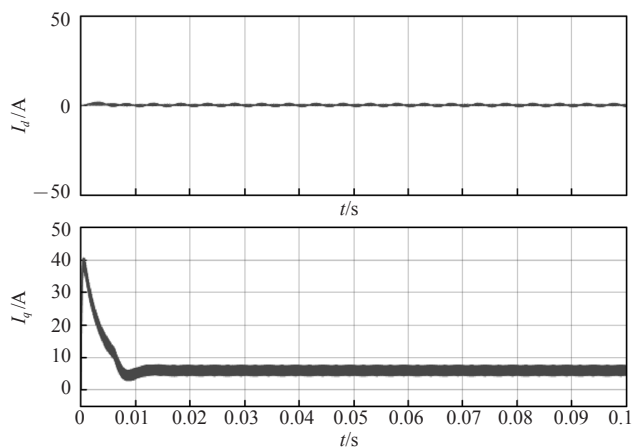
图8 d_q 电流波形Fig.8 d_q Current waveform

图9 三相电流、转速和转矩波形

Fig.9 Three-phase current, speed and torque waveforms

图10 d_q 电流波形Fig.10 d_q Current waveform

3.4 仿真分析

逆变器开关频率为10 kHz时，转速调节时间约

为0.03 s，上升时间约为0.005 s，带宽约为70 Hz。逆变器开关频率为20 kHz时，转速调节时间约为0.02 s，上升时间大约为0.003 s，带宽约为116 Hz。当逆变器开关频率为50 kHz时，转速调节时间约为0.015 s，上升时间约为0.002 s，带宽约为175 Hz。通过三组数据的对比可以得出系统的动态性能随着控制频率提高的结论。

仿真结果和理论分析相符，随着逆变器开关频率的提高，系统的快速性也得到提高，且闭环带宽增加。同时从这三种仿真结果对比可以明显发现电流脉动和转矩脉动随着控制频率的提高而减小，这与理论推导完全相符。

4 结束语

仿真中用到的PI参数是在由理论计算得来的基础上再进行微调，双环运行效果良好。可以证明本文推导的PI参数计算方法切实可行。通过对比控制频率分别为10 kHz、20 kHz和50 kHz时的控制效果，可以发现随着频率提高，转速调节时间明显减小，动态性能提升明显，证明了本文所提出的逆变器控制频率的提高可以提高PMSM调速系统动态性能理论的正确性。从实验结果看出电流、转速和转矩脉动也大幅度降低，同样符合理论推导。本文仿真实验和理论完全相符，良好地证明了理论分析。

作者简介



王东文

王东文（1969—），男，硕士，研究院级高级工程师。

（收稿日期：2019-01-07）**EA**