

考虑逆变器非理想特性的永磁电机 MTPA 控制策略

周金伟¹, 丁大尉², 姜学想³, 任兆亭³, 李希志³

- (1. 青岛海信日立空调系统有限公司, 东京 新川崎 213-0012;
2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;
3. 青岛海信日立空调系统有限公司, 山东 青岛 266400)

摘要:最大转矩电流比(MTPA)控制可以降低铜损,进而有效提高电机效率,适用于空调永磁压缩机系统,但受逆变器非理想特性的影响,最优电流矢量角追踪精度存在下降问题。研究逆变器非理想特性对虚拟直流信号注入 MTPA 方法的负面影响并给出补偿方法。针对控制系统数字延迟问题,根据系统采样时间对电流矢量角追踪过程中的电压信息进行校正;此外,采用基于饱和函数的死区补偿方法,降低逆变器非线性引起的电压误差。实验结果表明,所研究的逆变器非理想特性补偿方法提高了最优电流矢量角追踪的准确性。

关键词:内置式永磁同步电机;MTPA 控制;虚拟信号注入;逆变器非理想特性

中图分类号:TP273+.3 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25233

MTPA Control Strategy for PMSM Considering Inverter Non-ideal Characteristics

ZHOU Jinwei¹, DING Dawei², JIANG Xuexiang³, REN Zhaoting³, LI Xizhi³

- (1. Qingdao Hisense-Hitachi Air-conditioning System Co., Ltd., Kawasaki 213-0012, Tokyo, Japan; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China;
3. Qingdao Hisense-Hitachi Air-conditioning System Co., Ltd., Qingdao 266400, Shandong, China)

Abstract: Maximum torque per ampere (MTPA) control can effectively improve system efficiency through reducing copper loss, which is suitable for air conditioning permanent magnet compressor system. However, due to the inverter non-ideal characteristics, the tracking accuracy of the optimal current vector angle decreases. The negative influence of inverter non-ideal characteristics on virtual direct signal injection based MTPA control and the compensation method were studied. Aiming at the digital delay issue of the control system, the voltage information in the process of current vector angle tracking was corrected according to the system sampling time. In addition, the saturation function based dead-time compensation method was utilized to reduce the voltage error caused by the inverter nonlinearity. Experimental results show that the compensation method of inverter non-ideal characteristics improves the tracking accuracy of the optimal current vector angle.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); maximum torque per ampere (MTPA) control; virtual signal injection; inverter non-ideal characteristics

内置式永磁同步电机(IPMSM)已广泛应用于交通、家用电器和其他工业领域,具有控制方便、功率密度高等优点^[1-2]。最大转矩电流比(MTPA)控制作为一种易于实现的电机效率优化策略受到学者们的关注,其用于空调压缩机驱动系统可以提高系统效率^[3]。近年来,采用虚拟信号注入的 MTPA 控制的空调压缩机驱动系统因不依赖电机参数得到了广泛关注。然而,由于计算信号

响应时依据电机的电压和转矩方程,而逆变器非线性、控制系统数字延迟等非理想特性导致的电压误差会降低 MTPA 工作点的追踪精度^[4-8]。

由逆变器非理想特性引起的电压误差是 MTPA 控制中的一个重要问题^[9]。文献[10]在电流矢量角上通过虚拟注入高频信号,然后通过信号解调提取出判据实现 MTPA 工作点的追踪。文献[11]对信号注入法进行误差分析,通过构造电机

基金项目:国家自然科学基金(52207042)

作者简介:周金伟(1989—),男,硕士,高级工程师,主要研究方向为永磁电机驱动与控制,Email:zhoujinwei@hisensehitachi.com

通讯作者:丁大尉(1991—),男,博士,副教授,主要研究方向为永磁电机驱动控制,Email:dingdawei@hit.edu.cn

参数对电流矢量角导数的原函数,实现对计算过程中参数变化的补偿以提高精度。文献[12]分析了参数变化率对MTPA判据计算的负面影响,并记录电流矢量角变化时的电机参数并构造微分以补偿参数变化的影响。文献[13]在车用大功率控制系统应用基于模型参考自适应的参数辨识方法,在线识别电机参数以实时更新MTPA解析式中的参数。上述方案集中于降低参数变化的影响,很少直接关注逆变器非线性、控制系统数字延迟的影响。以前的文献中没有涉及逆变器非理想特性对MTPA控制的影响。

本文在基于虚拟直流信号注入MTPA控制的基础上,对引起MTPA控制误差的逆变器非理想特性进行分析和补偿。首先,详细分析控制系统数字延迟和逆变器非线性特性导致电压误差的机理,并阐明其对电流矢量角追踪的影响。在此基础上,研究控制系统数字延迟校正方法和逆变器非线性补偿方法。最后,在电机对拖平台上进行实验,验证所研究补偿方法的有效性。

1 驱动系统特性分析

1.1 控制系统数字延迟效应分析

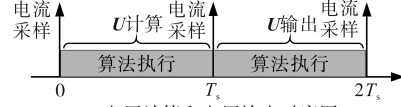
在矢量控制系统中,电流采样、计算和PWM输出的典型时序如图1a所示。由于采用了数字控制器,在零时刻得到的电流控制器输出电压矢量 $\mathbf{U}$ 只能在下一个控制周期开始时(T_s)起作用,在此期间电机转子位置变化 $\omega_e T_s$ (ω_e 为转子电角速度)。在电压矢量 $\mathbf{U}$ 作用的控制周期内,电机的转子位置继续变化。当电机转子位置在控制周期结束时($2T_s$)电机转子位置变化 $\omega_e T_s$ 。转子位置变化引起的 d, q 轴电压变化示意图如图1b所示,随着转子位置的变化,电压矢量在 d, q 轴上的投影改变,引起 d, q 轴电压误差,进而引起电流矢量角追踪误差。

记 $\mathbf{u}_{dq} = u_d + ju_q$,设 $\mathbf{U}$ 在零时刻 d_0-q_0 坐标下表示为 $\mathbf{u}_{dq0}$,在 T_s 时刻 $d_{Ts}-q_{Ts}$ 坐标下表示为 $\mathbf{u}_{dqTs}$,则 $\mathbf{u}_{dq0}$ 与 $\mathbf{u}_{dqTs}$ 关系可以表示为

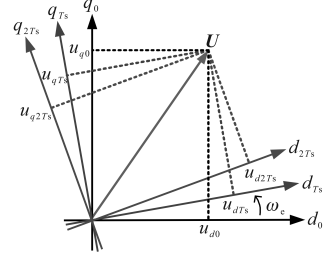
$$\mathbf{u}_{dqTs} = e^{-j\omega_e T_s} \mathbf{u}_{dq0} \quad (1)$$

在 T_s 到 $2T_s$ 时刻,平均电压矢量 $\mathbf{u}_{dqav}$ 可以表示该时间段内作用的电压矢量:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dqav} &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{2T_s} \mathbf{u}_{dqTs} e^{-j\omega_e(\tau - T_s)} d\tau \\ &= \frac{2\sin(0.5\omega_e T_s)}{\omega_e T_s} e^{-j(0.5\omega_e T_s)} \mathbf{u}_{dqTs} \end{aligned} \quad (2)$$



(a)电压计算和电压输出时序图



(b)转子位置变化引起 $d-q$ 轴电压变化图

图1 电流环输出电压与实际电机端电压关系图

Fig.1 Relationship graph between the output voltage of current loop and terminal voltage of the motor

根据式(1)和式(2),由控制器延迟引起的电压误差 $u_{derror1}$ 和 $u_{qerror1}$ 可以表示为

$$\begin{cases} u_{derror1} = \left[\frac{1}{m} \cos(1.5\omega_e T_s) - 1 \right] u_{dav} - \frac{1}{m} \sin(1.5\omega_e T_s) u_{qav} \\ u_{qerror1} = \left[\frac{1}{m} \cos(1.5\omega_e T_s) - 1 \right] u_{qav} + \frac{1}{m} \sin(1.5\omega_e T_s) u_{dav} \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$m = 2 \sin(0.5\omega_e T_s) / \omega_e T_s \quad (4)$$

式中: u_{dav}, u_{qav} 分别为 d, q 轴电压的平均值。

1.2 逆变器非线性导致的电压误差分析

电压误差会影响转矩偏导提取的准确性,进而降低最优电流矢量角追踪精度。典型的带PMSM负载的三相电压型PWM逆变器如图2所示。在实际系统中,由于死区时间、功率器件寄生电容以及管压降等非理想特性的原因,无法获得准确的理想输出电压。当电机运行频率较低时,输出电压误差与输出电压相比,占比较大,不可忽略;死区时间会造成较为严重的输出电压误差,此时其为主要影响因子。当电机负载较大时,逆变器输出电流增加,此时管压降会造成一定的输出电压损失。功率器件关断时寄生电容将造成一定的输出电压谐波,当开关频率较低时易产生噪音问题。

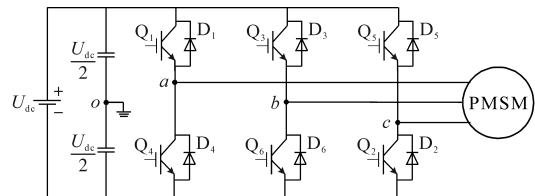


图2 三相电压型PWM逆变器结构示意图

Fig.2 Schematic diagram of three-phase voltage-type PWM inverter structure

以 a 相输出为例,定义电流流入电机定子方向为正,逆变器非线性效应对输出电压的影响如图3所示。理想的开关器件 Q_1, Q_4 控制信号如图3a所示。在实际应用中,为了保证逆变器系统的安全,在控制信号中加入了一个死区时间 T_d 。加入死区时间后的 Q_1, Q_4 控制信号如图3b所示。在死区 T_d 期间,图3b中的两个开关都处于关闭状态,输出电压由 a 相电流的方向决定。理想的输出电压如图3c所示,根据 a 相电流的方向, $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 的实际输出电压如图3d和图3e所示,从图中可以看到,受死区时间、开通/关断延迟、器件导通压降影响的实际输出电压与理想输出电压存在误差,且该误差与电流极性相关。

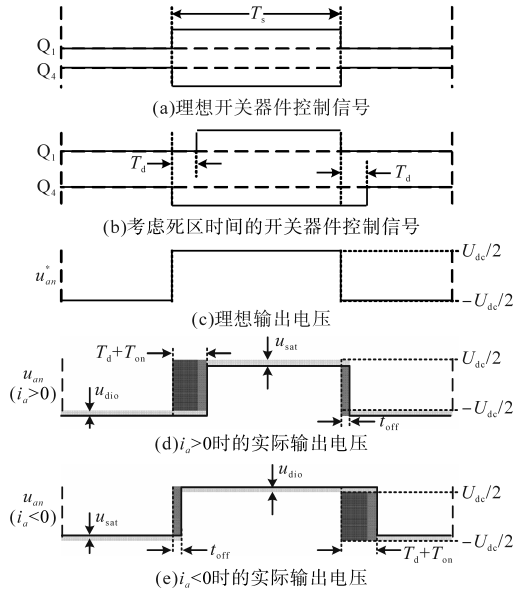


图3 开关器件控制信号和输出电压

Fig.3 Control signals and output voltage of the switching device

考虑到开关器件和续流二极管的导通压降较小,因此一个PWM周期内的 a 相电压误差 Δu_a 可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta u_a &= \text{sgn}(i_a) U_{\text{error}2} \\ &= \text{sgn}(i_a) [(T_d + T_{\text{on}} - T_{\text{off}})/T_s \cdot \\ &\quad (U_{\text{dc}} - u_{\text{sat}} + u_{\text{dio}}) + \\ &\quad 0.5(u_{\text{sat}} + u_{\text{dio}})] \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $T_d, T_{\text{on}}, T_{\text{off}}$ 分别为死区时间、开通延迟时间和关断延迟时间; $U_{\text{error}2}, u_{\text{sat}}, u_{\text{dio}}$ 分别为逆变器非线性引起的误差电压、开关器件正向导通压降和续流二极管正向导通压降。

同理, b 相和 c 相的误差电压 Δu_b 和 Δu_c 可以表示为

$$\begin{cases} \Delta u_b = \text{sgn}(i_b) U_{\text{error}2} \\ \Delta u_c = \text{sgn}(i_c) U_{\text{error}2} \end{cases} \quad (6)$$

通过上述分析可以看到,MTPA判据计算所需电压信息的幅值和相位都存在误差。对于基波电压电流,图4为逆变器实际输出电压 $U_{\text{out}a}$ 和理想输出电压 $U_{\text{ref}a}$ 之间的关系。其中, α 为理想电压和电流之间的夹角, α' 为实际电压和电流的夹角,该角度与电机参数和运行工况相关。

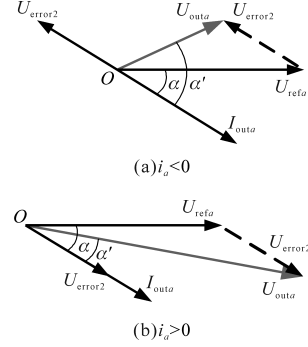


图4 理想输出电压和实际输出电压的关系

Fig.4 Relationship between ideal output voltage and actual output voltage

将式(5)和式(6)转换到两相静止坐标轴系中, α, β 轴的误差电压 Δu_α 和 Δu_β 可以表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta u_\alpha \\ \Delta u_\beta \end{bmatrix} &= \frac{4U_{\text{error}2}}{\pi} \cdot \\ &\begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\sin[(6k-1)\omega_e t]}{6k-1} + \frac{\sin[(6k+1)\omega_e t]}{6k+1} \right] + \sin(\omega_e t) \\ \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\cos[(6k-1)\omega_e t]}{6k-1} - \frac{\cos[(6k+1)\omega_e t]}{6k+1} \right] - \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可以看到,静止坐标系中受逆变器非线性影响产生 $6k \pm 1$ 次误差电压,变换到旋转坐标轴系可以得到 d, q 轴误差电压 Δu_d 和 Δu_q :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} &= \frac{4U_{\text{error}2}}{\pi} \cdot \\ &\begin{bmatrix} \cos\beta - \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\cos(6k\omega_e t - \beta)}{6k-1} + \frac{\cos(6k\omega_e t + \beta)}{6k+1} \right] \\ \sin\beta - \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\sin(6k\omega_e t - \beta)}{6k-1} - \frac{\sin(6k\omega_e t + \beta)}{6k+1} \right] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

式中: β 为电流矢量角。

观察式(8)中 d, q 轴误差电压的形式,一方面,逆变器非线性导致 d, q 轴电压中存在频率为转速6倍的谐波电压,进而在电流和转速中产生转速6倍频脉动;另一方面,误差电压中包含直流分量,因此会在MTPA控制中引入误差, $U_{\text{error}2}$ 在稳态时可以看作常数,当电机转速较低时,电机反电动势小, d, q 轴电压幅值较小,误差电压中的直

流分量在 d, q 轴电压中占比较大,此时电流矢量角追踪精度受逆变器非线性影响较大。随着转速的升高,误差电压中的直流分量在 d, q 轴电压中占比逐渐减小,电流矢量角追踪精度受逆变器非线性影响也降低。

2 逆变器非线性特性及补偿方法

2.1 数字延迟校正方法

为了实现MTPA判据高质量、快速度的提取,采用虚拟直流信号的注入形式^[4]。当 d 轴电流 i_d 和 q 轴电流 i_q 分别虚拟注入直流信号后,相应的虚拟功率响应 P_{dout} 和 P_{qout} 可以表示为

$$\begin{cases} P_{dout} = \left[\frac{(u_d - R_s i_d)(i_d + A)}{i_q} + \omega_e L_d A + (u_q - R_s i_q) \right] i_q \\ P_{qout} = \left[\frac{(u_d - R_s i_d)i_d}{i_q} + (u_q - R_s i_q)(i_q + A) \right] \end{cases} \quad (9)$$

式中: R_s 为定子电阻; L_d 为 d 轴电感; A 为虚拟直流信号幅值。

稳态运行时,减去铜耗的电机输出功率 P_{out} 可以表示为

$$P_{out} = (u_d - R_s i_d)i_d + (u_q - R_s i_q)i_q \quad (10)$$

由于电机实际系统中控制器输出电压与电机实际电压之间存在误差。记功率计算式中使用的电流环输出电压为 u_{d0} 和 u_{q0} ,此时相应的虚拟功率响应可以表示为

$$\begin{cases} P_{dout0} = (u_{d0} - R_s i_d)(i_d + A) + [\omega_e L_d A + (u_{q0} - R_s i_q)] i_q \\ P_{qout0} = \left[\frac{(u_{d0} - R_s i_d)i_d}{i_q} + (u_{q0} - R_s i_q)(i_q + A) \right] \\ P_{out0} = (u_{d0} - R_s i_d)i_d + (u_{q0} - R_s i_q)i_q \end{cases} \quad (11)$$

此时电流环输出电压和实际电压的关系表示为

$$\begin{cases} u_d = u_{d0} - u_{derror} \\ u_q = u_{q0} - u_{qerror} \end{cases} \quad (12)$$

式中: u_{derror}, u_{qerror} 分别为 d, q 轴电压误差。

在虚拟功率响应计算过程中,结合式(9)和式(11),则该电压误差引起的虚拟功率计算误差可以表示为

$$\begin{cases} P_{douterr} = u_{derror}(i_d + A) + u_{qerror} i_q \\ P_{qouterr} = \left[\frac{u_{derror} i_d}{i_q} + u_{qerror} \right] (i_q + A) \\ P_{outerr} = u_{derror} i_d + u_{qerror} i_q \end{cases} \quad (13)$$

结合式(13),可以得到信号处理过程中电磁转矩 T_e 对 d, q 轴电流和电流矢量角的偏导:

$$\begin{cases} \left(\frac{\partial T_e}{\partial i_d} \right)_{error} = \frac{3n_p}{2\omega_e} u_{derror} \\ \left(\frac{\partial T_e}{\partial i_q} \right)_{error} = \frac{3n_p}{2\omega_e} \left(u_{qerror} + \frac{u_{derror} i_d}{i_q} \right) \\ \left(\frac{\partial T_e}{\partial \beta} \right)_{error} = \frac{3n_p}{2\omega_e} \left[\frac{u_{qerror} i_d}{\omega_e} + \frac{u_{derror} (i_d^2 - i_q^2)}{\omega_e i_q} \right] \end{cases} \quad (14)$$

式中: n_p 为电机的极对数。

为了获取准确的 d, q 轴电压,需要对电流控制器输出的电压进行校正。结合式(2)和电压误差表达式,校正后的电压可以表示为

$$\begin{cases} u_{dav} = m [u_{d0} \cos(1.5\omega_e T_s) + u_{q0} \sin(1.5\omega_e T_s)] \\ u_{qav} = m [u_{q0} \cos(1.5\omega_e T_s) - u_{d0} \sin(1.5\omega_e T_s)] \end{cases} \quad (15)$$

图5为控制系统数字延迟校正方案框图,根据系统运行的控制周期和当前电机转速确定延迟时间,然后根据式(15)对 d, q 轴电压进行校正,将校正后的电压结合 d, q 轴电流计算虚拟功率响应,即可以通过PI控制器得到较为精确的最优电流矢量角。

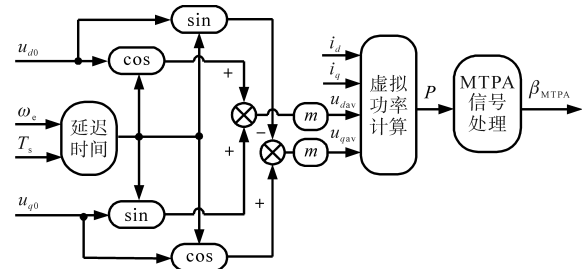


图5 控制系统数字延迟校正方案框图

Fig.5 Block diagram of control system digital delay compensation scheme

2.2 逆变器非线性效应补偿方法

根据逆变器非线性效应对虚拟信号注入的影响分析,实际输出电压 u_{an}, u_{bn} 和 u_{cn} 与理想电压 u_{an}^*, u_{bn}^* 和 u_{cn}^* 的关系如下式所示:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an}^* \\ u_{bn}^* \\ u_{cn}^* \end{bmatrix} - U_{error2} \begin{bmatrix} g(i_a) \\ g(i_b) \\ g(i_c) \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $g(i)$ 为相电流的函数, $|g(i)| < 1$ 。

因此,非线性补偿后的三相电压 u'_{an}, u'_{bn} 和 u'_{cn} 可以表示为

$$\begin{bmatrix} u'_{an} \\ u'_{bn} \\ u'_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} + U_{error2} \begin{bmatrix} g(i_a) \\ g(i_b) \\ g(i_c) \end{bmatrix} \quad (17)$$

如图6所示,考虑到电机空载、轻载运行时定

子电流幅值较小, $g(i)$ 选取为饱和函数:

$$g(i) = \begin{cases} i/l & |i| < l \\ \text{sgn}(i) & |i| > l \end{cases} \quad (18)$$

其中,边界层常数 l 可以由实验确定。

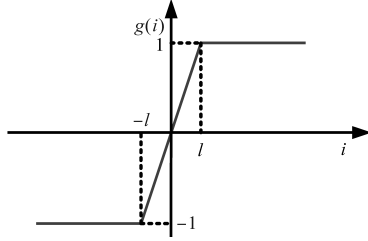


图6 饱和函数图像

Fig.6 Image of saturation function

最后,将三相误差电压转换为等效死区时间,逆变器非线性效应可以通过调整各相驱动信号的时间进行补偿。

3 实验与结论

为了评估所提出策略的有效性,在额定功率为2.2 kW的电机驱动系统上进行实验,开关和采样频率设置为6 kHz。永磁同步电机参数如下:额定功率2.2 kW,额定电流5.6 A,额定电压380 V,线路电感5 mH,额定转速1 500 r/min,定子电阻2.5 Ω ,极对数3, d 轴电感22.4 mH, q 轴电感51.8 mH。如果系统额定功率较大,通常采用较低的开关频率以降低开关损耗,提升系统运行效率。此时死区时间将导致较为严重的电机输出电压误差。

图7为电机转速20 r/min时100%额定负载运行实验结果。实验在6 s时使能逆变器非线性补偿,在14 s时使能控制系统数字延迟校正,将所研究算法的实验结果与通过离线测试获得的最佳电流矢量轨迹进行比较。如图7a所示,在逆变器非线性补偿后,电流矢量角由7.2°变为14.4°,与最佳电流矢量角的误差减小,此时电流矢量角误差为1.2°,补偿后的电流矢量幅值减小约0.1 A,证明逆变器非线性补偿策略可以有效提升电流矢量角追踪精度。

图7b为逆变器非线性补偿前、后的 a 相电流波形,可以看到补偿后的 a 相电流畸变程度减小,图7c和图7d中补偿后的 d, q 轴电压、电流谐波幅值也减小。由于此时转速较低,控制系统数字延迟所引起的电压误差较小,故校正算法使能前、后的电流矢量角追踪结果没有明显变化,电流矢量幅值基本保持不变。

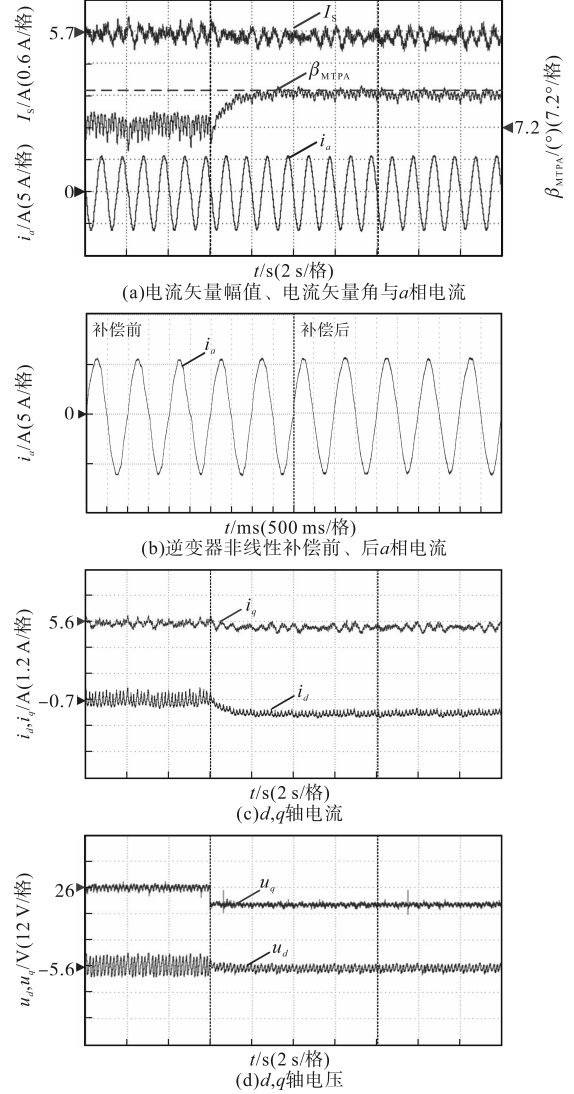


图7 转速为20 r/min时100%额定负载运行实验结果

Fig.7 Experimental results of operating at 100% rated load with a speed of 20 r/min

图8为电机额定转速1 500 r/min时不同负载运行的实验结果。电流矢量角追踪基本不受逆变器非线性特性的影响,但随着转速的升高,控制系统数字延迟的影响也随之增大。从图中可以看到,控制系统数字延迟校正前、后电流矢量角变化在6°左右,随着负载的增大,电流矢量幅值增大,电流矢量幅值减小的幅度也增加。

本文对逆变器的非理想特性对虚拟信号注入MTPA控制方法的影响进行了分析。首先分析了电压计算与输出控制周期内转子运动导致的电流控制器输出电压与电机实际电压之间的差值,其次分析了逆变器非线性的影响。通过电压校正,消除了该部分电压误差,提高了MTPA判据信息的精度。最后,通过实验验证了控制系统数字延迟校正和逆变器非线性补偿的效果。

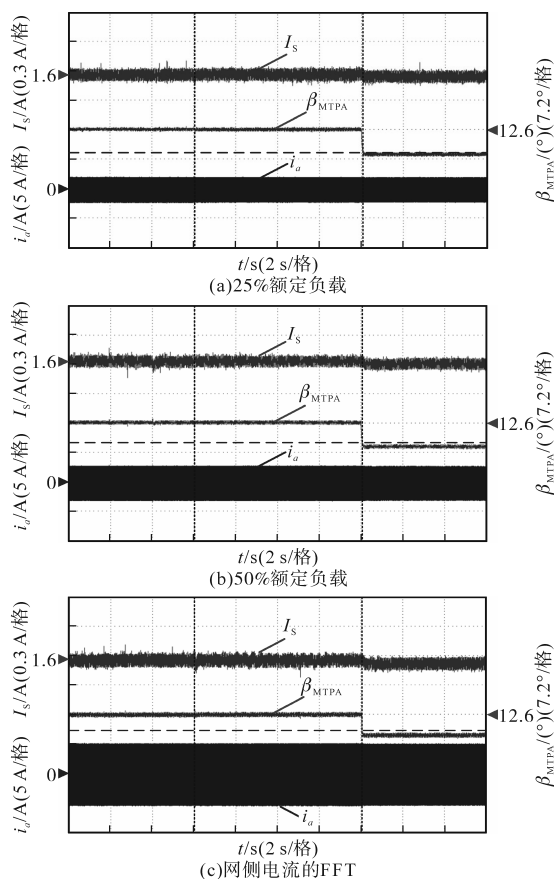


图8 转速为1500 r/min时不同负载运行实验结果

Fig.8 Experimental results of operating at different loads with a speed of 1500 r/min

参考文献

- [1] 肖焯夫,张代润. 基于电流矢量角的IPMSM最大转矩电压比深度弱磁控制[J]. 电气传动, 2021, 51(11): 55-61.
XIAO Chaofu, ZHANG Dairun. Deep flux weakening operation of IPMSM by using maximum torque per voltage control based on current vector angle[J]. Electric Drive, 2021, 51(11): 55-61.
- [2] 杨淑英,王奇帅,东野亚兰,等. 永磁同步电机离散化建模与分析[J]. 电气传动, 2021, 51(5): 15-24.
YANG Shuying, WANG Qishuai, DONG-YE Yalan, et al. Discrete-time modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2021, 51(5): 15-24.
- [3] 崔文娟,雷永锋,万承征,等. 空调器压缩机启停瞬间管路应变分析及结构优化[J]. 制冷与空调, 2023, 23(2): 35-38, 67.
CUI Wenjuan, LEI Yongfeng, WAN Chengzheng, et al. Pipeline strain of air conditioner compressor at start-stop moment and structure optimization[J]. Refrigeration and Air-Conditioning, 2023, 23(2): 35-38, 67.
- [4] 郭晓君,陈会鸽. 新型空间矢量信号注入 MTPA 控制策略[J]. 电气传动, 2018, 48(9): 7-13.
GUO Xiaojun, CHEN Huige. Novel MTPA control strategy with space vector signal injection[J]. Electric Drive, 2018, 48(9): 7-13.
- [5] 林加堃,涂群章,邹珊,等. 基于转矩限制的IPMSM矢量控制系统 MTPA 柔性控制[J]. 电气传动, 2017, 47(1): 55-58, 66.
LIN Jiakun, TU Qunzhang, ZOU Shan, et al. MTPA flexible control based on the torque limit of the IPMSM vector control system[J]. Electric Drive, 2017, 47(1): 55-58, 66.
- [6] 刘芳,彭冬玲,肖洁,等. 基于高频信号注入的永磁同步电机 MTPA 优化[J]. 电气传动, 2016, 46(2): 16-20.
LIU Fang, PENG Dongling, XIAO Jie, et al. MTPA efficiency optimization for PMSM based on high frequency signal injection [J]. Electric Drive, 2016, 46(2): 16-20.
- [7] 王伟光,李伟. 基于 MTPA 的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电气传动, 2014, 44(11): 3-6.
WANG Weiguang, LI Wei. Model predictive torque control method of permanent magnet synchronous motor based on MTPA[J]. Electric Drive, 2014, 44(11): 3-6.
- [8] 孙旭霞,岳经凯. 永磁同步电机 MTPA 弱磁控制方法研究[J]. 电气传动, 2012, 42(11): 62-64.
SUN Xuxia, YUE Jingkai. Research on the MTPA and weak magnetic control of the permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Drive, 2012, 42(11): 62-64.
- [9] 周明龙,陈文卿,武晓昆,等. 制冷压缩机振动噪声控制技术[J]. 制冷与空调, 2023, 23(2): 73-80.
ZHOU Minglong, CHEN Wenqing, WU Xiaokun, et al. Control technologies of vibration and noise in refrigeration compressor [J]. Refrigeration and Air-Conditioning, 2023, 23(2): 73-80.
- [10] SUN T, WANG J, CHEN X. Maximum torque per ampere (MTPA) control for interior permanent magnet synchronous machine drives based on virtual signal injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5036-5045.
- [11] HAN Z, LIU J, YANG W, et al. Improved online maximum-torque-per-ampere algorithm for speed controlled interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3398-3408.
- [12] YANG R, SUN T, FENG W, et al. Accurate online MTPA control of IPMSM considering derivative terms[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2021, 7(3): 100-110.
- [13] 杨宁. 车用大功率内置式永磁同步发电机控制系统的研究[D]. 长沙:湖南大学, 2019.
YANG Ning. Research of high-power interior permanent magnet synchronous generator control system for vehicles[D]. Changsha: Hunan University, 2019.
- [14] 赵文祥,刘恒,陶涛,等. 基于虚拟信号和高频脉振信号注入的无位置传感器内置式永磁同步电机 MTPA 控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5092-5100.
ZHAO Wenxiang, LIU Heng, TAO Tao, et al. MTPA control of sensorless IPMSM based on virtual signal and high-frequency pulsating signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(24): 5092-5100.

收稿日期:2023-07-10

修改稿日期:2023-07-18