

逆变器寄生电容对永磁同步电机 无传感器控制的影响

戴鹏,赵烨,苗文彬,董苏

(中国矿业大学 信息与电气工程学院,江苏 徐州 221116)

摘要: 逆变器非线性特性会对基于高频注入法的永磁同步电机转子位置和速度观测产生影响,不利于电机的精确控制。在分析逆变器非线性特性中寄生电容效应及其对高频载波电流响应影响的基础上,提出了一种旨在减小此非线性影响的新颖补偿方法。此方法直接利用高频电流响应中的正序电流分量对包含转子位置信息的负序电流分量进行补偿,使作为位置观测器输入的误差信号更为精确。仿真和实验结果证明了此补偿方法的正确性,有效提高了转子位置检测精度,且具有良好的动稳态性能。

关键词: 永磁同步电机;逆变器非线性;寄生电容;高频注入;补偿

中图分类号: TM351

文献标识码: A

Effect of Inverter Parasitic Capacitance on Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

DAI Peng, ZHAO Ye, MIAO Wen-bin, DONG Su

(School of Information and Electrical Engineering, China University of
Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

Abstract: Inverter nonlinearity effects have impacts on the observation of the rotor position and speed information in sensorless control system for PMSM drives based on high-frequency signal injection, which is not conducive to precise control of the motor. The inverter parasitic capacitance effect and its influence on high-frequency carrier current response were analyzed, and proposed a novel compensation method. This method uses the positive-sequence carrier current to compensate the negative-sequence carrier current which contains the rotor position information. The simulation and experimental results prove the correctness of this compensation method, which can improve the accuracy of the rotor position detection and the dynamic performance of the motor.

Key words: permanent magnet synchronous motor; inverter nonlinearity effects; parasitic capacitance; high-frequency signal injection; compensation

1 引言

近年来,基于高频信号注入的永磁同步电机(PMSM)无传感器控制技术以其在零速和低速段的优异性能得到了广泛研究和应用^[1-4]。在该方法中,向永磁同步电机定子三相绕组注入三相对称高频电压信号,产生的高频旋转磁场受到电机转子凸极效应的调制作用,产生包含转子位置信息的高频载波电流响应。此响应电流对转子位置的精确估计起到了重要作用^[5]。

实际应用中,逆变器存在的诸多非线性特性如死区效应、功率开关器件开通(关断)延时和压降、寄生电容效应和零电流钳位效应等,会对高频载波电流产生干扰,影响转子位置估计精度,其中死区效应和寄生电容效应为主要的干扰源^[6]。

本文针对由死区时间内寄生电容效应产生的干扰提出了一种新颖的补偿方法。通过利用高频载波电流响应中的正序分量对包含转子位置信息的负序分量进行补偿,提高位置估计误差

信号的精度,使位置观测器的输入更为准确。与传统方法相比,此方法受载波电流测量误差影响较小且容易实现,具有较高的应用价值。

为验证理论分析的正确性,本文进行了仿真实验研究。结果表明,本文提出的新颖补偿方法可有效减小逆变器寄生电容效应在永磁同步电机转子位置估计中造成的误差。

2 寄生电容效应对高频注入法的影响

在逆变器非线性特性中,死区效应和寄生电容效应对基于高频信号注入法的无传感器控制技术影响尤为显著^[7]。本文即对死区时间内的寄生电容效应做重点分析。当A相电流 i_a 为正方向时的A相桥臂开关器件开关过程如图1所示,寄生电容 C_1 和 C_4 分别与开关器件相并联。在图1a中,开关器件(IGBT) S_1 开启、 S_4 关断,电流 i_a 流经 S_1 并对 C_4 充电,输出电压 $U_a = U_{dc}$;在图2b和图2c中, S_1 和 S_4 均关断, C_4 放电且 C_1 充电,输出电压为

$$U_a = U_{dc} - \frac{1}{C_1 + C_4} \int i_a dt \quad (1)$$

在图1d中, S_1 关断、 S_4 开启,电流经续流二极管 D_4 续流,输出电压 $U_a = 0$,如图2中D段所示。另外,当 i_a 为负方向时,寄生电容对输出电压没有影响^[8]。

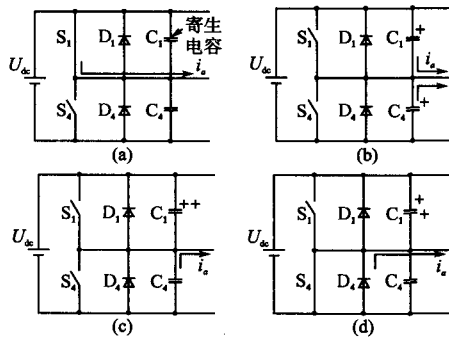


图1 A相桥臂开关器件(IGBT)开关过程

Fig.1 The IGBT switching process of phase A bridge arm

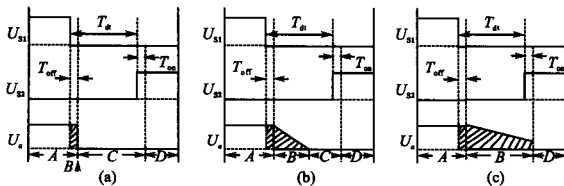


图2 相电流 i_a 较大、较小和很小时输出电压 U_a 示意图

Fig.2 Illustrating the output voltage U_a when the phase current i_a is high, low and very low

经分析可知,寄生电容的存在相当于延长了

电压下降时间;且式(1)表明,电流越小,电压下降时间越长。所以,当相电流 i_a 较大时,寄生电容充放电时间很短,对输出电压 U_a 几乎无影响;而当 i_a 很小时,就会对输出电压 U_a 造成不可忽视的影响,如图2所示。此影响对低幅值、高频率的高频注入电压信号更为严重^[9]。

旋转高频电压信号注入法的基本原理是向永磁同步电机定子绕组中注入三相对称高频正弦电压信号,产生的高频旋转磁场受电机转子凸极周期性调制后,会使定子电流响应中包含与转子位置相关的高频载波电流,对其进行适当的解调处理就可提取出转子位置的相关信息。

在基于高频注入的无传感器控制技术中,总的电流响应应包括基频分量和高频载波分量。逆变器输出电压误差为

$$\Delta u_{ao} = f(i_{af} + i_{ah}) \quad (2)$$

式中: i_{af} 为基频分量; i_{ah} 为高频载波分量。

当 $i_{af} \gg i_{ah}$ 时,式(2)可表示为

$$\begin{aligned} \Delta u_{ao} &\approx f(i_{af}) + f'(i_{af}) \cdot i_{ah} \\ &\approx \text{sign}(i_{af}) \cdot \Delta U + R_{ah} \cdot i_{ah} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: ΔU 为由PWM开关频率和死区时间等决定的基频电压误差。

定义 R_{ah} 为逆变器等效高频电阻为

$$R_{ah} = f'(i_{af})$$

上文分析可知,当 i_a 较大时, Δu_{ao} 趋于饱和且主要由除寄生电容外其他因素影响;当 i_a 较小时, Δu_{ao} 主要受寄生电容影响且 i_a 越小所带来误差越大,即 R_{ah} 随 i_a 减小而增大,当 i_a 为零时 R_{ah} 达到最大值。

逆变器输出电压的矢量形式可表示为

$$\Delta u = \Delta u_f + \Delta u_h$$

式中: Δu_f 为基频电压误差矢量; Δu_h 为高频电压误差矢量。

在两相静止坐标系中,由式(3)可得:

$$\begin{cases} \Delta u_f = \frac{2}{3} \Delta U [\text{sign}(i_{af}) + \text{sign}(i_{bf}) \cdot e^{j2\pi/3} + \text{sign}(i_{cf}) \cdot e^{j4\pi/3}] \\ \Delta u_h = \frac{2}{3} [R_{ah} \cdot i_{ah} + R_{bh} \cdot i_{bh} \cdot e^{j2\pi/3} + R_{ch} \cdot i_{ch} \cdot e^{j4\pi/3}] \end{cases} \quad (4)$$

根据式(4)和以上分析可以得到如图3所示电压扰动示意图,其中a,b,c,d,e,f分别为6个基频扰动电压矢量; R_{ah}, R_{bh}, R_{ch} 为三相等效高频电阻,将 α - β 平面分成了 $S_1 \sim S_6$ 6个扇区。当基频相

电流在零值附近,即接近不同扇区交界处时,相应等效高频电阻不为零,且表现出较强非线性,此电阻直接作用于 Δu_h ,从而使高频载波电流产生误差,影响转子位置估计精度。

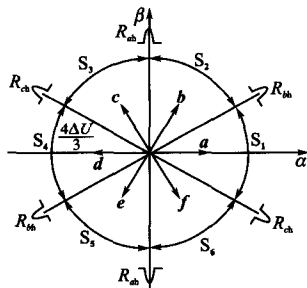


图3 考虑寄生电容效应时的电压扰动模型

Fig.3 Disturbance voltage model considering parasitic capacitance

3 减小寄生电容效应影响的补偿方法

高频注入电压信号产生的空间电压矢量在 α - β 坐标系下可以表示为

$$u_i^{\alpha\beta} = U_i e^{j\omega_i t}$$

此电压产生的高频旋转磁场经转子凸极调制后,得到包含转子位置信息的高频载波电流^[10]

$$i_h^{\alpha\beta} = i_{hp} + i_{hn} = I_{hp} e^{j(\omega_i t - \frac{\pi}{2})} + I_{hn} e^{j(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2})} \quad (5)$$

式中: θ_r 为转子实际位置; i_{hp} 和 i_{hn} 分别为正序高频载波电流分量和负序高频载波电流分量,其中只有 i_{hn} 包含转子位置信息,因而在传统高频注入法中, i_{hp} 通常作为冗余量加以滤除。

而本文正是利用此分量对逆变器寄生电容效应造成的转子位置估计误差进行补偿。

由图3可知, R_{ah} , R_{bh} , R_{ch} 并无实质性区别,下文只对基频电流位于正负 β 轴附近,即 $R_{ah} \neq 0$ 且 $R_{ah}=R_{ch}=0$ 的情况加以讨论。此时,式(4)可简化为

$$\Delta u_h = \frac{2}{3} R_{ah} \cdot i_{ah} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)得:

$$\Delta u_h = \frac{1}{3} R_{ah} I_{hp} e^{j(\omega_i t - \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{3} R_{ah} I_{hn} e^{j(-2\theta_r + \omega_i t - \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{3} R_{ah} I_{hp} e^{j(-\omega_i t + \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{3} R_{ah} I_{hn} e^{j(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2})}$$

等式右边4项均为逆变器非线性效应产生的高频电压误差矢量,其中前两项为正序分量,后两项为负序分量。每一个分量都能产生相应的高频载波电流。因此可以计算出总的电流响应,如表1所示。

表1 载波电流响应

Tab.1 Carrier current response

电压分量	正序电流响应	负序电流响应
$U_i e^{j\omega_i t}$	$I_{hp} e^{j(\omega_i t - \pi/2)}$	$I_{hn} e^{j(-\omega_i t + 2\theta_r + \pi/2)}$
$\frac{R_{ah} I_{hp}}{3} e^{j(\omega_i t - \pi/2)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp}^2}{3U_i} e^{j(\omega_i t - \pi)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp} I_{hn}}{3U_i} e^{j(-\omega_i t + 2\theta_r + \pi)}$
$\frac{R_{ah} I_{hn}}{3} e^{j(\omega_i t - 2\theta_r - \pi/2)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp} I_{hn}}{3U_i} e^{j(\omega_i t - 2\theta_r - \pi)}$	$\frac{R_{ah} I_{hn}^2}{3U_i} e^{j(-\omega_i t + 4\theta_r + \pi)}$
$\frac{R_{ah} I_{hp}}{3} e^{j(-\omega_i t + \pi/2)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp} I_{hn}}{3U_i} e^{j(\omega_i t + 2\theta_r - \pi)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp}^2}{3U_i} e^{j(-\omega_i t + \pi)}$
$\frac{R_{ah} I_{hn}}{3} e^{j(-\omega_i t + 2\theta_r + \pi/2)}$	$\frac{R_{ah} I_{hn}^2}{3U_i} e^{j(\omega_i t - \pi)}$	$\frac{R_{ah} I_{hp} I_{hn}}{3U_i} e^{j(-\omega_i t + 2\theta_r + \pi)}$

在传统的无传感器位置检测中,通常只保留负序载波电流分量,采用外差法得到转子位置的误差信号 ε ,即

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \cos(-\alpha + 2\hat{\theta}_r) \cdot i_{\alpha_{hn}} + \sin(-\alpha + 2\hat{\theta}_r) \cdot i_{\beta_{hn}} \\ &= I_{hn} \sin(2\hat{\theta}_r - 2\theta_r) \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $i_{\alpha_{hn}}$ 和 $i_{\beta_{hn}}$ 分别是负序高频载波电流在 α - β 轴静止参考坐标系中的 α 轴和 β 轴分量; $\hat{\theta}_r$ 为转子估计位置。

令 $\Delta\theta_r = \hat{\theta}_r - \theta_r$, $\Delta\theta_r$ 为转子位置估计误差,当 $\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r$ 时,则转子估计位置趋近于实际位置,若 $\Delta\theta_r$ 很小,有

$$\varepsilon \approx 2I_{hn} \Delta\theta_r \quad (8)$$

利用此位置误差信号作为后续位置观测器的输入,可以估计转子位置和转速。但当考虑逆变器寄生电容效应产生的如表1所示其他附加载波电流分量时,由式(7)、式(8)可得:

$$\begin{aligned} \varepsilon &\approx I_{hn} \sin(2\Delta\theta) - \frac{R_{ah} I_{hp}^2}{3U_i} \cos(2\hat{\theta}_r) - \\ &\quad \frac{2R_{ah} I_{hp} I_{hn}}{3U_i} \cos(2\Delta\theta) \end{aligned} \quad (9)$$

当转子位置估计误差很小时,有

$$\varepsilon \approx I_{hn} \sin(2\Delta\theta) - \frac{R_{ah}}{3U_i} (I_{hp}^2 + 2I_{hp} I_{hn}) \quad (10)$$

从上式可知,转子位置误差信号 ε 中包含等效高频电阻,因此转子位置估计精度受到了寄生电容效应的影响。

本文利用正序高频电流分量对其进行补偿。同样采用外差法对正序高频电流进行处理,得到:

$$\begin{aligned} \lambda &= \cos(\alpha - \pi) i_{\text{pos}_\alpha} + \sin(\alpha - \pi) i_{\text{pos}_\beta} \\ &\approx \frac{R_{ah}}{3U_i} (I_{hp}^2 + 2I_{hp} I_{hn}) \end{aligned} \quad (11)$$

传统方法通常忽略逆变器非线性特性而采用 ε 对转子位置信息进行估计。上文已分析,逆变器寄生电容效应会对其产生不利影响。而正序高频电流分量只受逆变器寄生电容效应影响,故可利用此分量对由负序高频分量得到的 ε 进行补偿。联立式(9)和式(11)可得:

$$\varsigma = \varepsilon + \lambda \approx 2I_{\text{hn}} \Delta\theta \quad (12)$$

从式(12)可以明显看到,借助 λ , ε 受逆变器寄生电容效应的影响得到了很好的补偿, ς 只依赖于位置估计误差,利用此信号可以很好地提高位置信息的准确性。

系统及补偿的具体实现方法如图4所示。

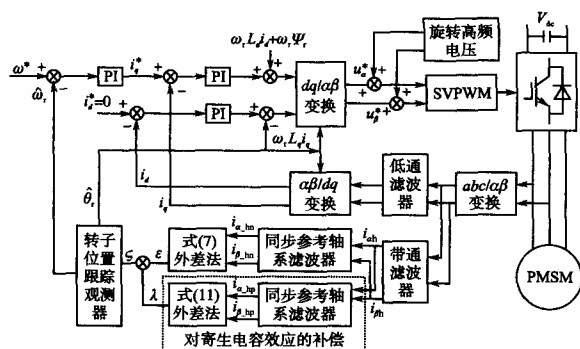


图4 系统及补偿方法实现框图

Fig.4 System and compensation method implementation block diagram

4 仿真和实验研究

为验证本文提出的补偿方法的正确性和有效性,本文对一台内插式永磁同步电机进行仿真和实验研究,电机参数如表2所示。

表2 实验电机参数

Tab.2 Machine data

参数	取值
额定功率/kV·A	1.36
定子电阻/Ω	0.78
定子交轴电感 L_d /mH	8.5
定子直轴电感 L_q /mH	2.5
极对数 p	3
转子磁通/Wb	0.303
转动惯量/kg·m ²	0.001 07
额定电流/A	6.8
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000
额定转矩/(N·m)	6.5

4.1 仿真分析

采用Matlab/Simulink对本系统及补偿方法进行仿真。以上述电机为研究对象,仿真参数参见表2,寄生电容取 $3\text{nF}^{[7]}$ 。

图5所示分别为补偿前的转子位置误差信号 ε 和补偿后的转子位置误差信号 ς 。由图5可知,补偿前的误差信号 ε 波动较大,而补偿后误差信号 ς 波动明显减小且幅值较小,使得位置观测器的输入更为准确。

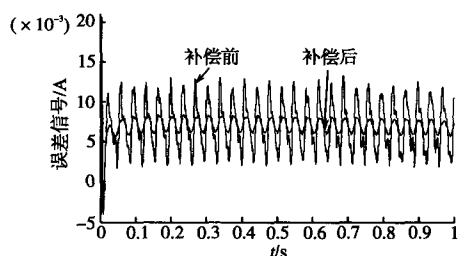


图5 补偿前后转子位置误差信号

Fig.5 Error signal of rotor position before and after compensation

图6a和图6b中各量分别为补偿前后转子的实际位置、估计位置和位置误差。如图6a中所示,当没有采取补偿措施时,转子估计位置和实际位置有较明显误差,不能够准确提取出转子位置和速度信息;而当采用本文所述补偿方法时,如图6b中所示,转子估计位置和实际位置误差明显减小,基本达到稳定跟随,满足检测精度要求。仿真结果证明了理论分析的正确性和有效性。

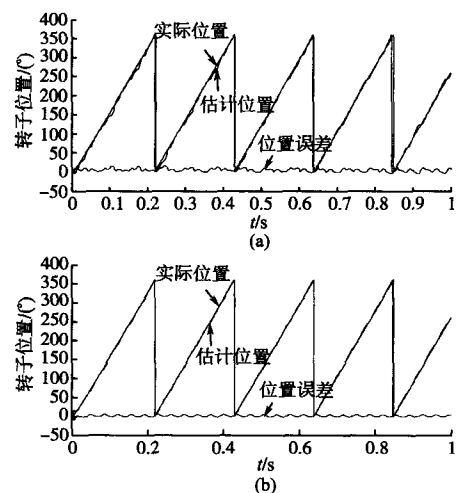
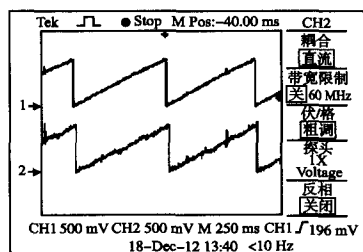


图6 补偿前后转子位置信息

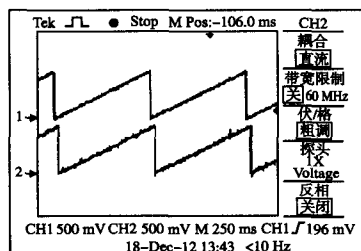
Fig.6 Information of rotor position before and after compensation

4.2 实验分析

在仿真的基础上,利用实验室已有的基于DSP2812的实验平台,对上述补偿方法进行实验验证。实验波形如图7所示。



(a) 补偿前



(b) 补偿后

图7 补偿前后转子位置波形

Fig.7 Waveforms of rotor position before and after compensation

图7为转速给定20 r/min(0.01标幺值)时的转子位置波形。通道1所示为由电机自带光电式编码器得到的转子实际位置,通道2所示为基于高频信号注入的无传感器控制方法得到的估计位置。由图7a可以看出,未加补偿时转子估计位置波形有较明显波动,与实际位置存在偏差;而由图7b可知,补偿后转子估计位置 and 实际位置误差明显减小,电机动态性能较好。实验结果再次证明了理论分析的正确性和有效性。

5 结论

本文首先分析了逆变器非线性特性中寄生电容效应对基于高频注入法的永磁同步电动机无传感器控制技术的影响,提出了一种新颖的补偿方法,直接利用高频电流响应中的正序电流分量对包含转子位置信息的负序电流分量进行补偿。此方法无需添加额外硬件电路,在实际电机控制系

统中较易实现。仿真结果表明,此方法可以很好地提高基于高频电压注入法的永磁同步电机无传感器控制系统中转子位置的检测精度,使电机可以实现高精度的矢量控制,具有较好的动态性能,同时证明了理论分析的正确性和可行性。

参考文献

- [1] 万山明,吴芳,黄声华.基于高频电压信号注入的永磁同步电机转子初始位置估计[J].中国电机工程学报,2008,28(33):82-86.
- [2] 张剑,温旭辉,许镇琳.一种低成本永磁同步电机高精度转子位置检测方法[J].电气传动,2013,43(1):77-80.
- [3] 张磊,高春侠.永磁同步电机低速区无位置传感器控制技术[J].电气传动,2013,43(1):12-16.
- [4] 盛义发,喻寿益,洪镇南,等.内置式永磁同步电机驱动系统效率优化研究[J].电气传动,2011,41(6):14-18.
- [5] 王丽梅.基于高频信号注入的永磁同步电动机无传感器控制[D].沈阳:沈阳工业大学,2005.
- [6] Guerrero J M, Michael Leetmaa, Lorenz R D, et al. Inverter Nonlinearity Effects in High-frequency Signal-injection-based Sensorless Control Methods[J].IEEE Trans.on Industry Application, 2005,44(2):618-626.
- [7] Kichiro Yamamoto, Katsuji Shinohara, Hiroyuki O-hga.Effect of Parasitic Capacitance of Power D-evide on Output Voltage Deviation During Switching Dead-time in Voltage-fed PWM Inverter[J].IEEE,1997(2):777-782.
- [8] 王连芳.电压源型PWM逆变器死区效应补偿策略研究[D].济南:山东大学,2008.
- [9] Daniel E Salt, David Drury, Derrick Holliday, et al.Compensation of Inverter Nonlinear Distortion Effects for Signal-injection-based Sensorless Control[J]. IEEE Trans.on Industry Application,2011,47(5):2084-2092.
- [10] Patrick L Jansen, Robert D Lorenz. Transducer-less Position Estimation in Induction and Salient AC Machines[J]. IEEE Trans.on Industry Application,1995,31(2):240-247.

收稿日期:2013-03-22

修改稿日期:2013-12-18

《电气传动》欢迎订阅 投稿 刊登广告

全国各地邮局征订,订阅代号6—85,邮局全年定价:120元,零售价:10.00元

地址:天津市河东区津塘路174号(300180)

编辑部电话:022-84376191 84376124 Email:mde@tried.com.cn

广告部电话:022-84376192 24955574 Email:ad@tried.com.cn

传真:022-24955574