

# 低开关频率下永磁同步电机弱磁区电流谐波抑制

臧晓笛<sup>1</sup>, 田德文<sup>2</sup>

(1. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001; 2. 中国北方车辆研究所, 北京 100072)

**摘要:** 针对内嵌式永磁同步电机在低开关频率下高速深度弱磁区电流畸变、转矩波动大等问题, 分析了电机常规控制下系统对扰动信号的抑制作用; 常规 SVPWM 过调制运行时会产生周期性扰动, 结合试验及仿真数据, 提出采用特定谐波消除 SHEPWM 调制抑制电流谐波的控制策略, 改善了电机平稳运行能力。对所提出的优化脉冲模式进行 Matlab 仿真和试验验证, 结果表明: 采用特定谐波消除 SHEPWM 调制模式, 可以有效抑制电机高速弱磁区的电流谐波, 改善了系统稳态转矩控制效果。

**关键词:** 永磁同步电机; 低开关频率; 电流谐波

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

文章编号: 1095-3631(2016)06-0001-06

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2016.06.200

## Current Harmonic Suppression of Permanent Magnet Synchronous Motor in Weak Magnetic Field under Low Switching Frequency

ZANG Xiaodi<sup>1</sup>, TIAN Dewen<sup>2</sup>

(1. CRRC Zhuzhou Institute Co.,Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China; 2. China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of embedded permanent magnet synchronous motor at low switching frequency, such as current distortion of high speed deep weak magnetic field and large torque ripple, it analyzed the inhibitory effect of conventional motor control system on disturbance signal. As periodical disturbance would be generated in conventional SVPWM over modulation operation, combining experiment and simulation data, it put forward a control strategy using a selective harmonic elimination modulation(SHEPWM) to realize current harmonic suppression, so that the motor stable operation ability could be improved. Matlab simulation and experimental verification were implemented for the proposed optimal pulse mode. The results show that it can effectively inhibit current harmonic of motor in high-speed week magnetic fields and can improve control effect of the system steady-state torque by the method of SHEPWM.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; low switching frequency; current harmonic

### 0 引言

永磁同步电机具有体积小、重量轻、功率密度大、效率高等优点, 目前广泛应用于轨道交通、航空航天、电动汽车等电传动领域。电传动系统用驱动电机不同于普通工业用电机, 不仅要求能够频繁地启动/停车、加速/减速, 具有较宽的转速范围和较高的过载系数, 而且要求电机低速或车辆爬坡时能够提供高转矩、高速时

能够提供高功率。由于永磁同步电机的转子励磁磁场由永磁体产生, 不能像电励磁电机一样通过调节励磁电流直接调节气隙磁场, 而是需要通过削弱气隙磁链的方法, 使得电机转速升至额定转速以上, 进入恒功率运行区域。

当前最简单的弱磁策略是改变电机转子磁链, 使转子磁链与转速成反比, 达到弱磁升速的目的。将直流母线电压与永磁同步电机控制器输出参考电压作为弱磁控制器输入,  $d$  轴补偿电流作为弱磁控制器输出, 这种弱磁控制策略对于因运行环境不同而变化的参数具有鲁棒性<sup>[1]</sup>; 但是为防止对电流控制环的干扰, 弱磁控制环的

收稿日期: 2016-08-31

作者简介: 臧晓笛(1983-), 女, 工程师, 主要研究方向为风电机组电气系统研究。

带宽一般较低,在深度弱磁区  $d$  轴电流易出现振荡,系统电流谐波含量高,转矩波动大。本文将通过对常规永磁同步电机矢量控制系统稳态误差分析,提出了一种适用于低开关频率、深度弱磁工况下的电流谐波抑制策略。

## 1 PMSM 矢量控制电流环抗扰性能分析

常规永磁同步电机控制器控制系统结构如图 1 所示。控制器利用转子位置信息将三相电流进行坐标变换,得到  $dq$  轴电流反馈值。 $dq$  轴电流参考信号与实际值比较后,其偏差值被输入至调节器;调节器的输出与解耦电路输出相加,便得到磁场定向  $dq$  轴系中两轴电压参考值  $u_d$  和  $u_q$ ,通过 Park 逆变换,转换为  $\alpha\beta$  轴参考电压  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$ ; 经过 SVPWM 模块产生控制逆变器各功率开关的开通和关断信号<sup>[2-4]</sup>。

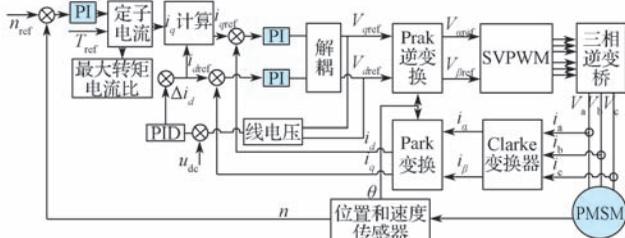


图 1 永磁同步电机矢量控制系统结构框图

Fig. 1 Structure diagram of PMSM vector control system

$dq$  坐标系下永磁同步电机定子电压方程为

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中:  $L_d$  和  $L_q$ ——直轴和交轴同步电感;  $R_s$ ——定子相电阻;  $\omega_r$ ——转子的电角速度;  $\psi_f$ ——转子永磁体产生的励磁磁场的基波磁链。

在图 1 所示  $d$  轴和  $q$  轴电流调节器的输出端分别引入永磁同步电机  $d$  轴和  $q$  轴电压进行耦合补偿<sup>[5]</sup>,如图 2 所示。

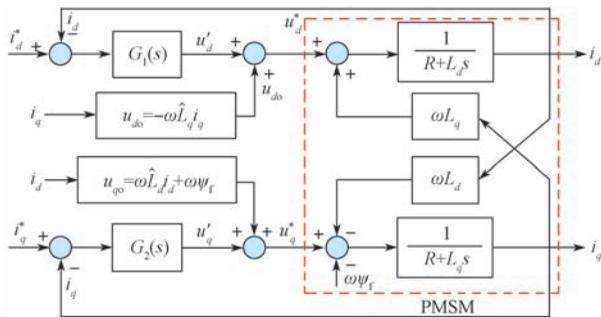


图 2 永磁同步电机电流反馈解耦控制器结构图

Fig. 2 Structure diagram of PMSM current feedback decoupling controller

引入反馈补偿量  $u_{do}$ ,  $u_{qo}$  后,定子电压方程如下:

$$\left. \begin{aligned} u_d^* &= G_1(s)(i_d^* - i_d) + u_{do} \\ u_q^* &= G_2(s)(i_q^* - i_q) + u_{qo} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中:  $u_{do} = -\omega_r L_q i_q$ ,  $u_{qo} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f$ 。

则电流调节器的输出为

$$\left. \begin{aligned} u_d' &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ u_q' &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式(3)不包含交叉耦合项,  $d$  轴和  $q$  轴两个电流调节器构建的控制系统可以看成是两个独立的线性子系统。以  $d$  轴电流闭环控制为例,其电流闭环控制原理如图 3 所示。在只讨论抗扰性能时,可令输入变量为 0,扰动作用下的等效框图如图 4 所示。

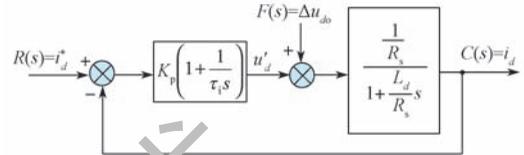


图 3  $d$  轴电流环等效框图

Fig. 3 Equivalent block diagram of  $d$  shaft current loop

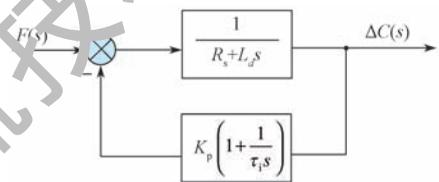


图 4 扰动作用下电流环等效框图

Fig. 4 Equivalent block diagram of the current loop under disturbance

一般情况下,将时间常数  $\tau_i$  整定为  $L_d/R_s$ 。当输出电压解耦存在偏差时,  $d$  轴电流环将存在扰动  $\Delta u_{do}$ 。扰动作用下输出为

$$\Delta C(s) = \frac{1}{R_s + L_d s} F(s) = \frac{1}{L_d s + K_p} F(s) = \frac{L_d s}{L_d^2 s^2 + (K_p + R_s)L_d s + K_p R_s} F(s) \quad (4)$$

由终值定理可获得在阶跃扰动下  $F(s) = \frac{F}{s}$  引起的电流稳态误差为

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \Delta C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left( \frac{L_d s}{L_d^2 s^2 + (K_p + R_s)L_d s + K_p R_s} \right) \left( \frac{F}{s} \right) = 0 \quad (5)$$

由式(5)可知,  $d$  轴电流调节器对于阶跃扰动具有抑制作用。受母线电压和电机电流限制,电传动系统用大功率永磁同步电机控制系统所采用的全控型功率器件开关频率相对较低,使得脉宽调制载波比变化大。随着电机频率增加,电机电流 5 次、7 次、

11次和13次谐波显著增大。将定子电流由abc三相坐标系变换到随转子旋转的dq坐标系，5次和7次谐波分量变为6次谐波分量，11次和13次谐波分量变为12次谐波分量。这里做简化处理，假设电机转速、电机参数未发生变化，以6次谐波扰动为例，其 $\Delta u_{d0} = -\omega_r L_q \Delta i_q = -\omega_r L_q i_{q6} \cos(\omega_{r6} t) = U_6 \cos(\omega_{r6} t)$ 。假设扰动谐波幅值为 $U_6$ ，为不失一般性，令 $F(t) = U_6 \cos(\omega_{r6} t)$ ，经过拉普拉斯变换后为

$$F(s) = \frac{U_6 s}{s^2 + \omega_{r6}^2} \quad (6)$$

$$\Delta C(s) = \frac{L_d s}{(L_d s + K_p)(L_d s + R_s)} F(s) = \frac{L_d s}{(L_d s + K_p)(L_d s + R_s)} \frac{U_6 s}{s^2 + \omega_{r6}^2} \quad (7)$$

对式(7)进行拉普拉斯逆变换，得到扰动的时域解为

$$\Delta c(t) = [L_d^3 U_6 \omega_{r6}^3 \sin(\omega_{r6} t) + K_p L_d^2 U_6 \omega_{r6}^2 \cos(\omega_{r6} t) + R_s L_d^2 U_6 \omega_{r6}^2 \cos(\omega_{r6} t) - K_p R_s L_d U_6 \omega_{r6} \sin(\omega_{r6} t)] \times \frac{K_p^2 U_6 e^{-\frac{K_p t}{L_d}}}{(K_p^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)^{-1} (R_s^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)^{-1} - \frac{K_p R_s}{(K_p - R_s)(K_p^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)}} + \frac{R_s^2 U_6 t e^{-\frac{K_p t}{L_d}}}{(K_p - R_s)(R_s^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)} \quad (8)$$

由式(8)可知，当d轴电流环存在正弦扰动信号时，扰动稳态输出为同频率的正余弦信号叠加，稳态误差不为零。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta c(t) = \frac{L_d U_6 \omega_{r6} (L_d^2 \omega_{r6}^2 - K_p R_s)}{(K_p^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)(R_s^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)} \sin(\omega_{r6} t) + \frac{L_d^2 U_6 \omega_{r6}^2 (K_p + R_s)}{(K_p^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)(R_s^2 + L_d^2 \omega_{r6}^2)} \cos(\omega_{r6} t) \quad (9)$$

由式(9)可知，提高比例增益 $K_p$ ，可以降低谐波干扰带来的影响，但无法消除干扰的影响。

## 2 PMSM 矢量控制弱磁环抗扰性能分析

永磁电机运行至额定转速以上区域时，其弱磁环等效框图如图5所示。图中， $N(s)$ 为具有开方性质的非线性环节， $N(s) = \sqrt{u_d^2(s) + u_q^2(s)}$ 。此时永磁同步电机的弱磁调节系统为非线性，因此无法用线性系统理论进行分析求解。这里以实际控制参数为基础，采用计算机仿真的方式分析弱磁系统的稳定性，本文控制对象参数如表1所示。

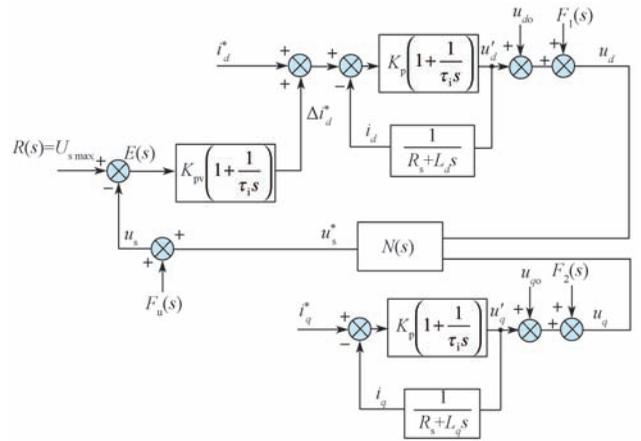


图5 弱磁环等效框图

Fig. 5 Equivalent block diagram of the weak magnetic ring

表1 电机主要参数

Tab. 1 Main parameters of the motor

电机参数	参数值
额定母线电压/V	DC 900
永磁体磁链/Wb	0.27
d轴电感/mH	0.4
q轴电感/mH	0.8
电机相电阻/ $\Omega$	0.002

在Simulink仿真环境下建立仿真模型，如图6所示。

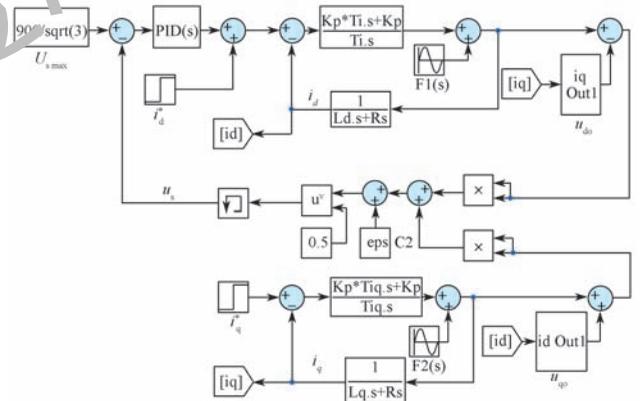


图6 弱磁环仿真模型框图

Fig. 6 Simulation model of the weak magnetic ring

采用线性化工具在 $i_d^* = 0, i_q^* = 200$  A工作点对仿真模型进行线性化处理；并整定弱磁环，使其响应时间为50 ms。在幅值为100 V的阶跃扰动下， $i_d, i_q$  随时间的变化情况如图7所示。

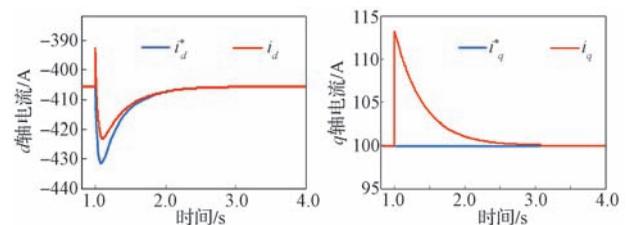


图7 阶跃扰动作用下 $i_d, i_q$  电流响应曲线

Fig. 7 Response curves of  $i_d, i_q$  under step disturbance

由式(5)可知，电流环在阶跃扰动作用下，其稳

态误差为0,故图7中电流响应曲线均无稳态误差。从 $i_d$ 响应曲线可以看出扰动电压对弱磁调节器输出有所影响。

大功率永磁同步电机控制系统功率器件开关频率相对较低,通常要采用SVPWM过调制控制策略,其输出电压中不包含偶次谐波和三倍频谐波,随着电机转速增加至额定转速以上,电机输入电压中5次、7次、11次和13次谐波显著增大。若将三相电压中5次和7次谐波分别表示为: $U_5 \cos(5\omega_1 t + \varphi_5)$ 、

$U_7 \cos(7\omega_1 t + \varphi_7)$ ,则 $dq$ 轴谐波电压可表示为

$$\left. \begin{aligned} u_{d6} &= \frac{N_2}{N_1} (U_5 \cos(\omega_{r6} t + \varphi_5) + U_7 \cos(\omega_{r6} t + \varphi_7)) \\ u_{q6} &= \frac{N_2}{N_1} (-U_5 \sin(\omega_{r6} t + \varphi_5) + U_7 \sin(\omega_{r6} t + \varphi_7)) \end{aligned} \right\} (10)$$

式中: $\frac{N_2}{N_1}$ ——坐标变换系数。

取5次谐波电压幅值为50V,7次谐波幅值为15V,得到电流 $i_d$ 、 $i_q$ 仿真曲线(图8)。

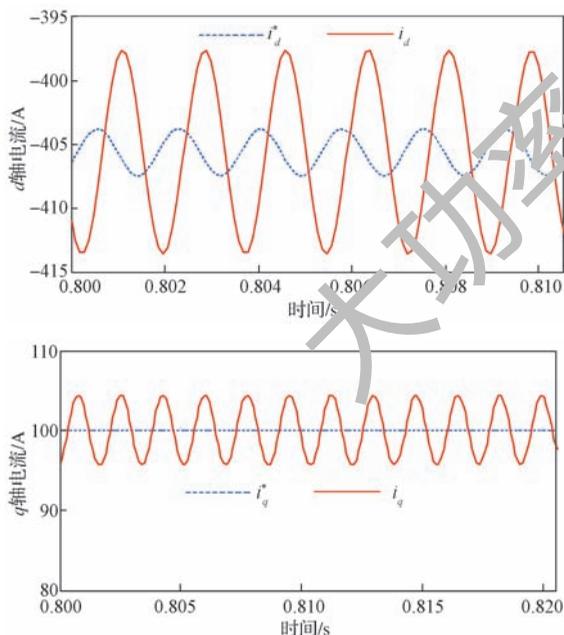


图8 谐波电压扰动作用下 $i_d$ 、 $i_q$ 电流响应曲线

Fig. 8 Response curves of  $i_d$ 、 $i_q$  under harmonic voltage disturbance

图8中,6次谐波分量没有完全被 $d$ 轴电流环所抑制,经 $u_s$ 反馈通道,影响弱磁环输出,此时弱磁环输出含有6次电压扰动谐波分量。相同扰动下, $d$ 轴0输入参考件与弱磁条件下 $i_d$ 波动情况比较如图9所示。

由图9可知,在相同的扰动下, $d$ 轴电流波动频率与扰动信号频率相同,弱磁环工作时对扰动有所抑制,但效果不明显,本文中仿真电流波动幅值仅减小9.2%。

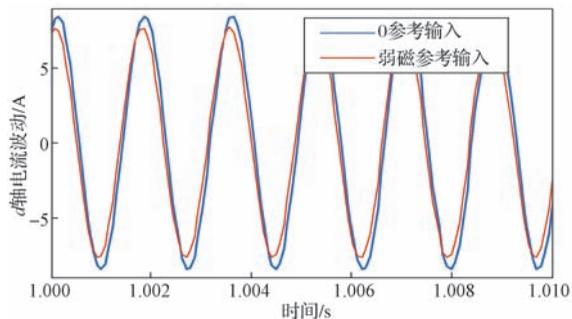


图9 谐波电压扰动作用下 $d$ 轴电流波动曲线  
Fig. 9 Fluctuation curve of  $d$  shaft current under harmonic voltage disturbance

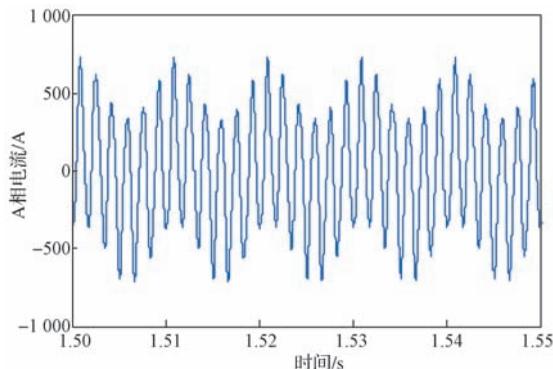
### 3 不同脉宽调制模式下谐波电流分析

由以上分析可知,常规永磁同步电机矢量弱磁控制策略中电流环对谐波电压有一定的抑制作用,但弱磁环对谐波电压抑制作用较弱。为减少谐波电压对电机电流谐波的影响,仅靠提高电流环或弱磁环增益的方法已无法满足系统要求。为此,本文将采用优化的PWM调制策略,降低电机输入谐波电压,进而抑制永磁同步电机弱磁区谐波电流。

脉宽调制技术是永磁同步电机控制系统核心控制技术之一,其性能优劣将直接影响永磁同步电机控制系统的整体性能。对于大功率电传动永磁同步电机,因其控制开关频率低、调速范围宽,脉宽调制技术通常采用低频区异步调制、中频区过渡区分段同步调制、高频区单脉冲调制的方式。下面以表1所示电机为例,分析在最高频率为600Hz时不同PWM调制方式对电机电流谐波的影响。

#### 3.1 SVPWM调制模式

在Simulink仿真环境下建立永磁同步电机矢量控制及SVPWM仿真模型,设置仿真步长为 $1 \mu\text{s}$ 、SVPWM开关频率为2500Hz,此时PWM调制载波比为25/6。得到电机A相电流与AB相线电压仿真波形,具体如图10所示。



(a) A相电流仿真波形

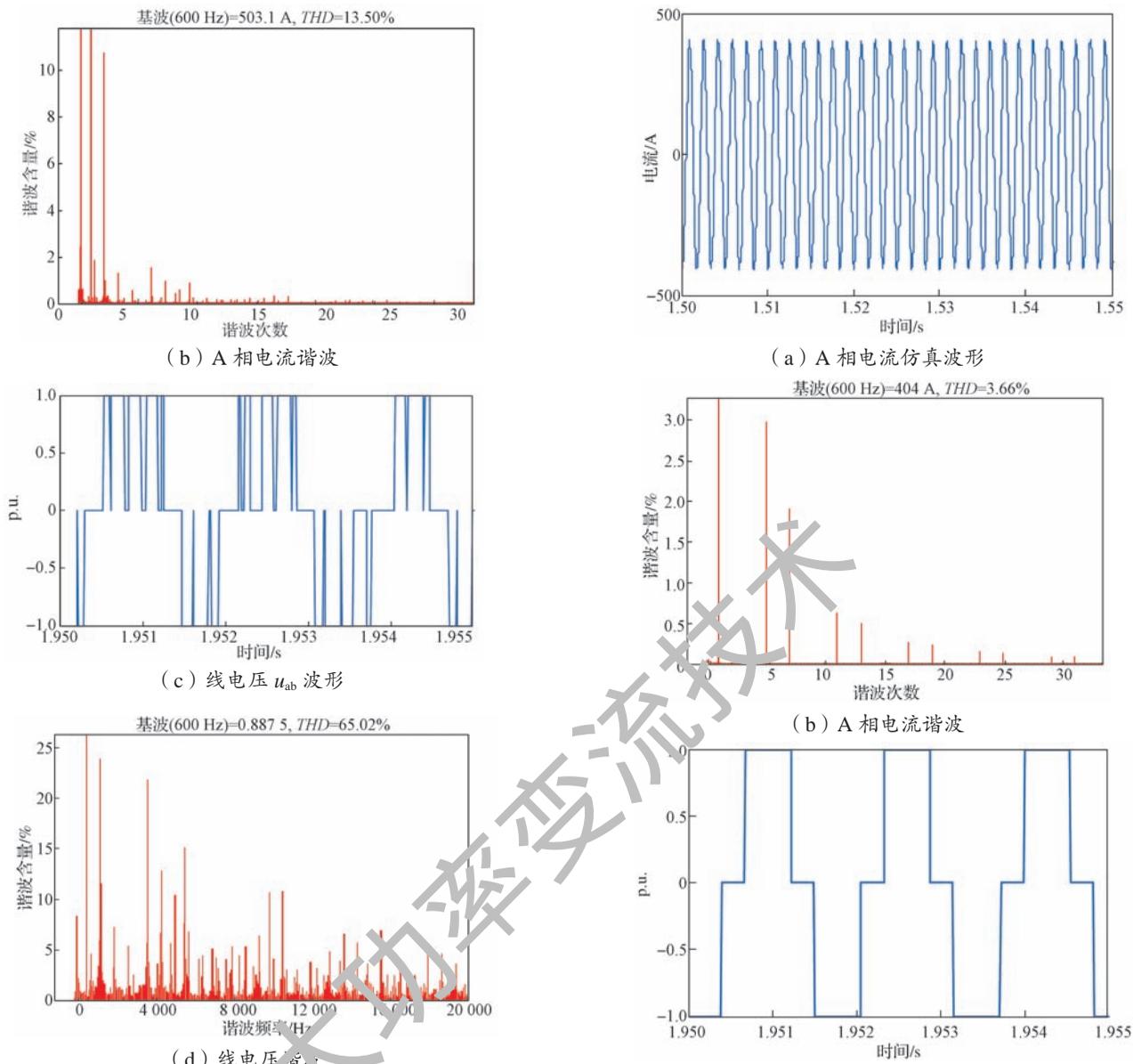


图 10 载波比为 25/6 时常规 SVPWM 电压、电流仿真曲线

Fig. 10 Simulation curves of voltage and current when the carrier ratio of conventional SVPWM is 25/6

从图 10 可以看出电机相电流有拍频现象发生，输入线电压中含有丰富的低于基频的次谐波成分，此时弱磁环调节器已经饱和，控制器进入电压限幅的开环模式。线电压在 0 Hz 频率附近存在大量的谐波，会造成电机严重的发热损耗。电机电流波动造成控制器功率器件裕量降低，控制器易报过流故障而进入保护状态，难以实现大功率运行。

### 3.2 单脉冲调制模式

单脉冲调制即方波调制。当 A 相输出参考电压相位大于 0° 时，三相逆变器 A 相上桥臂导通；当输出参考电压相位大于 180° 时，A 相下桥臂导通，各相导通时间依次相差 120°。在相同的仿真条件下，得到电机 A 相电流与 AB 相线电压波形，如图 11 所示。

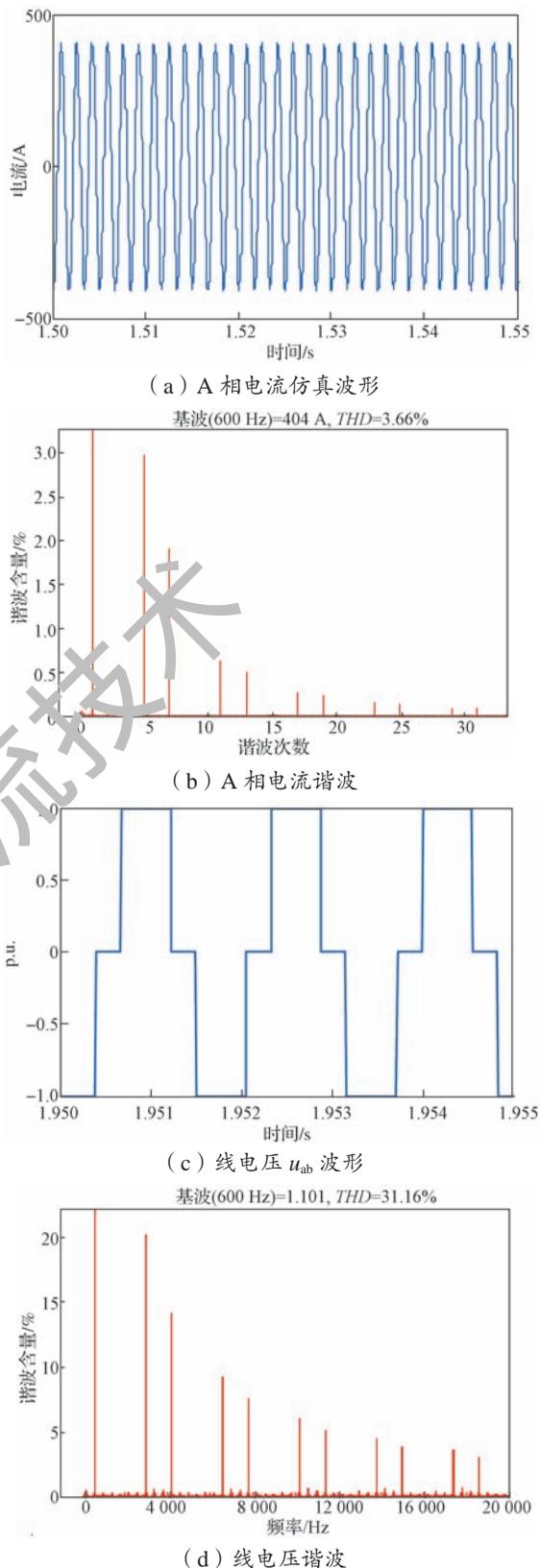


图 11 单脉冲调制下电压电流仿真曲线

Fig. 11 Simulation curves of voltage and current under single pulse modulation

由图 11 可知，单脉冲调制模式下电机相电流平稳，无拍频现象发生，但输入线电压、相电流中含有明显的 5 次、7 次、11 次、13 次等谐波成分；电压、电流的谐波畸变率均有所下降，谐波电流较图 10 明显减少。

### 3.3 SHEPWM 调制模式

特定次谐波消除调制方式 (Selected Harmonic Elimination PWM, SHEPWM) 是目前在低开关频率下大功率电传动系统中广为应用的一种 PWM 调制方法。为保证所设计永磁同步电机控制器中功率器件开关频率不超过 3 000 Hz, 在电机频率为 600 Hz 运行工况下, 载波比为 5, 选择 2 个开关角 ( $a_1, a_2$ ), 可消除最大 5 次谐波。开关角分布如图 12 所示。

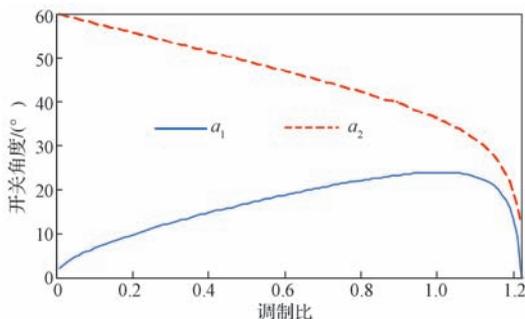
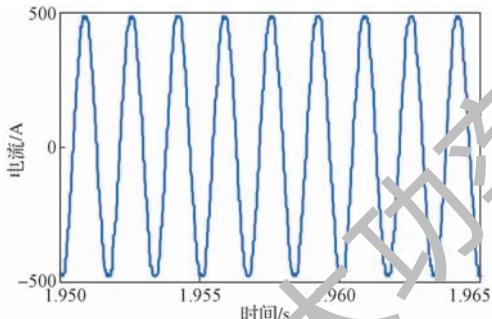


图 12 开关角随调制比的变化曲线

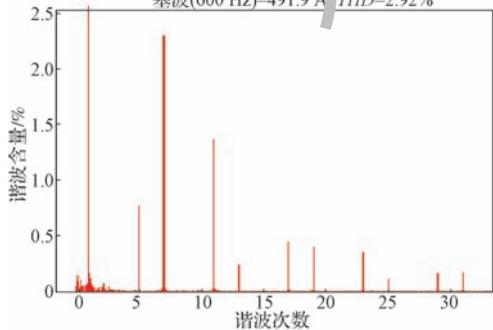
Fig. 12 Curves of switch angle along with modulation ratio changing

在 SHEPWM 调制模式下, 电机 A 相电流如图 13 所示。



(a) A 相电流仿真真波形

基波(600 Hz)=491.9 A THD=2.92%



(b) A 相电流谐波

图 13 SHEPWM 调制下电流仿真曲线

Fig. 13 Simulation curves of current under SHEPWM modulation

由图 13 可知, 电机相电流谐波畸变率只有 2.92%, 优于单脉冲调制与传统的 SVPWM 调制。但是由于开关角个数较少, 线电压输出中 3 次、5 次谐波被消除, 而未被消除的最低的两次谐波 (7 次、11 次) 成为电压谐波主要成分。电流谐波中的高次谐波因为永磁同步电机电感的存在, 谐波幅值较小, 其  $d$  轴电压、电流谐波

如表 2 所示。

表 2 SHEPWM 控制  $d$  轴电压、电流谐波  
Tab. 2 Harmonic voltages and currents of  $d$  shaft under SHEPWM control

谐波次数	谐波幅值	
	$u_d/V$	$i_d/A$
基波	394.85	496.65
6	10.779 41	0.749 942
12	5.448 93	0.228 459
18	2.823 178	0.076 981
24	1.583 349	0.028 061
THD	3.22%	0.23%

### 4 试验验证

基于上述分析和仿真结果, 利用实验室试验平台, 对常规异步 SVPWM 调制和 SHEPWM 调制进行了对比试验。SVPWM 调制模式下, 永磁同步电机控制器开关频率为 3 300 Hz, 9 000 r/min 时, SHEPWM 调制模式电机控制器开关频率为 3 000 Hz。当负载转矩加载至 300 N·m 时, 传统 SVPWM 调制下, 三相相电流出现了振荡现象 (图 14), 为保护控制器功率器件, 系统主动进入保护模式; 而在 SHEPWM 调制模式下电机相电流无振荡现象, 且电流幅值明显小于 SVPWM 调制模式的 (图 15)。

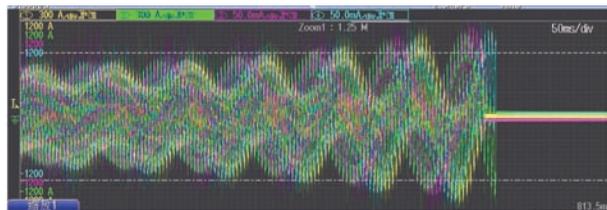


图 14 SVPWM 调制下电机电流

Fig. 14 Motor current under SVPWM modulation

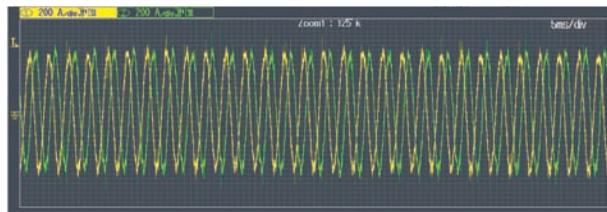


图 15 SHEPWM 调制下电机电流

Fig. 15 Motor current under SHEPWM modulation

试验结果表明, 在低载波比下, 采用常规的 SVPWM 调制会造成电机输入电压谐波增加, 进而引起电流振荡; 采用 SHEPWM 调制方式, 能够有效地抑制电机谐波电流, 维持控制器的稳定运行。

### 5 结语

针对永磁同步电机高速弱磁区转矩波动问题, 本文分析了永磁同步电机矢量控制电流环 PI 调节器、弱磁环 PI 调节器对谐波电流的抑制作用, (下转第 30 页)