

一种永磁同步电机谐波抑制的工程化方法^{*}

童 怀¹, 陈坚波², 陈新度¹, 黄运保¹, 吴明安², 鹿红伟²

[1. 广东工业大学, 广东 广州 510006;

2. 海信(广东)空调有限公司, 广东 佛山 528300]

摘 要: 提出了一种抑制永磁同步电机电流谐波的工程化方法。对相电流谐波进行坐标变换和低通滤波, 提取出其中 5 次、7 次谐波的直流分量, 求解高次谐波稳态电压方程, 再通过坐标反变换计算出电压谐波补偿量, 最后注入 PARK 逆变换输出电压中作为 SVPWM 计算单元输入, 可以抑制相电流中的 5 次、7 次谐波。试验结果证明所提工程化方法是可行和有效的。

关键词: 永磁同步电机; 谐波电流; 谐波抑制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)02-0013-06

A Engineering Method of Current Harmonics Suppression in PMSM^{*}

TONG Huai¹, CHEN Jianbo², CHEN Xindu¹, HUANG Yunbao¹,

WU Mingan², LU Hongwei²

(1. Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China;

2. Hisense Air Conditioner Co., Ltd., Foshan 528300, China)

Abstract: A engineering method to suppress current harmonics in permanent magnet synchronous motor (PMSM) was presented. The 5 and 7 current harmonics were extracted through coordinate transformation and the low-pass filter, the compensation harmonic voltage was solved by the 5 and 7 harmonic steady state voltage equations, and the harmonic component of motor current was suppressed by injecting the compensation harmonic voltages into SVPWM calculation reference voltages. The experimentation results demonstrated that the proposed method was effective.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); harmonic current; harmonic suppression

0 引 言

随着永磁材料性能大幅提升而成本降低, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 已经广泛应用于机器人、数控机床、电动汽车和家用电器等领域。

矢量控制算法对电磁转矩的精准控制是通过 对相绕组电流产生旋转磁场的精确控制来实现的, 通常要求相电流为正弦波。由于变频器功率模块存在管压降、死区时间, 以及电机本体磁路饱和、齿槽效应等非线性因素, 常规矢量控制获得的

正弦波相电流中往往包含了大量高次谐波, 从而导致电机效率降低、发热增加、噪声增大^[1-2]。因此, 电流谐波抑制技术一直是电机矢量控制算法的关键技术。

PMSM 电流谐波抑制主要包括两种类型: 通过电机本体的优化设计, 削弱磁路饱和、齿槽效应等引起的气隙磁场畸变^[3-4]; 优化矢量控制策略, 包括优化电流环设计, 对功率模块管压降、死区时间进行补偿, 在空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 计算单元中进行谐波电压注入等方法^[5-9]。文献[5]通

^{*} 基金项目: 广东省科技计划项目 (2017A050501056)

作者简介: 童 怀 (1967—), 男, 博士, 教授, 研究方向为永磁同步电机控制技术。

过建立 PMSM 谐波数学模型,采用注入谐波电压的方法来抑制相电流谐波,这种方法抑制效果好,但算法复杂、工程实施困难。文献[6]采用多个谐振调节器并联的方式对不同频次电流谐波进行有效抑制,但控制器参数设定复杂。文献[7]用前馈控制方法将电流谐波分量提取出来并进行了相应的补偿,抑制了电流谐波,但和文献[5]类似需要采用高次谐波电流 PI 控制器,程序运算工作量依然很大。文献[8]提出的电流环优化方案和文献[9]提出的死区时间补偿方案,需要与文献[5-6]等谐波抑制算法配合使用,才能达到最佳效果。

针对电流谐波抑制算法程序运算量大、在工程实际中难以实现的问题,本文在文献[5]控制思路的基础上提出了一种工程化方法,用求解高次谐波稳态电压方程替代高次谐波电流 PI 控制器,减少了控制程序的运算量。本文控制算法应用于 1 台家用变频空调系统,对压缩机 PMSM 相电流中 5、7 次谐波电流进行了抑制,仿真和试验结果表明该方法是有效的。

1 PMSM 谐波数学模型

PMSM 稳态运行时由于变频器和电机本体的非线性,常规矢量控制的电机相电流中常包含有一系列高次谐波,其中以 5、7 次谐波占主要成分。基波和 5、7 次同步旋转坐标轴系定义如图 1 所示。定义 dq 、 dq_{5th} 、 dq_{7th} 同步旋转坐标系,分别对应基波和 5、7 次谐波^[5]。图 1 中基波向量逆时针旋转,旋转速度为 ω , q 轴超前 d 轴;5 次谐波的旋转速度为 5ω ,但旋转方向与基波相反;7 次谐波的旋转速度为 7ω ,旋转方向与基波相同。

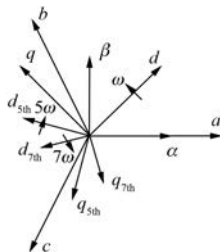


图 1 基波和 5、7 次同步旋转坐标轴系定义

PMSM 谐波电压方程为

$$\begin{cases} u_a = u_1 \sin(\omega t + \theta_1) + u_5 \sin(-5\omega t + \theta_2) + \\ u_7 \sin(7\omega t + \theta_3) + \dots \\ u_b = u_1 \sin\left(\omega t + \theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ u_5 \sin\left(-5\omega t + \theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ u_7 \sin\left(7\omega t + \theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ u_c = u_1 \sin\left(\omega t + \theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ u_5 \sin\left(-5\omega t + \theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ u_7 \sin\left(7\omega t + \theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c ——三相电压;

θ_1 、 θ_2 、 θ_3 ——基波和 5、7 次谐波电压的相位角初值;

u_1 、 u_5 、 u_7 ——基波和 5、7 次谐波电压的幅值。

谐波电压产生相应的谐波电流,因此电机三相电流也有类似式(1)的表达式,且各次谐波电流与谐波电压的旋转方向、速度相同。

用谐波磁链来描述气隙磁场畸变,可假设永磁体磁链 ψ_f 包含基波和 5、7 次谐波磁链,其幅值分别为 ψ_{f1} 、 ψ_{f5} 、 ψ_{f7} 。将基波及谐波磁链产生的运动电势分别变换到 dq 、 dq_{5th} 、 dq_{7th} 同步旋转坐标上,可得

$$\begin{cases} u_{\psi 1} = \omega \psi_{f1} \\ u_{\psi 5} = -5\omega \psi_{f5} \\ u_{\psi 7} = 7\omega \psi_{f7} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $u_{\psi 1}$ 、 $u_{\psi 5}$ 、 $u_{\psi 7}$ ——基波和 5、7 次谐波磁链产生的运动电势。

在基波 dq 坐标系中,PMSM 的基波稳态电压方程为^[10]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_{f1} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q —— d 、 q 轴电压;

i_d 、 i_q —— d 、 q 轴电流;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴电感;

R_s ——相绕组电阻;

ψ_{f1} ——基波磁链的幅值;

ω ——基波电角速度。

根据矢量控制的原理,在图 1 所示的同步旋转坐标轴系中,定义基波磁场的 N 极方向为 d 轴^[10],基波磁链电势 $u_{\psi 1}$ 与 ψ_{f1} 正交,因此 $u_{\psi 1}$ 只在 q 轴上产生分量。同样如果定义 5 次谐波磁场的 N 极方向与 d_{5th} 直轴重合,则 5 次谐波磁链电势 $u_{\psi 5}$ 只在 q_{5th} 轴上产生分量。与式(3)基波稳态电压方程类似, dq_{5th} 同步旋转坐标系下,PMSM 的 5 次谐波稳态电压方程可以表达为

$$\begin{cases} u_{d5th} = R_s i_{d5th} + 5\omega L_q i_{q5th} \\ u_{q5th} = R_s i_{q5th} - 5\omega L_d i_{d5th} - 5\omega \psi_{f5} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{d5th} 、 u_{q5th} ——5 次谐波电压在 d_{5th} 轴、 q_{5th} 轴上的幅值;

i_{d5th} 、 i_{q5th} ——5 次谐波电流在 d_{5th} 轴、 q_{5th} 轴上的幅值。

因为 5 次谐波旋转方向与基波旋转方向相反,式(4)中某些项的符号与式(3)相反。

同理, dq_{7th} 同步旋转坐标系下,PMSM 的 7 次谐波稳态电压方程为

$$\begin{cases} u_{d7th} = R_s i_{d7th} - 7\omega L_q i_{q7th} \\ u_{q7th} = R_s i_{q7th} + 7\omega L_d i_{d7th} + 7\omega \psi_{f7} \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_{d7th} 、 u_{q7th} ——7 次谐波电压在 d_{7th} 轴、 q_{7th} 轴上的幅值;

i_{d7th} 、 i_{q7th} ——7 次谐波电流在 d_{7th} 轴、 q_{7th} 轴上的幅值。

2 电流谐波抑制的工程化方法

本文采用与文献[5]基本相同的控制思路,PMSM 调速及谐波电流抑制系统框图如图 2 所示。矢量控制系统包括转子位置检测、Clarke 变换、Park 变换、速度 PI 调节、电流 PI 调节、Park 逆变换、SVPWM 计算、功率驱动模块等。电流谐波抑制单元包括谐波电流低通滤波及提取、谐波补偿电压计算、补偿电压 dq/abc 处理单元三部分。矢量控制采用 $i_d^* = 0$ 的控制模式。

在图 2 所示变频空调的 PMSM 调速系统中已经存在转子位置估算、电流调节及速度调节等多种 PI 调节器,微处理器的运算工作量已经足够大,在抑制电流谐波的实际程序处理时发现,如果再增加文献[5]谐波电流抑制模块构成的 PI 电流控制器,将超出系统微处理器所能提供的最大运算能力。因此,本文提出了电流谐波抑制工程化方法。

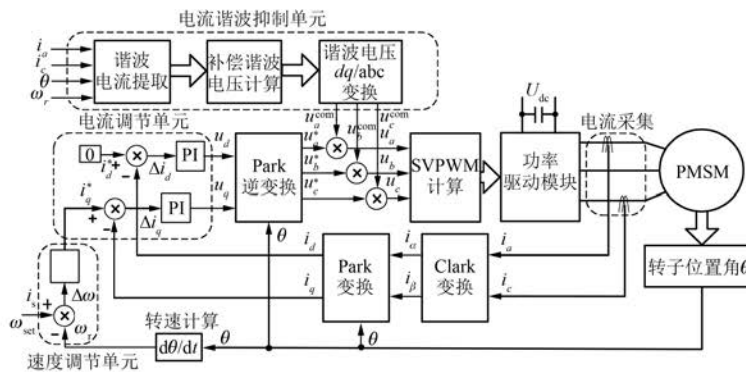


图 2 PMSM 调速及谐波电流抑制系统框图

2.1 谐波电流提取

根据坐标变换原理可推导,与某一 dq 轴具有相同旋转方向、相同速度的频率分量,在该 dq 轴系下可变换为直流分量^[5]。也就是在 dq_{5th} 坐标系中 5 次谐波分量为直流分量,而基波、7 次谐波等均为交流分量;在 dq_{7th} 坐标系中 7 次谐波分量为直流分量,而基波、5 次谐波等均为交流分量。根据这一原理可以通过低通滤波的方法实现 5、7 次谐波电流提取,得到 dq_{5th} 坐标系中 5 次谐波电

流的直轴和交轴分量分别为 i_{d5th_LPF} 、 i_{q5th_LPF} , dq_{7th} 坐标系中 7 次谐波电流直轴和交轴分量分别为 i_{d7th_LPF} 、 i_{q7th_LPF} 。谐波电流提取模块如图 3 所示。

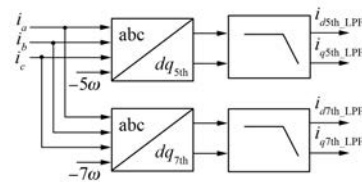


图 3 谐波电流提取模块

2.2 补偿谐波电压计算

谐波电压方程式(4)、式(5)中 d 轴与 q 轴之间存在耦合。文献[5]的解耦方法是:根据不同的谐波电压稳态方程设计各自带有交叉乘积项的电流调节器,在不同电感及反电动势参数、不同转速、不同负载转矩下,都可以较准确地计算出谐波电压。

实际调试表明,PMSM 在给定负载、给定转速下稳态运行时,通过低通滤波对 5、7 次谐波电流提取得到的 i_{d5th_LPF} 、 i_{q5th_LPF} 、 i_{d7th_LPF} 、 i_{q7th_LPF} 是一组稳定的直流数据,可以直接通过求解 5、7 次谐波稳态电压方程来计算谐波电压补偿分量。注入谐波电压补偿分量是为了抑制电流谐波,将低通滤波输出 i_{d5th_LPF} 、 i_{q5th_LPF} 、 i_{d7th_LPF} 、 i_{q7th_LPF} 取负号代入式(4)、式(5),可得

$$\begin{cases} u_{d5th}^* = -R_s i_{d5th_LPF} - 5\omega L_q i_{q5th_LPF} \\ u_{q5th}^* = -R_s i_{q5th_LPF} + 5\omega L_d i_{d5th_LPF} - 5\omega\psi_{15} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} u_{d7th}^* = -R_s i_{d7th_LPF} + 7\omega L_q i_{q7th_LPF} \\ u_{q7th}^* = -R_s i_{q7th_LPF} - 7\omega L_d i_{d7th_LPF} + 7\omega\psi_{17} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_{d5th}^* 、 u_{q5th}^* ——抑制 5 次谐波电流所需的谐波电压补偿分量;

u_{d7th}^* 、 u_{q7th}^* ——抑制 7 次谐波电流所需的谐波电压补偿分量。

2.3 谐波电压坐标反变换

本文抑制算法为在如图 2 所示 Park 逆变换输出电压中加入谐波抑制单元计算得到的补偿量。5、7 次谐波电压坐标反变换如图 4 所示。谐波电压补偿分量 u_{d5th}^* 、 u_{q5th}^* 和 u_{d7th}^* 、 u_{q7th}^* 经坐标反变换并依次相加,得到的电压补偿量 u_a^{com} 、 u_b^{com} 、 u_c^{com} 作为 SVPWM 计算单元的输入。

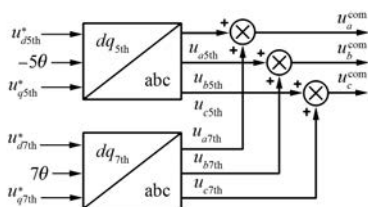


图 4 5、7 次谐波电压坐标反变换

5 次谐波到静止三相坐标系的变换公式为

$$T_{dq5th}^{abc} = \begin{bmatrix} \cos(5\omega t) & -\sin(5\omega t) \\ -\sin(5\omega t) & -\cos(5\omega t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

7 次谐波到静止三相坐标系的变换公式为

$$T_{dq7th}^{abc} = \begin{bmatrix} \cos(7\omega t) & \sin(7\omega t) \\ -\sin(7\omega t) & \cos(7\omega t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

在实施工程化计算时需要注意:

(1) 谐波电动势 $u_{\psi 5}$ 、 $u_{\psi 7}$ 估算。厂家提供的反电动势系数可用于基波电动势 $u_{\psi 1}$ 的计算,虽然谐波电动势可按式(2)进行表达,但工程应用中谐波磁链及电动势的确定很困难,本文根据谐波电流与基波电流的比值来估算 $u_{\psi 5}$ 、 $u_{\psi 7}$,在“ $i_d^* = 0$ ”的控制模式下,估算公式为

$$\begin{cases} u_{\psi 5}(\text{估算}) = \frac{\sqrt{i_{d5th_LPF}^2 + i_{q5th_LPF}^2}}{|i_q|} u_{\psi 1} \\ u_{\psi 7}(\text{估算}) = \frac{\sqrt{i_{d7th_LPF}^2 + i_{q7th_LPF}^2}}{|i_q|} u_{\psi 1} \end{cases} \quad (10)$$

(2) 谐波电压补偿分量在线调整。试验表明在限制幅值的前提下注入谐波电压,虽然电机的振动噪声等性能会变化,但不会影响电机正常运行,通过对谐波电压补偿分量 u_{d5th}^* 、 u_{q5th}^* 、 u_{d7th}^* 、 u_{q7th}^* 在线调整,可以找到最佳的 u_a^{com} 、 u_b^{com} 、 u_c^{com} ,从而获得最佳的谐波抑制效果。这种参数在线调整正是工程化算法的特点。

(3) 关于程序运算量减小的解释。文献[5]中采用的 5、7 次谐波电流控制器,每次 PWM 中断都要进行一次 PI 调节运算,而本文所提算法只有谐波电压坐标反变换需要放在 PWM 中断中执行,谐波电流提取和补偿谐波电压计算不需要在 PWM 中断中处理,因此本文所提方法可以减少程序的运算量。

(4) 谐波抑制效果判别。控制程序进入谐波电压注入阶段后,低通滤波器的输出将发生改变,这时的输出结果不再用于补偿谐波电压的计算,但可以作为谐波抑制效果的判别: i_{d5th_LPF} 、 i_{q5th_LPF} 、 i_{d7th_LPF} 、 i_{q7th_LPF} 绝对值越小,谐波抑制效果越好。

3 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 下建立所提谐波抑制算法模型进行仿真计算和分析。某款变频空调压缩机中 PMSM 参数为:极对数 $p=2$ 、定子电阻 $R_s=0.7\ \Omega$ 、直轴电感 $L_d=8.9\ \text{mH}$ 、交轴电感 $L_q=12.7\ \text{mH}$ 、反电动势系数 $k_e=23.8\times 10^{-3}\ \text{V/r}\cdot\text{min}^{-1}$ 、转子转动惯量 $J=7.6\times 10^{-4}\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

先不进行谐波抑制处理,按常规矢量控制方式试验,电机转速为 3 600 r/min 时未采用谐波抑制仿真结果如图 5 所示。这时相电流中谐波含量较高。通过傅里叶变换进行定量分析,电流谐波中 5、7 次谐波占主要成分,含量分别为 16.3%、6.79%。通过坐标变换和低通滤波对 5、7 次谐波电流提取,5 次谐波电流 $i_{d5th_LPF} = -0.46$ A、 $i_{q5th_LPF} = 0.16$ A,7 次谐波电流 $i_{d7th_LPF} = -0.22$ A、 $i_{q7th_LPF} = -0.14$ A。

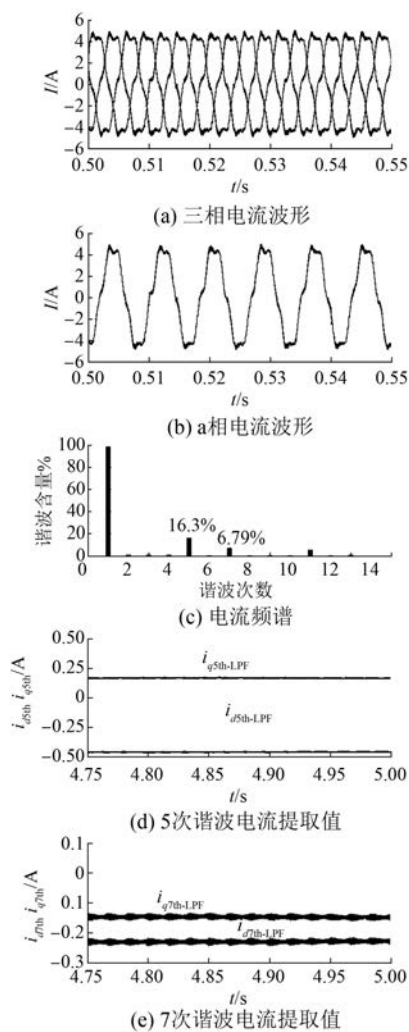


图 5 3 600 r/min 未采用谐波抑制仿真结果

3 600 r/min 采用谐波抑制算法仿真结果如图 6 所示。根据本文算法对相电流进行谐波抑制后的三相电流,电机转速仍为 3 600 r/min。对比图 5 的仿真波形可见,相电流正弦波形得到明显改善。5 次谐波含量从 16.3% 下降到 3.36%,7 次谐波含量从 6.79% 下降到 1.67%。谐波电流提取

结果比未采用抑制算法也明显减小,5 次谐波电流 $i_{d5th_LPF} = -0.11$ A、 $i_{q5th_LPF} = 0.06$ A,7 次谐波电流 $i_{d7th_LPF} = -0.08$ A、 $i_{q7th_LPF} = 0.03$ A。仿真计算结果表明,加入谐波抑制工程算法可以有效抑制电机电流谐波。

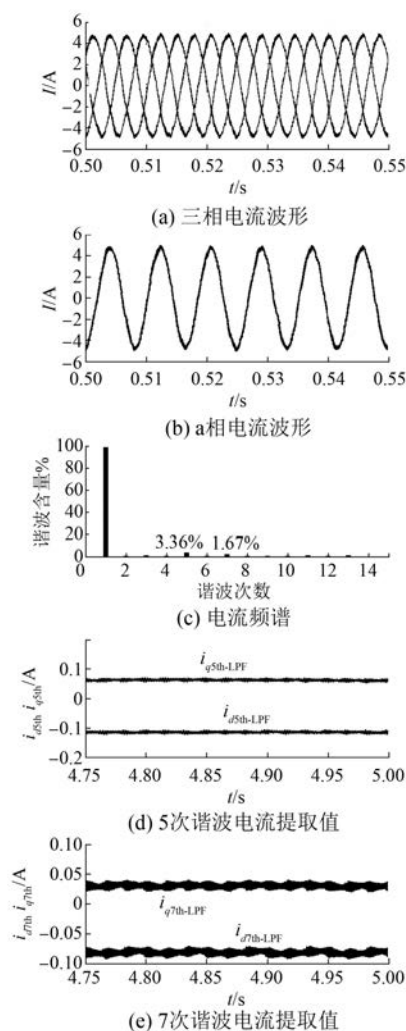


图 6 3 600 r/min 采用谐波抑制算法仿真结果

4 试验分析

在变频空调产品上对本文控制算法有效性进行了试验验证。控制系统主控 CPU 采用 Infineon 公司的 XMC4200 芯片,压缩机永磁电机的参数与仿真参数相同,矢量控制采用 $i_d^* = 0$ 模式。

图 7 所示为未采用谐波抑制试验波形,电机转速 3 600 r/min,相电流(a 相)波形中谐波含量很高。5 次谐波含量高达 17.2%,7 次谐波含量为 5.74%,试验结果与仿真结果接近。

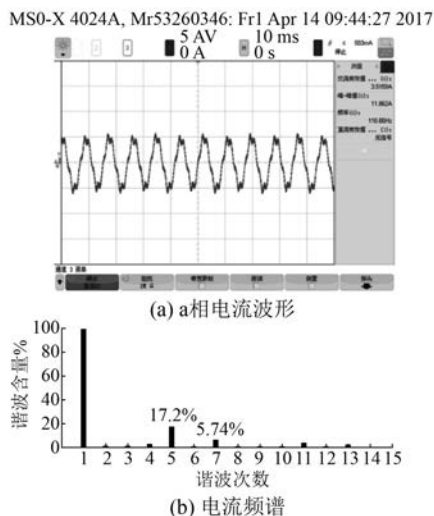


图7 3 600 r/min 未采用谐波抑制试验结果

按本文谐波抑制算法进行试验,电机转速保持 3 600 r/min 不变,采用谐波抑制算法实验结果如图 8 所示。由于采用谐波抑制,相电流波形正弦度明显提高,5 次谐波含量由 17.2% 下降到 3.81%,7 次谐波含量由 5.74% 下降到 1.22%,试验结果证明本文的抑制算法有效。

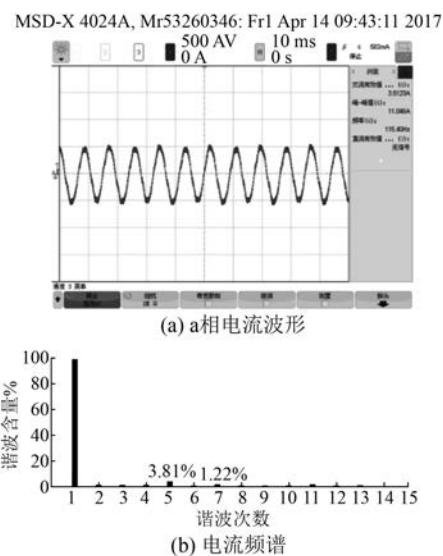


图8 3 600 r/min 采用谐波抑制算法实验结果

值得指出的是,由于变频空调采用单转子压缩机驱动,永磁电机通过偏心曲轴带动滚子压缩冷媒的旋转过程中会遇到负载转矩的波动,因此图 7、图 8 中电机相电流波形略呈现大小波,随着负载加重,这种相电流大小波会更加明显。

5 结 语

本文提出了一种抑制 PMSM 电流谐波的工程算法:(1)对相电流中的 5 次和 7 次谐波进行坐标变换和低通滤波,提取出相电流中这两种主要谐波的直流分量。(2)求解 5 次、7 次谐波稳态电压方程,并进行坐标反变换,得到相应的谐波电压补偿分量。(3)将补偿分量加入 Park 逆变换输出电压中作为 SVPWM 计算单元输入。

本文算法未采用谐波电流环的复杂运算,减少了程序计算量,适合于工程化应用。试验结果表明本文算法可以有效抑制电流谐波。

【参考文献】

- [1] 袁飞雄,黄声华,龙文枫.六相永磁同步电机谐波电流抑制技术[J].电工技术学报,2011,26(9): 32-36.
- [2] HWANG S H, KIM J M. Dead time compensation method for voltage-fad PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2010,25(1): 1-10.
- [3] HAN S H, THOMAS M J, ZHU Z Q. Analysis of rotor core eddy-current losses in interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2010,46(1): 196-205.
- [4] 王秀和,杨玉波,丁婷婷,等.基于极弧系数选择的实心转子永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法研究[J].中国电机工程学报,2005,25(15): 146-149.
- [5] 廖勇,甄帅,刘刃,等.用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J].中国电机工程学报,2011,31(21): 119-127.
- [6] 李毅拓,陆海峰,瞿文龙,等.基于谐振调节器的永磁同步电机电流谐波抑制方法[J].中国电机工程学报,2014,34(3): 423-430.
- [7] 韩维敏,罗湘运,李世军.基于前馈补偿的永磁同步电机谐波抑制方法[J].控制工程,2016,23(2): 284-288.
- [8] 王恩德,黄声华.表贴式永磁同步电机伺服系统电流环设计[J].中国电机工程学报,2012,32(33): 82-88.
- [9] KIM S Y, LEE W, RHO M S, et al. Effective dead time compensation using a simple vectorial disturbance estimation in PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(5): 1609-1614.
- [10] [美]KRISHNAN R. 永磁无刷电机及其驱动技术[M].柴凤,译.北京:机械工业出版社,2012.

收稿日期: 2017 -05 -10