

基于永磁同步电机转子位置变化的混合开关频率调制技术

成海全¹, 邱子桢¹, 陈勇¹, 刘旭², 甄冬¹

(1. 河北工业大学 天津市新能源汽车动力传动与安全技术重点实验室, 天津 300130;

2. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130)

摘要:以电动汽车驱动用永磁同步电机为研究对象,提出一种新型混合开关频率调制策略,对其电压源逆变器的高频边带谐波电流优化进行了研究。首先,基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术基本原理与实现方式,建立了响应的Matlab/Simulink仿真模型,分析了高频边带谐波电流产生机理。其次,基于电机转子电角度位置变化提出了新型混合开关频率调制策略,以减少电压源逆变器工作过程中产生的谐波成分,优化边带谐波电流响应。最后,通过合理设定电机参数,对电机稳态运行过程中的逆变器开关频率进行在线调节以降低谐波电流及其相应的扩展频谱。仿真过程中进一步对固定开关频率、传统随机开关频率及新型混合开关频率控制策略的边带谐波电流进行了对比分析。结果表明,相比于传统随机调制策略,所提出的新型调制技术对开关频率及其倍频附近的边带谐波成分有较好的抑制效果,进而验证了所提出方法的有效性。

关键词:永磁同步电机;电磁噪声;开关频率;空间矢量脉宽调制;矢量控制

中图分类号:TM341 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21550

Hybrid Switch Frequency Modulation Technology Based on Rotor Position Change of Permanent Magnet Synchronous Motor

CHENG Haiquan¹, QIU Zizhen¹, CHEN Yong¹, LIU Xu², ZHEN Dong¹

(1. Tianjin Key Laboratory of Power Transmission and Safety Technology for New Energy Vehicles, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: Taking the permanent magnet synchronous motor (PMSM) for electric vehicle drive as the research object, a novel hybrid switching frequency modulation strategy was proposed. The high-frequency sideband harmonic current optimization of its voltage source inverter was studied. Firstly, based on the basic principle and realization mode of space vector pulse width modulation (SVPWM) technology, the Matlab/Simulink simulation model of response was established, where the generation mechanism of high-frequency sideband harmonic current was analyzed. Secondly, based on the electrical angle and position of the rotor, the novel hybrid switch frequency modulation strategy was proposed to reduce the harmonic components generated in the process of the voltage source inverter, together with the current harmonic optimization. Finally, with the reasonable setting the parameters of the prototype PMSM, the switching frequency during the steady-state operation of the motor was adjusted online to reduce the harmonic current and the corresponding frequency spectrum. In the simulation process, the comparisons among with the fixed, the traditional random and the novel hybrid strategy were carried out and analyzed. As the results shown, compared with the traditional random modulation strategy, the proposed modulation has a significant impact on suppressing the sideband harmonics around the switching frequency and its multiple, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); electromagnetic noise; switching frequency; space vector pulse width modulation (SVPWM); vector control

基金项目:宁波市科技计划项目(2019B10111);河北省研究生创新资助项目(CXZZSS2021030);

河北省科技创新战略资助项目(20180104);河北省全职引进高端人才项目(20181228)

作者简介:成海全(1996—),男,硕士,Email:CHQ9633@163.com

通讯作者:陈勇(1954—),男,博士,博士生导师,Email:chenyong1585811@163.com

近年来,凭借其高效率、高可靠性及优越调速性能的优点,永磁同步电机在新能源汽车领域得到了广泛应用。为了实现更高的效率及更优越的调速性能,永磁同步电机驱动系统通常采用以电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)为硬件基础的控制系统^[1]。然而,由于VSI驱动控制策略下使得供电电压及电流波形不再是恒定频率的正弦形式,而是以非正弦的策略进行调控,形如空间脉宽调制(space pulse width modulation, SPWM)和空间矢量脉宽调制技术,使得电机线电压与相电流中富含谐波成分^[2]。特别是在开关频率频段周围,高频边带谐波成分更为突出,不仅使电机径向电磁力波幅值增大,增加系统中某些固有频率重合的几率,产生高频振动噪声;而且会使电机铁损、铜耗及控制器开关损耗增加^[3-4]。因而,基于控制策略的永磁同步电机高频边带谐波优化技术已然成为研究热点。

传统的SPWM采用固定频率的三角载波与正弦调制波作为比较,产生脉冲电压信号。通过对固定开关频率下的电流频谱进行分析,在开关频率附近及整数倍频附近产生幅值较高的电流谐波^[5]。这些谐波导致电压和电流发生畸变,是引起电磁干扰、机械谐振及电磁噪声的主要来源。诸多的实验表明,当开关频率为3 kHz以下时,随着开关频率的提高,电磁噪声有明显的改善;开关频率高于3 kHz时,随着开关频率的增加,电磁噪声的减少不再明显;开关频率增加至15 kHz以上可以避免人耳听觉的敏感范围而达到降噪的效果^[6]。然而,开关频率的提高将增加功率器件的损耗,并且更高的开关频率也受到了硬件实现的制约。

为了有效地抑制边带谐波成分,国内外众多学者对优化变频器谐波电流进行了研究。文献[7]提出了一种基于改进脉宽调制(pulse width modulation, PWM)的混合随机脉宽调制(hybrid random pulse width modulation, HRPWM)技术,根据电流、电压互感器调整开关函数改变开关方式,以降低PWM谐波电流幅值。文献[8]研究了扰动观测器控制对谐波电流的影响,在保持基准跟踪性能不变的情况下增加扰动来减小电流纹波。文献[9]研究了基于PWM的调制方法,通过多域仿真研究对不同的调制方案进行比较选择,改善其中PWM调制的一些不良影响。文献[10]提出了一种汽车牵引驱动逆变器变延迟随机脉宽调制的实现方法,

可以降低逆变器电磁辐射和最小化电磁兼容滤波以减少由驱动器产生的噪声。文献[11]利用移位寄存器实现了伪随机比特发生器,提出的随机开关脉冲宽度调制技术能够使得开关频率处的谐波幅值明显减低,实现了良好的扩频效果。文献[12]基于混沌空间矢量调制,针对直接转矩控制方法中存在的电磁干扰、噪声和电流谐波等问题,提出了具有混沌调幅开关频率的直接转矩控制方法。文献[13]分析了矢量控制调速永磁同步电动机中变频器产生高频谐波电流的原因,推导了 $d-q$ 旋转坐标系下主要高频谐波电流的表达式,并通过有限元仿真验证了分析的正确性。文献[14]提出了一种基于电角度变化对开关频率进行修正的方法,以适应电流脉动和振动的要求,从而改善噪声。文献[15]提出的双随机调制技术能够有效地减少电磁干扰(electromagnetic interference, EMI),实验结果表明双随机调制技术比任何一种单随机调制具有更好的削减峰值和遣散功率谱的效果且提高系统的电磁兼容性。文献[16]考虑了高频调制策略下开关损耗的影响,根据三相变换过程中纹波电流幅值变化,提出一种在幅值较高的区域加倍载波频率、幅值较低的区域降低载波频率的方法,满足一定纹波电流要求的条件下可以粗略的降低开关损耗。上述文献提及的可变载波频率及周期脉宽调制等策略,虽然在一定程度上可以实现对纹波电流幅值的抑制,但由于计算的复杂性与控制的不规律性,会使逆变器开关损耗增加^[17-18]。

综上,从现有的文献中可以看出,合理的调制策略可以有效调节PWM谐波成分,然而,目前关于电机电磁振动噪声的研究多围绕边带谐波电流的控制策略优化展开,从电机结构运行机理方面,特别是基于电机转子转动位置的优化策略尚不完善。针对传统的PWM技术谐波幅值较大、随机系统跳变波动明显等问题,本文以电动汽车驱动用永磁同步电机为研究对象,基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)控制系统提出新型的随转子位置变化的混合开关频率调制技术。首先,对SVPWM及其谐波电流产生机理进行了分析,并基于Matlab/Simulink建立了响应的仿真模型。其次,基于电机转子电角度位置变化提出了新型混合开关频率调制策略,通过减小电压源逆变器工作过程中产生的谐波电流,以降低电机高频电磁振动噪声。最后,通过对

固定开关频率、传统随机开关频率及新型混合开关频率调制策略的高频边带成分进行比较,验证了该方法及模型的有效性。

1 空间矢量脉宽调制与谐波电流产生机理

1.1 SVPWM基本原理

SVPWM是依据逆变器空间电压(电流)矢量切换来控制逆变器的一种控制策略,通过不同开关模式下逆变器产生的实际磁链轨迹去无限逼近交流电动机在理想情况下的圆形旋转磁场来实现。对比传统的SPWM技术,其主要优势在于:

- 1)优化谐波程度高、消除谐波效果好;
- 2)提高了直流母线电压的利用率和电机的动态响应速度;
- 3)减小了电机的转矩脉动^[9]。

对于电压源逆变器IGBT供电的控制系统,通常采用转子磁链定向($i_d = 0$)的PI电流控制系统实现,即定子电流矢量位于 q 轴,而无 d 轴分量。图1为永磁同步电机SVPWM控制系统,从图中可以看出三相矢量控制系统主要包括三部分:转速环PI调节器、电流环PI调节器以及SVPWM算法模块。

SVPWM算法的实现方式主要包括参考电压矢量的扇区判断、各个扇区非零矢量、零矢量作用时间的计算以及判断各个扇区矢量切换点4部分。通过速度指令 ω_{ref} 与速度反馈 ω 进行PI调节后得到 q 轴指令电流 i_q^* ,同时根据电动机指令速度得到 d 轴电流指令 i_d^* (一般为0), i_q^* 与 i_q 之差、 i_d^* 与 i_d 之差分别进行电流环PI控制得到 d,q 轴电压指令 u_d,u_q ,经过Park逆变换和SVPWM模块后得到逆变器六相驱动信号。

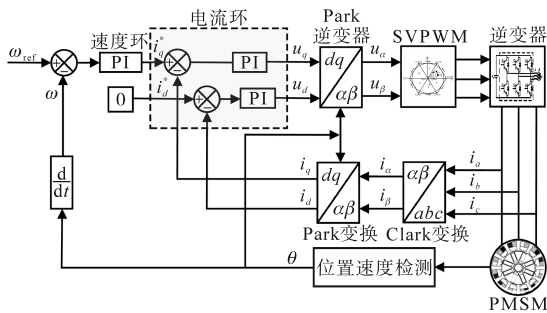


图1 永磁同步电机变频调速系统仿真模型
Fig.1 Simulation model of variable frequency speed regulation system for PMSM

1.2 谐波电流分析

在 $d-q$ 坐标下的永磁同步电机稳态模型表示为

$$U = U_d + jU_q \tag{1}$$

$$U_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\Psi_d - \omega_e\Psi_q \tag{2}$$

$$U_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\Psi_q + \omega_e\Psi_d \tag{3}$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \tag{4}$$

$$\Psi_q = L_q i_q \tag{5}$$

式中: U 为定子电压矢量; U_d,U_q 分别为定子电压的 d,q 轴分量; R 为定子电阻; Ψ_d,Ψ_q 为定子磁链的 d,q 轴分量; i_d,i_q 分别为定子电流的 d,q 轴分量; ω_e 为电角度; L_d,L_q 分别为 d,q 轴电感分量; Ψ_f 为永磁体磁链。

本文以第I扇区为例,根据上述公式中电感分量 L_d,L_q 及定子磁链分量 Ψ_d,Ψ_q 等其他稳态模型参数得到如图2所示的电压空间矢量扇区图,参考电压矢量可由下式表示:

$$U = \frac{T_4}{T_s}V_4 + \frac{T_6}{T_s}V_6 \tag{6}$$

式中: T_4,T_6 分别 V_4,V_6 作用时间; T_s 为每个扇区的开关周期。

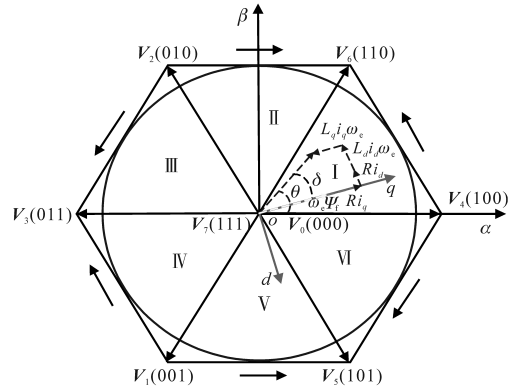


图2 电压空间矢量扇区图

Fig.2 Voltage space vector sector map

对 q 轴电压进行定量分析,忽略定子电阻,电机稳态运行时功角为 δ ,当 V_4,V_6 分别作用时, U_q 可分别表示为

$$U_{4q} = \frac{2}{3}U_{dc} \cos(\theta - \delta) \tag{7}$$

$$U_{6q} = \frac{2}{3}U_{dc} \cos(\delta - \theta + 60^\circ) \tag{8}$$

$$U_q = \frac{T_4}{T_s}U_{4q} + \frac{T_6}{T_s}U_{6q} \tag{9}$$

其中

$$T_4 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin(60^\circ - \theta) \tag{10}$$

$$T_6 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin\theta \tag{11}$$

由调制周期 T_4, T_6 可得:

$$T_0 = T_s - T_4 - T_6$$

$$= T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \cos(\theta - 30^\circ) \right] \quad (12)$$

式中: θ 为合成矢量与主矢量的夹角; U_m 为相电压幅值; T_0 为零矢量作用时间。

经计算得到表1所示的每个扇区内 T_0 与 T_s 的关系。

表1 T_0 与开关周期 T_s 的关系

扇区	T_0 与 T_s 的关系
I	$T_0 = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \cos(\theta - 30^\circ) \right]$
II	$T_0 = T_s \left(1 - \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \sin\theta \right)$
III	$T_0 = T_s \left[1 + \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \cos(\theta + 30^\circ) \right]$
IV	$T_0 = T_s \left[1 + \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \cos(\theta - 30^\circ) \right]$
V	$T_0 = T_s \left(1 + \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \sin\theta \right)$
VI	$T_0 = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3} U_m}{U_{dc}} \cos(\theta + 30^\circ) \right]$

根据式(7)、式(8)得到如图3所示的1个周期内 q 轴电压、电流波形。

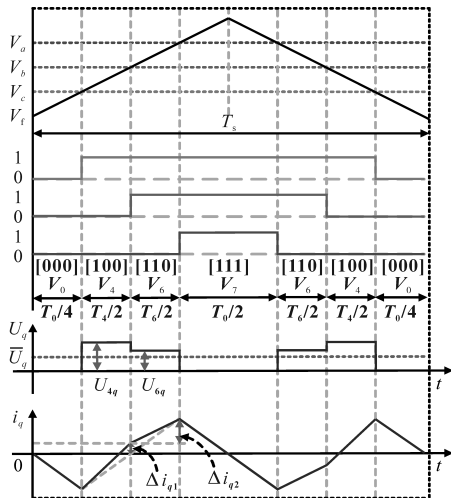


图3 第I扇区 q 轴电压、电流波形图

Fig.3 Pattern of SVPWM in sector one and q -axis current ripple

从图3可知, q 轴1次PWM谐波电流与 Δi_{q1} 直接相关, 2次PWM谐波电流与 Δi_{q2} 直接相关。当忽略电机定子电阻时, 根据式(3)结合图3可以近似求解得到^[13]:

$$\Delta i_{q1} \approx \frac{U_{4q} T_4 - U_{6q} T_6}{4L_q} \quad (13)$$

根据式(7)、式(8)、式(10)、式(11)可得:

$$\Delta i_{q1} \approx \frac{U_m T_s \cdot \left[\sin(60^\circ + \delta - 2\theta) - \sin \frac{\delta}{2} \right]}{4\sqrt{3} L_q} \quad (14)$$

当 $\theta = 0^\circ$ 时, Δi_{q1} 取最大值, 其值为

$$\Delta i_{q1} \approx \frac{U_m T_s \cdot \left[\sin(60^\circ + \delta) - \sin \frac{\delta}{2} \right]}{4\sqrt{3} L_q} \quad (15)$$

同理, 对于 q 轴2次PWM谐波电流, 其表达式如下:

$$\Delta i_{q2} \approx \frac{U_q T_0}{4L_q} \quad (16)$$

将式(9)~式(12)代入式(16)可得:

$$\Delta i_{q2} \approx \frac{U_q T_s}{4L_q} \cdot \left[1 - \frac{\sqrt{3} U_m \cos(\theta - 30^\circ)}{U_{dc}} \right] \quad (17)$$

当 $\theta = 0^\circ$ 或 $\theta = 60^\circ$ 时 Δi_{q2} 取极大值:

$$\Delta i_{q2} \approx \frac{U_q T_s}{4L_q} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3} U_m}{2U_{dc}} \right) \quad (18)$$

对比 $\Delta i_{q1}, \Delta i_{q2}$ 可知, 影响 q 轴谐波电流主要为2次PWM谐波电流。其他扇区均有上述关系。

2 基于转子位置变化的混合开关频率调制

2.1 零矢量作用时间分布特征

根据式(16)可知, 影响 Δi_q 幅值的主要参数为 T_0, L_q 和 U_q , 由于 q 轴谐波电流幅值直接影响电磁径向力的大小, 进而产生高频电磁振动噪声和电磁干扰。为了降低高频谐波电流的幅值, 可以采用优化 T_0 的方式使 Δi_q 的幅值得到控制。

本文对第I扇区进行解析分析。由式(12)可知, 当固定开关频率 T_s , 同时不改变母线电压的条件下, 第I扇区内 T_0 有如图4所示的变化趋势, 当 θ 位于 $[0^\circ, 30^\circ]$ 电角度内, T_0 是逐渐降低的; θ 位于 $[30^\circ, 60^\circ]$ 电角度内, T_0 是逐渐增大的。其他扇区均有此关系。可知在每个扇区 T_s 的变化对 T_0 有直接影响。

2.2 基于转子位置变化的混合开关频率调制

为了使 Δi_q 尽可能控制在一定范围之内, 使得开关频率及整数倍频附近的谐波峰值有所降低。本文基于转子电角度的变化, 提出了如图5所示的优化控制策略, 在每个扇区采用两种不同的开关方式进行在线调节 T_s 。

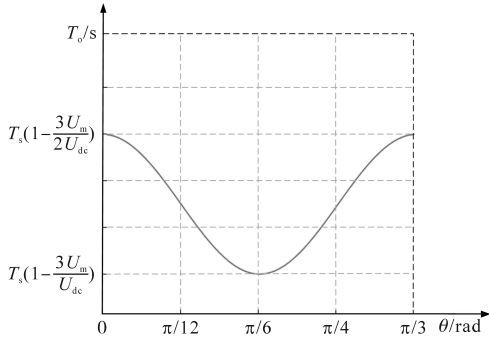


图4 零矢量作用时间 T_0 的变化趋势图

Fig.4 Change trend graph of zero vector action time T_0

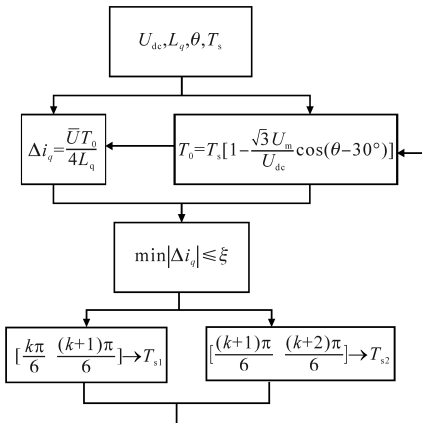


图5 转子位置相关的控制策略图

Fig.5 Diagram of rotor position related variable switching frequency strategy

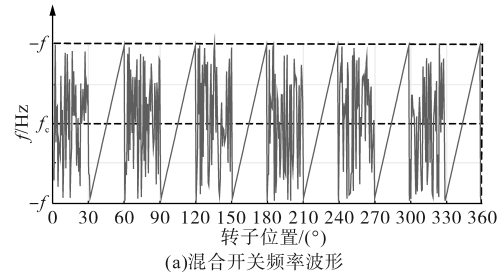
将整个周期根据6扇区分为6个循环子周期,第1子周期内,结合PWM信号功率谱分析,由于随机开关方式扩频效果明显,同时随机范围越大谐波簇分布更均匀。因此,当电角度位于 $[0^\circ, 30^\circ]$ 电角度范围时,载波周期采用 T_{s1} ,即:考虑传统随机变化跳跃性较大,会导致控制系统震荡波动,在该角度范围内采用由多个范围的小随机组成一个大范围随机正弦随机方式,例如在第1个1s内载波频率在1~3kHz内随机变化,第2个2s内载波频率3~5kHz等此次类推,开关频率逐步上升,然后再缓慢的下降,如此来回循环,实现大范围随机^[20]。在随机过程中, f_s 极短时间增加可以进一步促进 T_0 的降低,当 f_s 在极短时间内降低时,由于 T_0 自身具有降低的趋势,又可抑制极短时间内由 f_s 降低带来的影响。在 $[30^\circ, 60^\circ]$ 电角度内,载波周期采用 T_{s2} ,即: T_0 随着角度的增大而逐渐增大,采用一定周期的锯齿波开关频率变化,使得 f_s 不断增大从而抑制 T_0 增加,对谐波电流 Δi_q 进行有效控制。通过两种开关方式混合对谐波电流进行调节,使得 Δi_q 最小值能够在小于 ξ 的范围内变化。

通过以上分析,采用基于转子位置的混合开关频率调制不仅可以降低谐波电流,同时达到频谱扩展更宽的效果。

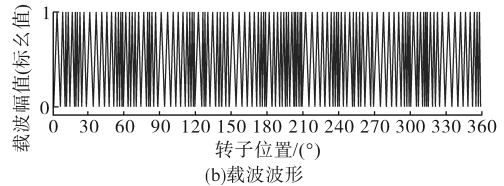
图6为优化后的开关频率变化图,开关频率的表达式为

$$f_s = \begin{cases} f_{i1} + R_i \Delta f & \frac{k\pi}{6} < \theta < \frac{(k+1)\pi}{6} \\ f_c + f_{i2} \Delta f & \frac{(k+1)\pi}{6} < \theta < \frac{(k+2)\pi}{6} \end{cases} \quad (19)$$

式中: f_{i1} 为周期较大的正弦波函数; f_{i2} 为范围 $[-1, 1]$ 内周期变化的锯齿波函数; f_c 为5kHz中心频率; R_i 为 $[-1, 1]$ 之间均匀变化的随机数; Δf 为2kHz频带。



(a)混合开关频率波形



(b)载波波形

图6 随转子位置变化的混合开关频率调制

Fig.6 Hybrid switching frequency modulation with rotor position change

从开关频率的表达式可以看出,即使 Δf 设定值较小,开关频率分布的范围也会很大。本文提出的控制策略相比传统策略复杂程度较高,在实验运行中可能会增加系统响应时间。同时,由于开关频率分布范围较大,因此处于较高频率点时逆变器开关损耗也会相应增加^[21]。

3 建模仿真分析

本文基于永磁同步电机矢量控制基本原理,运用 Matlab/Simulink 模块化建模的方法搭建 SVPWM 变频调速仿真模型。在控制系统下分别对固定开关频率、随机开关频率及新型混合开关频率3种方式进行仿真分析,实验采用的3种控制策略开关频率如图7所示。

本文以一台小型车用10极12槽集中式绕组永磁同步驱动电机为研究对象,主要技术参数为:最大转矩12.5 N·m,逆变类型VSI,d轴电感1.9

mH, q 轴电感 3.2 mH, 额定转速 2 000 r/min, 额定转矩 8 N·m, 中心载波频率 5 kHz, 直流母线电压 540 V, 额定功率 3 kW, 定子电阻 0.23 Ω 。

仿真中样机参数具体设置为:极对数 $p_n = 5$, 定子电感 $L_d = 1.9$ mH, $L_q = 3.2$ mH, 定子电阻 $R = 0.23$ Ω , 磁链 $\Psi_f = 0.182$ 7 Wb, 转动惯量 $J = 0.003$ kg·m², 阻尼系数 $B = 0.008$ N·m·s。仿真条件设置为:直流母线电压 $U_{dc} = 311$ V, 采用变步长 ode23tb 算法。

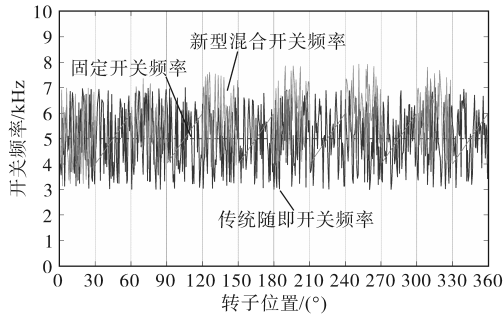


图7 三种开关频率分布图

Fig.7 Frequency distribution of three carriers

图8是以固定开关频率 5 kHz 进行仿真的电流频谱,从图中可以看出,幅值较大的高次谐波主要集中在开关频率及其整数倍附近,在整个频带上谐波分布离散程度较小,其中2倍频边带谐波在整个频谱中幅值最大,且2倍频往往是人耳比较敏感的频率段,是产生高频振动噪声的主要成分。

图9是通过伪随机发生器实现的传统随机开关频率控制策略,从系统的输出电流频谱图可以看出,相比固定开关频率,传统随机开关频率调制谐波在整个频带上是离散分布的,中心频率及整数倍频附近的谐波幅值明显降低,其中2倍频处边带谐波幅值相比固定开关频率策略在该处幅值降低近57%,但谐波簇仍较集中。

本文提出的新型混合开关频率调制策略对样机进行仿真,得到如图10所示的电流频谱图,实验结果表明,在开关频率及整数倍频处的高次谐波已明显得到抑制。与固定开关频率及传统随机策略谐波相比,优化后的谐波分布在较宽的频率范围内,边带谐波幅值得到了显著抑制,相比两种传统调制策略,2倍边带谐波幅值依次降低85.7%,66.7%。该方法保持了原有的谐波能量,将原来集中在开关频率及其倍频处的能量扩展到较宽的频域范围内,使得集中在谐波频率上的能量相对减少。

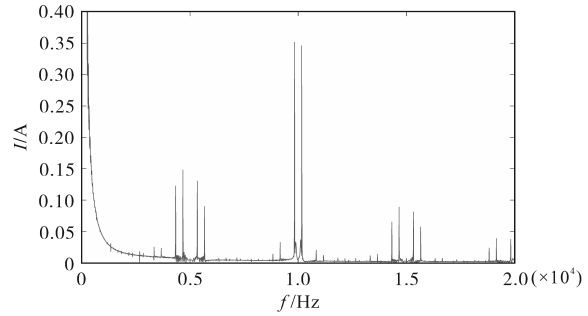


图8 固定开关频率电流频谱图

Fig.8 Current spectrum of fixed switching frequency

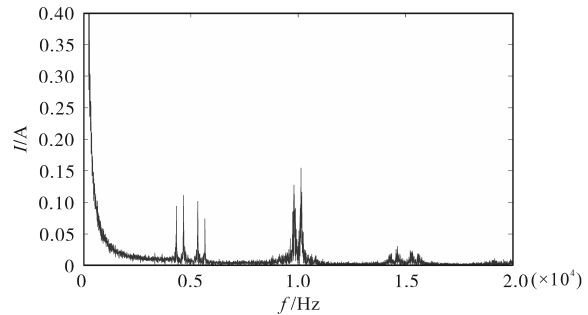


图9 传统随机开关频率电流频谱图

Fig.9 Current spectrum of traditional random switching frequency

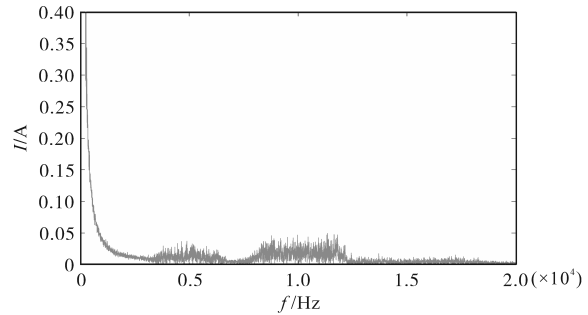


图10 新型混合开关频率电流频谱图

Fig.10 Current spectrum of new hybrid switching frequency

4 结论

本文以某电动汽车用永磁同步电机为研究对象,搭建SVPWM变频调速仿真模型,对提出基于转子位置变化的混合开关频率调制技术进行仿真分析研究。通过对开关频率进行在线调节,改善了由电压源逆变器产生的高频边带谐波电流幅值,实现了开关频率及整数倍频处的谐波簇均匀扩散。

1) 相比于传统调制策略的电流频谱,10 kHz 开关频率即2倍频附近出现谐波电流最大值,固定开关频率的谐波电流幅值为0.35 A,传统随机开关频率的谐波电流幅值为0.15 A,优化后的谐波电流幅值得到了大幅下降,下降幅度约为0.1 A。

2)本文所提出的新型混合开关频率控制策略使得谐波分布更均匀,在没有减少总的谐波能量的条件下能够有效改善谐波电流带来的影响。然而,所提出的调制策略,开关频率切换方式依赖于稳态运行电机转子位置变化,相比于传统随机调制控制策略复杂,对于控制芯片及功率元件的损耗程度仍有待研究。

3)本文可为后续开展的永磁同步电机谐波与损耗优化,甚至于高频振动噪声与EMI等方向提供理论依据。

参考文献

- [1] Huang Y L, Xu Y X, Li Y, *et al.* PWM frequency voltage noise cancelation in three-phase VSI using the novel SVPWM strategy [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 33(10): 8596–8606.
- [2] Xu Y X, Yuan Q B, Zou J B, *et al.* Analysis of triangular periodic carrier frequency modulation on reducing electromagnetic noise of permanent magnet synchronous motor[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(11): 4424–4427.
- [3] Na S H, Jung Y G, Lim Y C, *et al.* Reduction of audible switching noise in induction motor drives using random position space vector PWM[J]. *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, 2002, 149(3): 195–200.
- [4] Andersson A, Lennstrom D, Nykänen A. Influence of inverter modulation strategy on electric drive efficiency and perceived sound quality[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, 2(1): 24–35.
- [5] 祝长生,陈永校.变频器供电的三相异步电机的噪声特性[J]. *中小型电机*, 1997, 24(5): 9–12.
- [6] 马丰民,吴正国,李玉梅.随机频率PWM逆变器的分析设计[J]. *中国电机工程学报*, 2008, 28(15): 67–71.
- [7] Huang Y L, Xu Y X, Zhang W T, *et al.* Hybrid RPWM technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(6): 5667–5674.
- [8] Kim Y H, Choi K, Kim S K, *et al.* A disturbance observer based approach to current control of PMSM drives for torque ripple reduction[J]. *IFAC Papersonline*, 2019, 52(4): 206–209.
- [9] Aguirre M, Madina P, Poza J, *et al.* Analysis and comparison of PWM modulation methods in VSI-fed PMSM drive systems[J]. *Xth International Conference on Electrical Machines (Icem)*, 2012: 851–857.
- [10] Schulz S E, Kowalewski D L. Implementation of variable-delay random PWM for automotive applications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(3): 1427–1433.
- [11] Jayamala V, Ramasamy S, Jeevananthan S. Investigation of pseudorandom carrier pulse width modulation technique for induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 25(4): 753–761.
- [12] Asker M E, Ozer A B, Kurum H. Reduction of EMI with chaotic space vector modulation in direct torque control[J]. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 2016, 22(1): 8–13.
- [13] Liang W Y. Analysis and simulation of harmonic electric current for vector-controlled PMSM system[J]. *Small and Special Electrical Machines*, 2011, 39(6): 37–40.
- [14] Yang Z, Yaman S, Krishnamurthy M. Mitigation of electromagnetic vibration in PMSM: a rotor position related variable switching frequency technique[C]//*IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2017: 448–452.
- [15] 王斌,李兴源,Drissi K E K. 双随机调制技术及其功率谱密度特性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2004, 24(4): 97–101.
- [16] Jiang D, Wang F. Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(11): 4951–4961.
- [17] Wei L, Lukaszewski R A. Pulse width modulation (PWM) rectifier with variable switching frequency[P]. *US patent 71901431*, 2007.
- [18] Xu Y X, Yuan Q B, Zou J B, *et al.* Sinusoidal periodic carrier frequency modulation in reducing electromagnetic noise of permanent magnet synchronous motor[J]. *IET Electric Power Applications*, 2013, 7(3): 223–230.
- [19] 袁雷,胡冰新,魏克银,等.现代永磁同步电机控制原理及MATLAB仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [20] 夏加宽,王兴,何海波.随机开关频率控制的优化方法[J]. *电气技术*, 2013, 14(1): 26–28, 38.
- [21] Bhattacharya S, Mascarella D, Joos G, *et al.* Reduced switching random PWM technique for two-level inverters[C]//*IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015: 695–702.

收稿日期:2020-03-02

修改稿日期:2020-04-21