

共直流母线开绕组的少稀土混合磁材料 永磁无刷电机系统零序电流抑制策略*

史 兵, 朱孝勇, 全 力, 左月飞, 张 超
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 为提高少稀土混合磁材料永磁无刷电机的功率密度和转矩输出能力, 采用了新型共直流母线开绕组的逆变器拓扑结构。该结构会在电机绕组内产生零序电流, 一定程度上影响了电机的运行效率和稳定性。为此, 提出了一种解耦空间矢量脉宽调制法, 有效提高了电机端电压利用率。对共直流母线情况下共模电压和零序反电动势均会导致 3、9 次电流谐波的问题, 采用了具有针对性的重复控制器对零序电流进行闭环控制, 在简化控制系统结构的同时, 有效地解决了共模电压和零序反电动势的影响。最后, 通过试验验证了所提方法的正确性和可靠性。

关键词: 少稀土永磁电机; 混合磁材料永磁无刷电机; 共直流母线开绕组; 解耦空间矢量脉宽调制; 零序电流; 重复控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)09-0025-09

Zero-Sequence Current Suppression Strategy for Open Winding Hybrid Permanent Magnet Material Brushless Motor with Common DC Bus*

SHI Bing, ZHU Xiaoyong, QUAN Li, ZUO Yuefei, ZHANG Chao

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: A novel open winding topology with common DC bus was applied to hybrid permanent magnet material brushless motor for promoting power density and elevating torque output capacity. However, in this structure, zero-sequence current would be produced in the winding, which would reduce the efficiency and operation stability. In order to solve this problem, a decoupled space vector pulse width modulation strategy was proposed, which could improved the voltage utilization effectively. In addition, for eliminating the 3rd and 9th current harmonics caused by common voltage and zero-sequence components in back-EMF and simplifying the control system, a closed-loop system with repetitive controller in zero-sequence circuit was formed. The proposed control methods were illustrated by the experimental results.

Key words: reduced rare earth permanent magnet motor; hybrid permanent magnet material brushless motor; open winding with common DC bus; decoupled space vector pulse width modulation; zero-sequence current; repetitive control

0 引 言

车用驱动电机作为电动汽车的关键执行部件之一, 其驱动性能的优劣直接影响电动汽车的整

车性能。稀土永磁无刷电机是目前最有发展前景的车用电机类型, 具有高转矩密度、高效率和动态响应良好等优点^[1-4]。稀土永磁体价格高昂且受供应链的影响剧烈。为了降低稀土材料等战略资

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477069, 51377073)

作者简介: 史 兵(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为少稀土永磁电机及其驱动系统。

朱孝勇(1975—), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为电动汽车驱动控制技术, 新型电机设计与控制等。

全 力(1963—), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为电动汽车用新型电机设计和驱动系统等。

源的消耗,永磁无刷电机采用稀土材料以及非稀土材料混合励磁,可以在减少稀土永磁体用量的基础上,达到与稀土永磁无刷电机相似的性能^[5-6]。此外,对于车用驱动电机,其端电压受车载电池容量和电压等级限制,一定程度上限制了电机的转速范围和功率密度。如何实现车用少稀土类永磁无刷电机宽调速运行、高功率密度和高可靠性等性能成为该类电机控制系统面临的新的研究难点之一。

相比于传统星型连接的电机驱动系统,开绕组具有更高的功率密度、更好的低速大转矩及容错性能,在电动汽车领域具有潜在的应用前景^[7-8]。所谓开绕组连接方式,是指将传统三相电机绕组中性点拆分开,用2个三相逆变器(Inverter, INV)分别从绕组的两端供电,通常具有共直流母线和隔离母线2种供电结构,前者由于结构简单、成本低等原因,应用更加广泛^[9-10]。由于共直流母线开绕组提供了零序电流流通的零序回路,逆变器调制产生的共模电压及零序反电动势均会在电机绕组内产生零序电流,造成转矩脉动^[11-12]。

目前,抑制零序电流的方法主要分为2类:一类是通过改变调制方式来消除共模电压;另一类是零序电流的闭环控制。开绕组主要有正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)和空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)2种调制方式,采用特殊方法可以使逆变器不产生共模电压,但会降低电压利用率^[13-14]。文献[15]提出一种交替钳位的SVPWM算法,在提升电压利用率的同时抑制共模电压。改变调制方式只能消除共模电压导致的零序电流,无法解决零序反电动势的影响,而采用电流闭环控制这类方法可以抑制所有产生零序电流的电压扰动^[16]。文献[17]通过比例谐振控制器闭环控制零序电流,但比例谐振控制器只能抑制谐振频率处的谐波,对于多个谐波,要采用多个谐振控制器,导致控制器结构变得复杂。总体说来,上述抑制零序电流的方法,主要针对反电动势较为正弦的纯稀土永磁同步电机,而在少稀土混合磁材料永磁无刷电机中,由于稀土材料和非稀土材料电磁特性差异很大,电机的反电动势通常呈现较多谐波。目前,研究基于开绕组结构的少稀

土类永磁无刷电机及其驱动控制系统,有效提高该类电机性能的研究尚鲜有报道。

本文拟将开绕组结构与少稀土混合磁材料永磁无刷(Hybrid Permanent Magnet Material Brushless, HPMM-BL)电机相结合,提出一种共直流母线开绕组HPMM-BL电机系统及其零序电流抑制策略。首先,介绍了新型HPMM-BL电机,为提升电机性能,推导出解耦SVPWM算法,针对零序电流表现为3、9次谐波的问题,在零序回路中引入重复控制(Repetitive Control, RC)器对零序电流进行闭环控制。最后,通过构建共直流母线开绕组HPMM-BL电机控制系统平台,对所提出的解耦SVPWM算法和零序电流抑制策略进行仿真与试验验证。

1 HPMM-BL电机结构和反电动势

1.1 HPMM-BL电机拓扑结构

图1所示为本文研究的HPMM-BL电机结构图。该电机采用稀土钕铁硼材料与铁氧体混合励磁的方式,钕铁硼采用V型聚磁结构以提高气隙磁密峰值,铁氧体采用轮辐状结构以提高永磁转矩,在减少钕铁硼用量和降低成本的基础上使之能够与纯稀土永磁无刷电机的转矩输出能力相媲美^[18]。另外,电机采用非导磁的凸极式转轴结构,可以有效地减少铁氧体内边界的漏磁;转子外圆开槽,有效过滤部分低次谐波,降低电机的齿槽转矩;定子采用模块化分数槽集中式绕组,有利于进一步增大直轴电感,增加电机弱磁和宽调速运行能力,同时减小相间互感,提高可靠性。

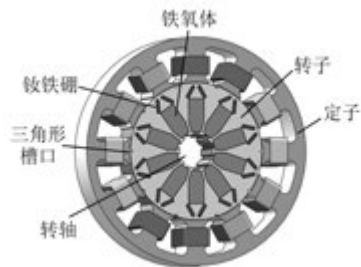


图1 HPMM-BL电机结构

1.2 HPMM-BL电机反电动势

图2(a)、图2(b)分别为HPMM-BL电机在额定转速(1 200 r/min)且空载时的相反电动势试验波形和谐波分析。相反电动势幅值为74.5 V,

分析可得总谐波含量为 7.04%, 其中, 3 次谐波为 2.62%, 9 次谐波为 5.99%, 其他次谐波含量较小, 可忽略不计。电机的零序反电动势会导致零序电流表现为 3、9 次谐波形式的交流分量。

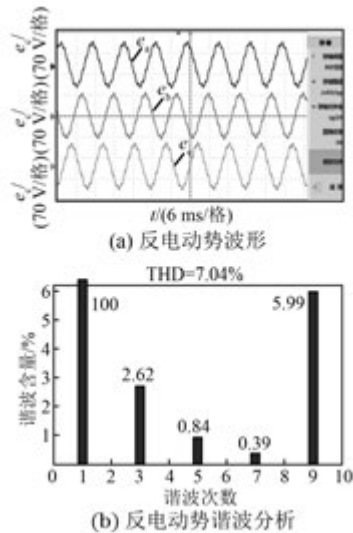


图 2 反电动势波形和谐波分析

2 开绕组解耦 SVPWM 算法

2.1 开绕组电压矢量

共直流母线开绕组电机系统如图 3 所示。电机两端分别接到三相逆变器 INV1 和 INV2 每个桥臂的中点, 2 个逆变器拥有共同的直流母线。

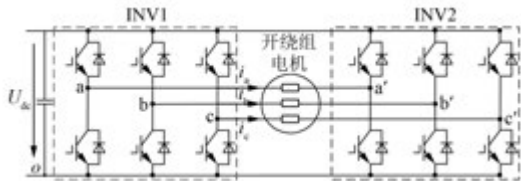


图 3 共直流母线开绕组电机系统结构

INV1 和 INV2 每个桥臂上下开关管的信号互补, 共有 8 种开关组合。每种开关组合对应一种电压矢量, 如图 4(a)、图 4(b) 所示, 分别表示为 $U_0 \sim U_7$ 和 $U'_0 \sim U'_7$ 。开绕组开关管共有 $2^6 = 64$ 种开关组合, 对应 64 种电压矢量, 如图 4(c) 所示。与传统三电平逆变器电压矢量相同, 除去矢量相同的冗余矢量, 共有 19 个电压矢量、18 个有效矢量和 1 个零矢量。若定义调制系数为

$$m = |u_{ref}| / [(2\sqrt{3}/3)U_{dc}] \quad (1)$$

则图 4(c) 中六边形 $BCDEF$ 、 $HJLNQS$ 和 $GIKMPR$ 所对应的线性最大调制系数分别为 0.500、0.866 和 1.000。调制系数越大, 开绕组电机的直流母线电压利用率越高。为了提高电压利用率, 提出解耦 SVPWM 算法, 使得电压矢量能够在六边形 $GIKMPR$ 上进行调制。

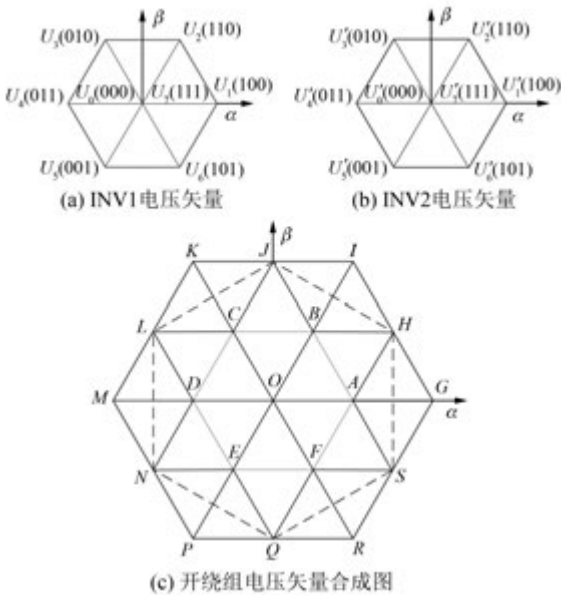


图 4 开绕组电机电压矢量

2.2 解耦 SVPWM

图 5 所示为解耦 SVPWM 调制策略 $ab0$ 轴三维结构图。参考矢量 u_{ref} 分为 2 个幅值相同、方向相反的电压矢量 $u_{ref-INV1}$ 和 $u_{ref-INV2}$ 分别在 INV1 和 INV2 的矢量平面中进行调制, 此外, INV1、INV2 产生的共模电压在零轴的正、负 2 个方向表示。参考矢量 u_{ref} 可以描述为

$$u_{ref} = u_{ref-INV1} - u_{ref-INV2} = (u_{\alpha-INV1} + ju_{\beta-INV1}) - (u_{\alpha-INV2} + ju_{\beta-INV2}) \quad (2)$$

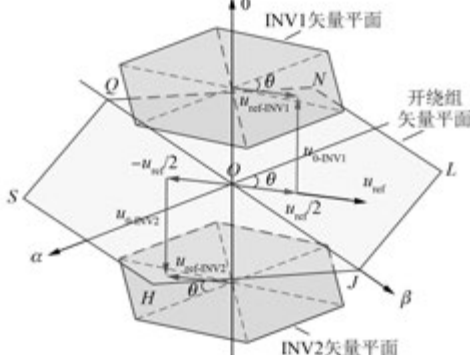


图 5 解耦 SVPWM 调制策略 $ab0$ 轴三维结构

其中: $u_{\alpha-\text{INV1}} = -u_{\alpha-\text{INV2}} = 1/2 u_{\text{ref}-\alpha}$, $u_{\beta-\text{INV1}} = -u_{\beta-\text{INV2}} = 1/2 u_{\text{ref}-\beta}$

以参考矢量 u_{ref} 在扇区 I 为例说明如何实现调制。此时, $u_{\text{ref}-\text{INV1}}$ 位于扇区 I, $u_{\text{ref}-\text{INV2}}$ 位于扇区 IV, INV1 相邻合成电压矢量为 U_1 和 U_2 , INV2 相邻合成电压矢量为 U'_4 和 U'_5 , 各电压矢量工作时间计算方程可表示为

$$\begin{cases} u_{\text{ref}-\text{INV1}} T_s = U_0 t_0 + U_1 t_1 + U_2 t_2 + U_7 t_7 \\ u_{\text{ref}-\text{INV2}} T_s = U'_0 t'_0 + U'_5 t'_5 + U'_4 t'_4 + U'_7 t'_7 \\ T_s = t_0 + t_1 + t_2 + t_7 = t'_0 + t'_5 + t'_4 + t'_7 \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_s ——开关周期;

t_0, t_1, t_2, t_7 ——矢量 U_0, U_1, U_2 和 U_7 工作时间;

t'_0, t'_5, t'_4, t'_7 ——代表矢量 U'_0, U'_5, U'_4 和 U'_7 工作时间。

由于矢量 $u_{\text{ref}-\text{INV1}}$ 和 $u_{\text{ref}-\text{INV2}}$ 幅值相同、方向相反, 故矢量 U_1 和 U'_4 作用时间相同, 矢量 U_2 和 U'_5 作用时间相同, 即 $t_1 = t'_4, t_2 = t'_5$ 。零矢量在逆变器上平均分配, 零矢量的工作时间为

$$t_0 = t_7 = t'_0 = t'_7 = (T_s - t_1 - t_2)/2 \quad (4)$$

根据式(3)和式(4), 可得扇区 I 逆变器 INV1、INV2 电压矢量的工作时间为

$$\begin{cases} t_1 = t'_4 = m \cos(\theta + 30^\circ) T_s \\ t_2 = t'_5 = m \sin \theta T_s \\ t_0 = t_7 = t'_0 = t'_7 = [1 - m \sin(\theta + 60^\circ)] T_s / 2 \end{cases} \quad (5)$$

式中: θ ——转子位置角;

m ——调制系数。

上述分析基于参考矢量 u_{ref} 位于扇区 I, 同理可得到参考矢量 u_{ref} 位于扇区 II ~ VI 时逆变器 INV1、INV2 电压矢量的工作时间。若定义

$$\begin{cases} X = m \sin \theta T_s \\ Y = \frac{\sqrt{3} m \cos \theta + m \sin \theta}{2} T_s \\ Z = \frac{-\sqrt{3} m \cos \theta + m \sin \theta}{2} T_s \end{cases} \quad (6)$$

则 INV1、INV2 各扇区电压矢量工作时间如表 1 所示。 T_1 为各扇区奇数电压矢量的工作时间 ($t_1, t_3, t_5, t'_1, t'_3, t'_5$), T_2 为各扇区偶数电压矢量的工作时间 ($t_2, t_4, t_6, t'_2, t'_4, t'_6$), T_0 为零矢量作用时间 (t_0, t_7, t'_0, t'_7)。

表 1 各扇区电压矢量工作时间

区	T_1	T_2	T_0
I	$-Z$	X	$(T_s - Y)/2$
II	Z	Y	$(T_s - X)/2$
III	X	$-Y$	$(T_s - Z)/2$
IV	$-X$	Z	$(T_s - Y)/2$
V	$-Y$	$-Z$	$(T_s - X)/2$
VI	Y	$-X$	$(T_s - Z)/2$

根据表 1 可显化 INV1、INV2 的调制波, 如图 6 所示。解耦 SVPWM 2 个逆变器的调制波都呈现为马鞍波, 幅值相同但相位角相差 180° , 与 2 个逆变器电压矢量幅值相同、方向相反的调制原理相符; 此外, 解耦 SVPWM 线性最大调制系数为 1, 直流母线电压利用率最高。INV1、INV2 的调制波通过比较器可以产生 PWM 开关波形, 实现调制。

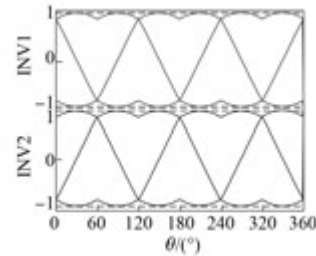


图 6 INV1、INV2 调制波

2.3 开绕组共模电压

在开绕组解耦 SVPWM 电机系统中, INV1、INV2 调制产生的共模电压 $u_{0-\text{INV1}}$ 和 $u_{0-\text{INV2}}$ 可表示为

$$\begin{cases} u_{0-\text{INV1}} = \frac{u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}}{3} \\ u_{0-\text{INV2}} = \frac{u_{a'0} + u_{b'0} + u_{c'0}}{3} \end{cases} \quad (7)$$

开绕组电机系统的共模电压为

$$u_0 = \frac{u_{aa'} + u_{bb'} + u_{cc'}}{3} = u_{0-\text{INV1}} - u_{0-\text{INV2}} \quad (8)$$

图 7(a) 所示为解耦 SVPWM 算法 INV1、INV2 和开绕组电机产生的共模电压波形图, 共模电压会导致开绕组电机相电压包含零序分量, 产生零序电流。图 7(b) 所示为开绕组电机相电压的谐波分析, 总谐波含量为 20.77%, 其中, 3 次谐波为 20.63%, 9 次谐波为 2.07%, 其他次谐波含量

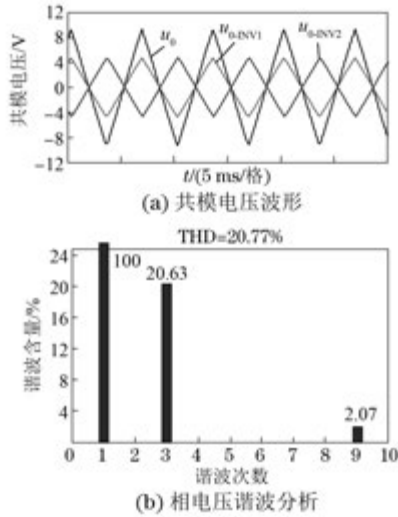


图7 共模电压波形和相电压谐波分析

较小,忽略不计。因此,共模电压会导致零序电流表现为3、9次谐波形式的交流分量。

3 基于RC的零序电流抑制策略

3.1 开绕组电机数学模型

为了分析和抑制电机绕组中的零序电流,需对开绕组电机进行数学建模分析。在三相静止坐标系下,开绕组电机三相定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: u 、 R 、 i 、 L 、 e ——定子相电压、电阻、电流、自感和反电动势;

下标 a 、 b 、 c ——开绕组电机定子三相绕组。

定义 d 轴方向和转子磁链方向相同,开绕组电机三相定子电压方程从静止坐标系到同步速下旋转坐标系的变换矩阵可表示为

$$T_{3s}^{3r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据式(9)、式(10),开绕组电机 $dq0$ 轴坐标下定子电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_{f1} \\ Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} - e_0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中,HPMM-BL 电机的零序反电动势可表示为

$$e_0 = 3\omega \psi_{f3} \sin 3\theta - 9\omega \psi_{f9} \sin 9\theta \quad (12)$$

式中:下标 d 、 q 、 0 ——旋转坐标系 d 、 q 和 0 轴上的分量;

ω ——同步电角速度;

ψ_{f1} 、 ψ_{f3} 、 ψ_{f9} ——定子永磁磁链基波、3次和9次谐波的幅值。

开绕组电机机械运动模型和转矩模型可以描述为

$$T_e = T_L + J \frac{d\Omega}{dt} + B\Omega \quad (13)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_{f1} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{3}{2} p (6\psi_{f3} i_0 \sin 3\theta + 18\psi_{f9} i_0 \sin 9\theta) \quad (14)$$

式中: T_e 、 T_L 、 J 、 Ω 、 p 、 B ——HPMM-BL 电机的电磁转矩、负载转矩、转动惯量、机械角速度、极对数和黏滞摩擦因数。

根据式(14),开绕组 HPMM-BL 电机转矩除了包括由定子电流和转子永磁体相互作用产生的分量,还包括零序电流作用产生的交流分量。HPMM-BL 电机的零序反电动势和逆变器调制产生的共模电压都会导致零序电流表现为3、9次谐波形式的交流分量,因此开绕组 HPMM-BL 电机转矩会存在6倍频和18倍频脉动,将增大电机的噪声,造成电磁干扰。

3.2 零序电流抑制策略

根据式(11),零序回路电压方程可表示为

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} - e_0 \quad (15)$$

开绕组 HPMM-BL 电机在电压为132 V、负载为5 N·m的情况下,共模电压、零序反电动势和零序电流的仿真结果如图8所示。可以发现,零序电流由两个原因导致:(1) SVPWM 调制下

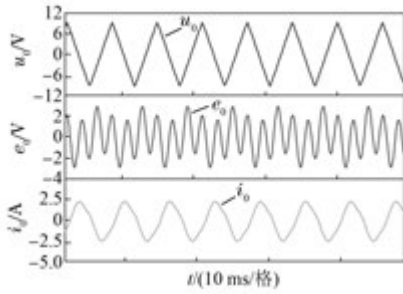


图8 仿真结果

INV1、INV2 产生的共模电压;(2)反电动势中的零序分量。

按照上述分析,零序回路中电压源由 INV1 产生的共模电压 u_{0-INV1} 、INV2 产生的共模电压 u_{0-INV2} 和零序反电动势组成。如图 9 所示,要达到抑制零序电流 i_0 的目的,可以在零序回路加入 1 个零序补偿电压 u_1 ,使得回路内的电压源之和为零,即

$$u_{0-INV1} - u_{0-INV2} = u_1 + e_0 \quad (16)$$

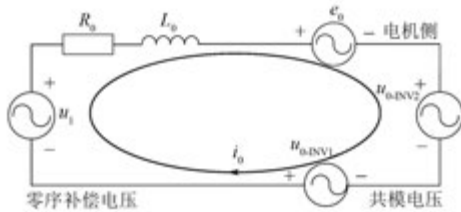


图9 开绕组 HPMM-BL 电机系统零序等效回路

本文引入 RC 控制器在零序回路产生零序补偿电压 u_1 对零序电流进行闭环调节。RC 控制器基于内模原理,可对周期性扰动进行抑制,传递函数为

$$G_{RC}(s) = \frac{e^{-sT_0}}{1 - e^{-sT_0}} = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{1 + e^{-sT_0}}{1 - e^{-sT_0}} \right) \quad (17)$$

传统的 RC 控制器能够抑制含有多个谐波的扰动,即可同时抑制 3、9 次谐波信号,但其存在 2 个缺点:一是具有一个被控对象周期的延时;二是包含多个临界稳定状态极点,这些极点上闭环系统极易变得不稳定^[19]。改进后基于 RC 控制器零序电流抑制框图如图 10 所示。零序补偿电压 u_1 可以描述为

$$u_1 = \left[k_p + \frac{Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} S(z) \right] (i_0^* - i_0) \quad (18)$$

其中, N 表示被控信号周期与采样周期之比; k_p 表示比例环节,提高控制器的动态响应;选择低通滤波器 $Q(z)$,提升 RC 控制器的稳定性; $S(z) = k_{rc} zL$ 为补偿环节, zL 用来补偿控制器的延时,满足 $L < N$, k_{rc} 为 RC 控制器的增益系数,用来提升控制器的性能^[20]。

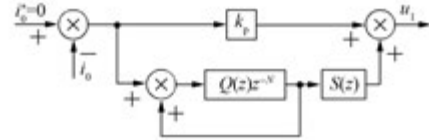


图10 基于 RC 控制器的零序电流抑制框图

定义 $t_z = u_1/u_{dc}$ 为零矢量重新分配时间,均匀分配给 INV1、INV2 的零矢量 U_0 和 U'_0 。图 11 表示 u_{ref} 位于扇区 I,采取零序电流抑制策略时 INV1、INV2 开关波形图。每个逆变器单个开关周期 3 个桥臂只有 6 个开关动作,减少了开关管损耗。同理可得 u_{ref} 位于扇区 II ~ VI 的 PWM 开关波形,从而实现共直流母线开绕组 HPMM-BL 电机系统的解耦 SVPWM 调制。采用上述方法后,解耦 SVPWM 算法可以有效抑制共直流母线开绕组 HPMM-BL 电机的零序电流。

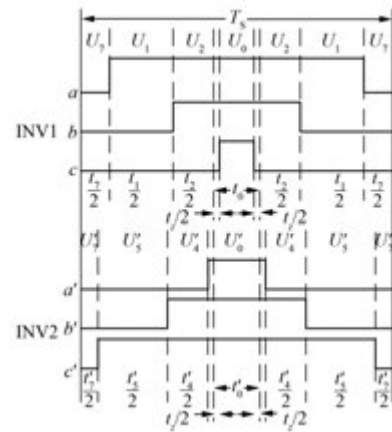


图11 采取零序电流抑制策略的扇区 I 开关波形

4 试验验证

为验证本文所提的解耦 SVPWM 和零序电流抑制策略,按照图 12 搭建共直流母线开绕组 HPMM-BL 电机控制系统试验平台。控制系统基于传统的 $i_d = 0$ 矢量控制策略,采用共直流母线开绕组结构给电机供电,调制策略为解耦 SVPWM

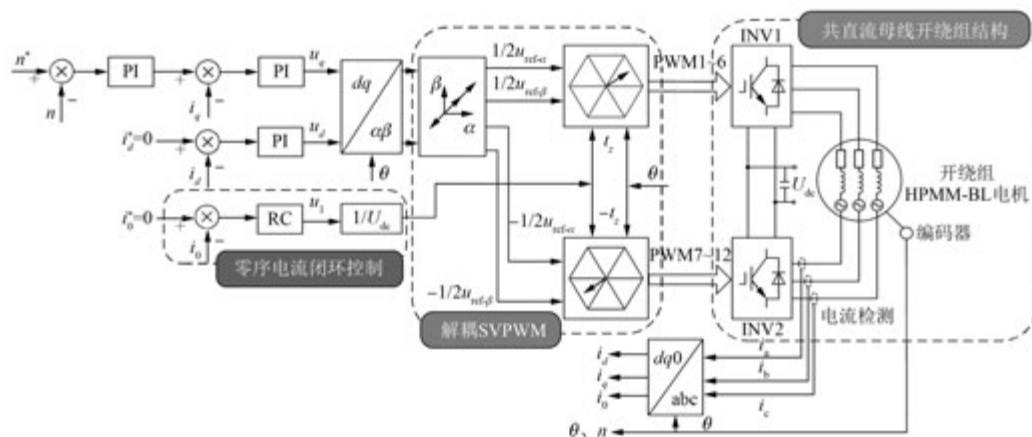


图 12 开绕组 HPMM-BL 电机系统零序电流抑制控制框图

算法,零序回路采用 RC 控制器闭环控制零序电流。HPMM-BL 电机参数如表 2 所示。图 13 所示为共直流母线开绕组 HPMM-BL 电机系统试验平台,INV1 和 INV2 共用直流母线,直流母线通过整流器连接到电网。试验所加直流电压为 132 V,开关频率为 10 kHz。

表 2 开绕组 HPMM-BL 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	2.5	交轴电感 L_q/mH	5.308
额定电压 U_N/V	132	直轴电感 L_d/mH	3.707
极对数 p	5	额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 200
转矩常数 $K_t/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$	0.966	额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	20
定子电阻 R/Ω	0.239	开关频率/kHz	10

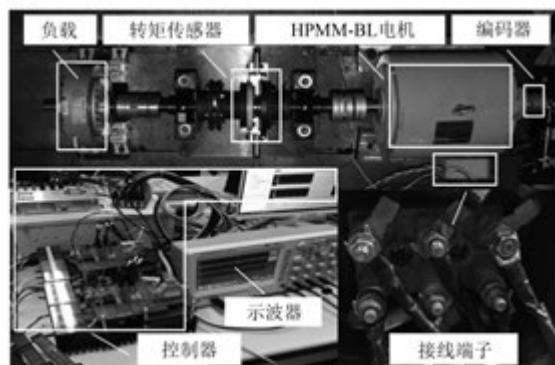


图 13 共直流母线开绕组 HPMM-BL 电机系统试验平台

图 14(a)所示为采取零序电流抑制措施前后电流的动态响应,转速给定为 600 r/min,负载转矩为 5 N·m。不采取零序电流抑制措施相电流幅

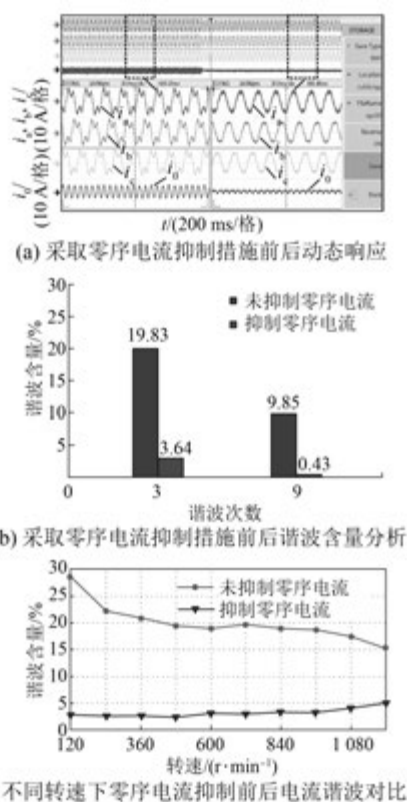


图 14 零序电流的抑制效果

值为 9 A, 零序电流为 2.5 A; 采取零序电流抑制后相电流幅值为 7 A, 零序电流为 0.3 A。相电流 FFT 分析谐波含量如图 14(b) 所示, 不采取零序电流抑制策略相电流 3 次谐波含量为 19.83%, 9 次谐波含量为 9.85%; 采取零序电流抑制策略后相电流 3 次谐波含量为 3.64%, 9 次谐波含量为 0.43%。图 14(c) 所示为电机工作在转矩 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$

转速从 120 r/min 上升到 1 200 r/min 时,采取零序电流抑制措施前后的谐波含量分析。采取零序电流抑制措施后,电流谐波得到有效的抑制,验证了本文所提零序电流抑制策略的有效性。

图 15 所示为不同工况下开绕组 HPMM-BL 电机采取零序电流抑制策略时的试验结果。其中,图 15(a)所示为电机带载起动试验,在负载为 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 的情况下电机从停止变到 600 r/min。可以看出,变化过程中 a 相电流幅值由 0 增大到 7 A,零序电流幅值保持 0.3 A 不变。图 15(b)所示为电机变速试验,同样负载为 $5\text{ N}\cdot\text{m}$,电机转速由 300 r/min 变到 600 r/min。变化过程中 a 相电流幅值保持 7 A 不变,零序电流幅值保持 0.3 A 不变,变化前后稳态时, a 相电流谐波含量分别为 3.96% 和 4.15%。试验结果表明本文提出的零序电流抑制的解耦 SVPWM 控制策略可以实现开绕组 HPMM-BL 电机在不同工况下的稳定运行。

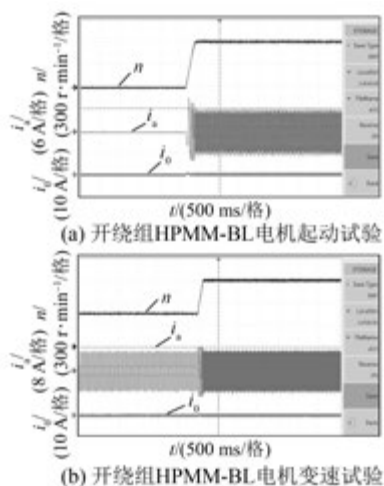


图 15 各种工况下开绕组 HPMM-BL 电机试验结果

5 结 语

本文提出了一种采用共直流母线开绕组拓扑结构的 HPMM-BL 电机驱动控制系统。为充分发挥开绕组结构的电压输出能力,文中采用了最大电压范围的解耦 SVPWM 算法,在分析电机数学模型和零序回路特性的基础上,揭示出该类新型混合磁材料电机的零序电流主要由 3、9 次谐波构成。通过引入具有针对性的 RC 控制器,产生零序补偿电压,实现了对共模电压和零序反电动势共同导致的零序电流的有效调节。理论分析和

试验结果表明,本文所提解耦 SVPWM 和 RC 控制策略不仅可以显著抑制零序电流,而且能够提升直流电压利用率,为该类新型 HPMM-BL 电机在电动汽车等领域突破车载电池容量和电压等级限制、实现电机的高功率密度和宽调速运行提供了新的技术途径。

【参考文献】

- [1] KIM S I, PARK S, PARK T, et al. Investigation and experimental verification of a novel spoke-type ferrite-magnet motor for electric-vehicle traction drive applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5763-5770.
- [2] OBATA M, MORIMOTO S, SANADA M, et al. Performance of PMASynRM with ferrite magnets for EV/HEV applications considering productivity [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2427-2435.
- [3] ZHU X Y, QUAN L, CHEN D J, et al. Design and analysis of a new flux memory doubly salient motor capable of online flux control [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 3220-3223.
- [4] BOLDEA I, TUTELEA L N, PARSA L, et al. Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: an overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5696-5711.
- [5] 程明, 张淦, 花为. 定子永磁型无刷电机系统及其关键技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5204-5220.
- [6] 赵纪龙, 林明耀, 付兴贺, 等. 混合励磁同步电机及其控制技术综述和新进展 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5876-5887.
- [7] 魏佳丹, 周波, 韩楚, 等. 一种新型绕组开路型永磁电机起动/发电系统 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 86-94.
- [8] WELCHKO B A. A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage [C]//Industrial Electronics Society, IECON 2005, Conference of IEEE, 2005: 6.
- [9] TAKAHASHI I, OHMORI Y. High-performance direct torque control of an induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(2): 257-264.

- [10] WELCHKO B A. A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage [C] // Industrial Electronics Society, IECON 2005, Conference of IEEE, 2005: 6.
- [11] KAWABATA T, EJIUGU E C, KAWABATA Y, et al. New open-winding configurations for high-power inverters [C] // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, IEEE, 1997: 457-462.
- [12] SRINIVAS S, SOMASEKGAR V T. Space-vector-based PWM switching strategies for a three-level dual-inverter-fed open-end winding induction motor drive and their comparative evaluation [J]. IET Electric Power Applications, 2008, 2(1): 19-31.
- [13] SEKHAR K R, SRINIVAS S. Discontinuous decoupled PWMs for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2493-2502.
- [14] 孙丹, 林斌, 俞金云. 开绕组电机控制系统的共模电压抑制方法研究 [J]. 机电工程, 2013, 30(9): 1113-1117.
- [15] SOMASEKHAR V T, SRINIVAS S, PRAKASH R B, et al. Pulse width-modulated switching strategy for the dynamic balancing of zero-sequence current for a dual-inverter fed open-end winding induction motor drive [J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(4): 591-600.
- [16] 孙丹, 林斌, 周文志. 开绕组电机系统拓扑及控制技术综述 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 76-84.
- [17] 曾恒力, 年珩, 周义杰. 基于比例谐振控制的共直流母线开绕组永磁同步电机零序电流抑制技术 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 35-44.
- [18] 顾玮玮. 电动汽车用少稀土组合励磁永磁无刷电机的设计与分析 [D]. 镇江: 江苏大学, 2016.
- [19] HARA S, YAMAMOTO Y, OMATA T, et al. Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1998, 33(7): 659-668.
- [20] TOMOZUKA M, KEMPF C. Design of discrete time repetitive controllers with applications to mechanical systems [C] // Proceedings of the IFAC 11th World Congress, 1991: 243-248.

收稿日期: 2018-01-30

(上接第 24 页)

- [5] HAGHBIN S, ZHAO S, ALAKULA M. An integrated 20-kW motor drive and isolated battery charger for plug-in vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4013-4029.
- [6] BRUYERE A, DE-SOUSA L, BOUCHEZ B, et al. A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: solutions for control in traction mode [C] // Proceedings of the 2010 IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2010: 1-7.
- [7] LACROIX S, LABOURE E, HILAIRET M. An integrated fast battery charger for electric vehicle [C] // Proceedings of the 2010 IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2010: 1-6.
- [8] 段朝伟, 徐海刚. 电动汽车电池智能充电系统设计与实现 [J]. 电子器件, 2013, 36(2): 256-259.
- [9] 卢增艺, 陈为. 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 41-46.
- [10] 郭建龙, 文福拴. 电动汽车充电对电力系统的影响及其对策 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35(6): 1-9.
- [11] 张文亮, 武斌, 李武. 我国纯电动汽车的发展方向及能源供给模式的探讨 [J]. 电网技术, 2009, 33(4): 1-5.
- [12] 赵剑飞, 薛洋, 刘建波. 电动汽车用充电器与驱动器一体化拓扑研究 [J]. 电子器件, 2016, 39(5): 1215-1219.
- [13] 曹旭. 双向 DC/DC 变换器的数字控制研究与设计 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2013.
- [14] 王冕, 田野, 李铁民. 应用于储能系统的双向 DC-DC 变换器研究 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 66-71.
- [15] 武琼. 电动汽车双向 DC/DC 变换器的数字化实现 [D]. 兰州: 兰州交通大学, 2013.
- [16] 杨玉岗, 李涛, 冯本成. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 37-45.

收稿日期: 2018-03-26