

开绕组电机驱动用双逆变器死区效应补偿方法^{*}

苏锦智¹, 张继鹏¹, 安群涛², 付荣华¹

(1. 包头长安永磁电机有限公司, 内蒙古 包头 014030;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 与传统两电平逆变器的死区效应不同, 开绕组电机驱动系统中双逆变器的开关死区将导致零序电压和零序电流, 使绕组电流出现低频次谐波, 影响系统的性能。提出了一种双逆变器开关死区导致的零序电压的补偿方案, 通过扩展占空比最大的一路开关信号的导通时间, 来插入一个补偿电压矢量, 利用补偿电压矢量产生的零序电压抵消开关死区导致的零序电压, 从而抑制系统的零序电压和零序电流。通过在开绕组感应电机驱动系统中的仿真和试验, 验证了死区补偿方法的有效性。

关键词: 开绕组电机; 双逆变器; 零序电压; 空间矢量脉宽调制; 死区效应; 补偿方法

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)05-0089-06

Compensation Method for Dead-Time Effect of Dual Two-Level Inverters in Open-End Winding Motor Drives^{*}

SU Jinzhi¹, ZHANG Jipeng¹, AN Quntao², FU Ronghua¹

(1. Baotou Changan Permanent Magnet Machine Co., Ltd., Baotou 014030, China;

2. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Different from the dead-time effect of conventional two-level inverters, zero-sequence voltage and current could be produced by the switching dead time of dual inverters in open-end winding motor drives, and consequently low frequency harmonics emerged in winding currents which led to negative effects on performance of the drive systems. A compensation scheme for the zero-sequence voltage produced by the switching dead time was proposed. By inserting compensation voltage vectors, the method counteracted the zero-sequence voltage produced by the switching dead time using that of the compensation voltage vectors. Therefore, the zero-sequence voltage and current of the system could be reduced. The proposed compensation strategy was validated by the simulation and experiments in an open-end winding induction motor drive system.

Key words: open-end winding motor; dual inverter; zero-sequence voltage; space vector pulse width modulation (SVPWM); dead-time effect; compensation method

0 引言

采用双逆变器供电的开绕组(OEW)电机系统, 是一种三电平驱动拓扑, 其直流母线电压利用率比传统采用逆变器单端供电的星形连接绕组电机系统提高一倍, 同时克服了钳位型三电平逆变

器电容电压平衡等问题^[1]。另外, OEW 电机的三相电流可以独立控制, 系统的容错性能得到提高, 在电动汽车、电力牵引等领域具有广阔的应用前景^[2-7]。按照两个逆变器的直流母线是否连接在一起, 双逆变器分为共直流母线双逆变器和隔离母线双逆变器。隔离母线双逆变器需要采用两个

^{*} 基金项目: 内蒙古自治区应用技术与开发资金项目(高可靠大转矩永磁容错电机及控制系统开发)

作者简介: 苏锦智(1983—), 男, 高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

张继鹏(1971—), 男, 正高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

安群涛(1984—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制、功率变换和储能。

隔离的直流电源供电,系统较复杂,成本较高,但可以将三相电流之和钳位到零,系统不存在零序电流^[8-9]。共直流母线双逆变器仅需一个直流电源,结构简化,但拓扑中不存在三相电流之和为零的电路约束,系统存在潜在的零序电流问题,零序电流会增加逆变器容量和系统损耗,甚至使系统无法运行。

为了抑制共母线双逆变器供电的 OEW 电机系统的零序电流,文献[10]提出采用带辅助开关的共母线双逆变器拓扑来消除零序电流,但其增加了开关管的数量和控制的复杂性。对于正弦对称的三相 OEW 电机系统,零序电流的产生主要是由于双逆变器在脉宽调制(PWM)过程中产生的零序电压。文献[11]通过在空间矢量脉宽调制(SVPWM)时重新分配电压矢量的有效时间以达到零序电压的动态平衡,但这种方法并不能将零序电压完全消除,因此零序电流抑制能力有限。分析双逆变器的开关状态及零序电压发现,某些开关组合不会导致零序电压,若仅采用这些不产生零序电压的开关组合进行 SVPWM,从理论上可以完全消除双逆变器产生的零序电压,实现对系统零序电流的抑制^[12-13],但由于器件压降、开关死区等影响,零序电压也会给系统带来零序环流问题。文献[14]对此进行了分析,并提出采用共模扼流圈和死区补偿策略进行抑制。

本文对采用不产生零序电压的开关组合进行 SVPWM 时开关死区导致的零序电压进行分析,提出了一种基于扩展导通时间的死区补偿方案。通过检测系统零序电压的极性,结合参考电压矢量所在扇区扩展具有最大占空比的两路开关信号中的一路,从而获得一个补偿电压矢量,利用补偿电压矢量产生的零序电压抵消开关死区导致的零序电压,进而抑制系统的零序电压和零序电流。在 OEW 感应电机驱动系统中进行仿真和试验研究,验证了死区补偿方法的有效性。

1 双逆变器的原理及 SVPWM 策略

1.1 双逆变器的原理及电压矢量

共直流母线双逆变器供电的 OEW 电机系统拓扑如图 1 所示。2 个两电平逆变器 VSI1 和 VSI2 的直流母线并联,分别从两端给电机绕组供电。每个两电平逆变器可以产生 8 个电压矢量,

VSI1 和 VSI2 的空间电压矢量如图 2 所示,非零矢量分别记为 $U_1 \sim U_6$ 和 $U'_1 \sim U'_6$,零矢量分别为 U_7 、 U_8 和 U'_7 、 U'_8 。图 2 中括号内为分别采用 $(S_{a1} S_{b1} S_{c1})$ 和 $(S_{a2} S_{b2} S_{c2})$ 来描述各电压矢量对应的开关状态:“1”表示上管导通下管关断,“0”表示上管关断下管导通。

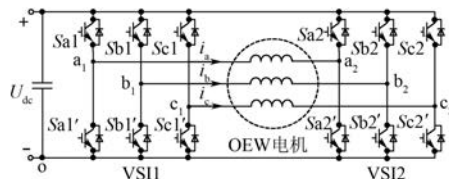


图 1 共直流母线双逆变器拓扑结构

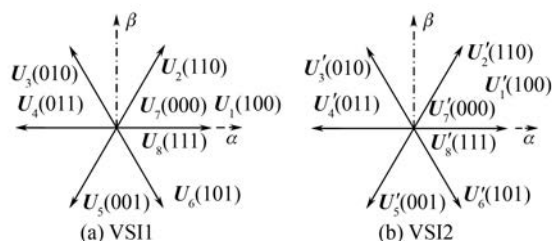


图 2 两电平逆变器的电压矢量

双逆变器产生的电压矢量可以由 2 个逆变器的电压矢量作差来合成,因此共有 $8 \times 8 = 64$ 种组合,形成的空间电压矢量如图 3 所示。为了表达简便,用两位数字表示电压矢量误差合成结果,例如 13' 表示 U_1 和 U'_3 作差合成的电压矢量。双逆变器的 19 个电压矢量的空间分布与三电平逆变器相同,其中 1 个零矢量位于原点 O , 18 个非零矢量分别位于 3 个等边六边形 $ABCDEF$ 、 $HJLNQS$ 和

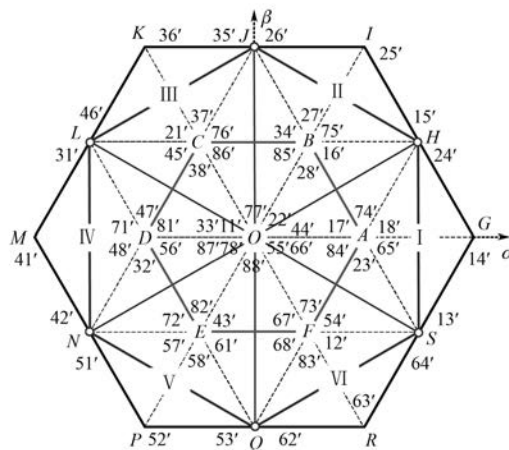


图 3 双逆变器的空间电压矢量分布

GIKMPR 的顶点,幅值分别为 $2U_{dc}/3$ 、 $2\sqrt{3}U_{dc}/3$ 和 $4U_{dc}/3$ 。

1.2 双逆变器的零序电压及 SVPWM 策略

双逆变器的 64 种开关组合使其具有更为灵活的 SVPWM 策略。根据坐标变换,可得系统零序电压为

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_{a1a2} + u_{b1b2} + u_{c1c2}) = \frac{1}{3}(u_{a1o} - u_{a2o} + u_{b1o} - u_{b2o} + u_{c1o} - u_{c2o}) \quad (1)$$

将 64 种开关组合分别代入式(1),产生的零序电压如表 1 所示。由此可见,部分零电压矢量开关组合和六边形 *HJLNQS* 顶点上的电压矢量产生的零序电压为零,因此,运用 *HJLNQS* 进行 SVPWM 将不会带来零序电压。

表 1 开关组合对应的零序电压

零序电压 u_0	开关组合
$-U_{dc}$	(78')
$-2U_{dc}/3$	(74')(76')(72')(58')(38')(18')
$-U_{dc}/3$	(75')(73')(54')(34')(14')(71')(56') (36')(52')(32')(48')(16')(12')(68')(28') (88')(77')(66')(55')(44')(33')(22')
0	(11')(53')(35')(15')(51')(13')(31') (46')(64')(24')(42')(26')(62')
$U_{dc}/3$	(57')(37')(45')(43')(41')(17')(65')(63') (25')(23')(84')(61')(21')(86')(82')
$2U_{dc}/3$	(47')(67')(27')(85')(83')(81')
U_{dc}	(87')

2 双逆变器的死区效应及补偿方法

2.1 双逆变器死区效应分析

图 3 中,六边形 *HJLNQS* 分为 I~VI 共 6 个扇区,根据 SVPWM 原理,扇区 I 内的开关信号波形如图 4 所示。

在一个开关周期 T 内,矢量 13' 和 24' 的作用

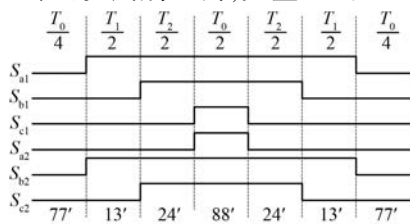


图 4 扇区 I 的开关时序波形

时间分别为 T_1 和 T_2 ,其余时间 T_0 ($T_0 = T - T_1 - T_2$) 由相等时间的零矢量 77' 和 88' 填充。为了防止桥臂功率管直通,通常在上下管开关信号切换时加入一段使两管均关闭的死区时间。以扇区 I 为例,加入死区时间后的开关信号如图 5 所示。

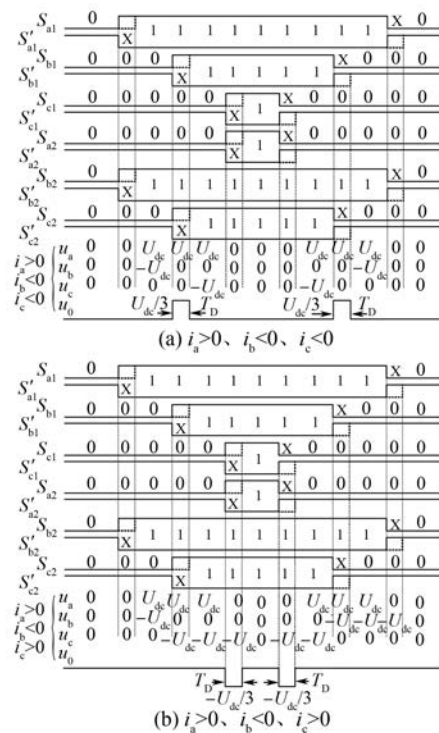


图 5 扇区 I 内开关信号死区产生的零序电压

假设此时三相电流分别具有如下极性: $i_a > 0$ 、 $i_b < 0$ 、 $i_c < 0$,则各个开关状态对应的三相电压及零序电压如图 5(a) 所示。在桥臂 b_1 和桥臂 c_2 的开关信号死区时间里,双逆变器输出的三相电压分别为 U_{dc} 、0、0,一个开关周期内产生了两段时间为死区时间 T_D 、值为 $U_{dc}/3$ 的零序电压,因此,系统表现出正向的零序电压。同理,分析得到 $i_a > 0$ 、 $i_b < 0$ 、 $i_c > 0$ 时开关死区引起的零序电压如图 5(b) 所示,可见在桥臂 c_1 和桥臂 a_2 的开关信号死区时间里产生了 $-U_{dc}/3$ 的零序电压。研究发现,当三相电流处于其他流通方向时,在一个开关周期内总有两段开关死区时间内产生 $U_{dc}/3$ 或 $-U_{dc}/3$ 的零序电压,并且在其他扇区内也存在上述规律。

2.2 双逆变器死区补偿方法

为了补偿因开关死区导致的零序电压,对于图 5(a),若将开关信号 S_{b2} 扩展 $2T_D$ 以上,如图 6(a) 所示,将在桥臂 a_1 的开关死区时间内产生

$-U_{dc}/3$ 的零序电压,以抵消开关死区产生的 $U_{dc}/3$ 零序电压,从而使一个开关周期内表现出来的平均零序电压为零。同理,对于图 5(b),若将开关信号 S_{a1} 扩展 $2T_D$ 以上,如图 6(b) 所示,将在桥臂 b_2 的开关死区时间内产生 $U_{dc}/3$ 的零序电压,以抵消开关死区产生的 $-U_{dc}/3$ 零序电压,获得的平均零序电压为零。研究发现,在任意扇区内,通过扩展逆变器 VSI1 的最大占空比开关信号 $2T_D$ 以上,可以获得两段时间为 T_D 、值为 $U_{dc}/3$ 的零序电压;通过扩展逆变器 VSI2 的最大占空比开关信号 $2T_D$ 以上,可以获得两段时间为 T_D 、值为 $-U_{dc}/3$ 的零序电压。

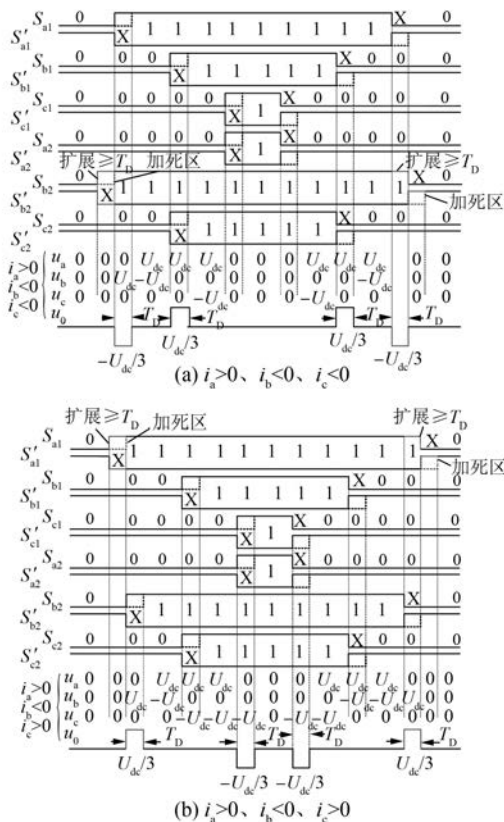


图 6 扇区 I 内开关信号死区补偿方法

因此,死区补偿方法可以归纳为:通过检测系统零序电压 u_0 的极性,结合参考矢量所在扇区,将 VSI1 ($u_0 < 0$ 时)或 VSI2 ($u_0 > 0$ 时)中具有最大占空比的开关信号扩展 $2T_D$ 以上,幅值相等、极性相反的零序电压,使一个开关周期内呈现出的平均零序电压为零。

2.3 死区补偿方法的有效范围

六边形 $HJLNQS$ 在线性调制范围内获得的最

大输出电压矢量为其内切圆,有:

$$\begin{cases} |U|_{\max} = U_{dc} \\ T_1 + T_2 = \sqrt{3}T/2 \\ T_0 = (1 - \sqrt{3}/2)T \end{cases} \quad (2)$$

根据上述 SVPWM 波形,将零矢量 $77'$ 分为两段,作用时间均为 $T_0/4$,由于该补偿方法将开关信号扩展 $2T_D$ 以上,则要求:

$$T_D \leq \frac{T_0}{4} \quad (3)$$

将式(2)代入式(3),可得开关死区时间应满足的条件:

$$T_D \leq \left(\frac{1}{4} - \frac{\sqrt{3}}{8} \right) T \approx 0.0335T \quad (4)$$

由式(4)可知,当开关频率为 10 kHz,即开关周期 T 为 $100 \mu s$ 时,为了保障补偿方法的有效实施,开关死区时间 T_D 应不大于 $3.35 \mu s$,才能够满足功率器件死区设置的需要。对于电机驱动系统,开关频率通常在 10 kHz 以下,留给开关死区的时间也变长。因此,根据上述分析,该死区补偿方法能够在最大线性调制范围内有效抑制系统的零序电压。

3 仿真与试验

将双逆变器应用于 OEW 感应电机驱动系统,对死区补偿方法进行仿真和试验研究。仿真中,电机的运行频率为 50 Hz,采用六边形 $HJLNQS$ 进行 SVPWM,功率管开关频率为 10 kHz,仿真结果如图 7 所示。图 7(a)和图 7(b)为采用理想功率管和无开关死区条件下的仿真结果,其中电压为经过低通滤波(截止频率为 2 kHz)后的波形,可见三相电压和电流正弦对称,无零序电压和零序电流。加入 $2 \mu s$ 开关死区后的电压和电流波形如图 7(c)和图 7(d)所示。在 0.125 s 时加入死区补偿方法,采用补偿方法前电机电压和电流发生畸变,电流谐波如图 7(e)所示,系统存在幅值较大的零序电压,导致系统的零序电流。采用死区补偿方法后,系统的零序电压和零序电流降低,电流的低频次谐波得到有效抑制,如图 7(f)所示。

搭建 OEW 感应电机驱动系统试验平台对死区补偿策略进行试验验证。双逆变器采用两个

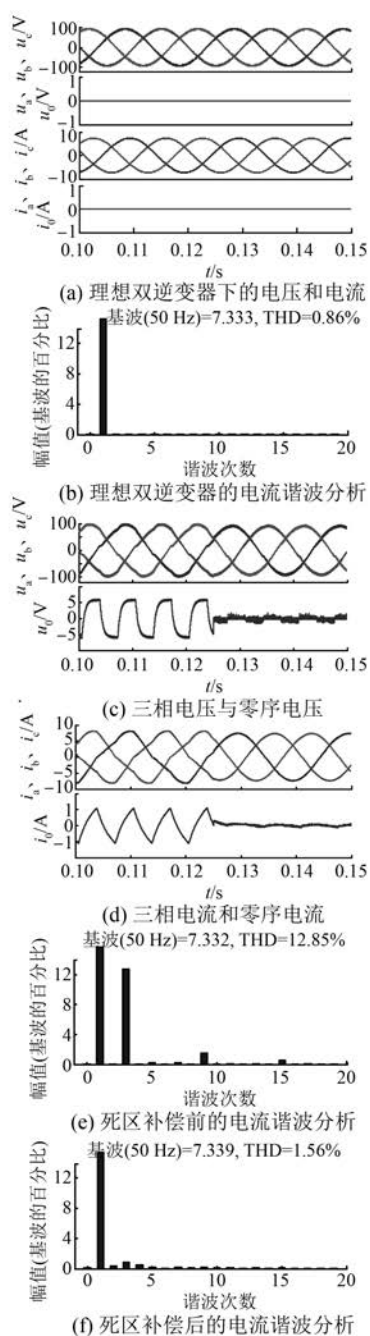


图7 仿真结果

IPM 模块 PS21869 构成,控制芯片采用 DSP, DSP 中的定时器 Timer1 和 Timer3 同步,用于产生三角调制载波, DSP 的 PWM1~PWM12 信号用于控制双逆变器的 12 个功率开关管。试验参数与仿真一致,试验结果如图 8、图 9 所示。图 8 为死区补偿前的试验结果,其中图 8(a)分别为电机相电压、相电流、零序电压和零序电流;图 8(b)为相电流谐波分析。由此可见,受死区影响电机电流出

现畸变,存在较大的低频次谐波和零序电流。死区补偿后的试验结果如图 9 所示,零序电流和相电流谐波得到有效抑制,正弦度改善。试验结果与仿真结果及理论分析一致,验证了死区补偿方法的有效性。

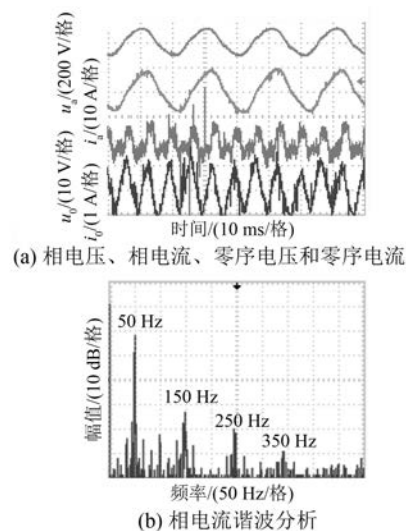


图8 死区补偿前的试验结果

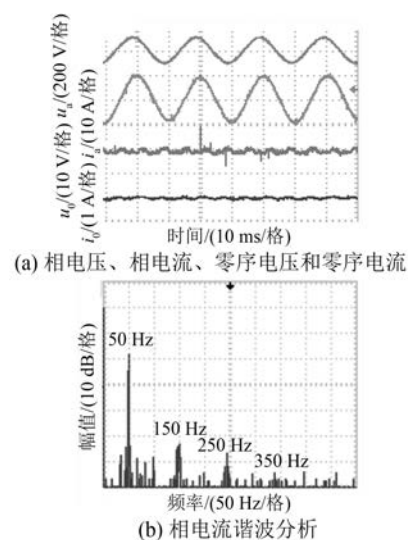


图9 死区补偿后的试验结果

4 结 语

双逆变器的开关死区将导致系统的零序电压,由此产生的零序电流影响了系统的性能,因此本文提出一种死区效应补偿方法。该方法根据参考矢量所在扇区扩展开关信号导通时间来获得补

偿电压矢量,利用补偿电压矢量产生的零序电压抵消原有的零序电压,实现了双逆变器系统零序电压和零序电流的抑制。最后,通过仿真和试验,验证了该补偿方法的有效性。

【参考文献】

- [1] SOMASEKHAR V T, GOPAKUMAR K, BAIJU M R. Dual two-level inverter scheme for an open-end winding induction motor drive with a single DC power supply and improved DC bus utilization [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2004, 151 (2): 230.
- [2] WELCHKO B A, NAGASHIMA J M. The influence of topology selection on the design of EV/HEV propulsion systems [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1 (2): 36.
- [3] 杨淑英,姚乐,张兴,等.共直流母线开绕组异步电机零序环流抑制策略研究[J].中国电机工程学报, 2018, 38 (12): 3688.
- [4] KIM J, JUNG J, NAM K. Dual-inverter control strategy for high-speed operation of EV induction motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (2): 312.
- [5] 樊英,张向阳,魏梦飒,等.开绕组永磁复合轮毂电机驱动系统容错控制[J].电工技术学报, 2015, 30 (2): 98.
- [6] 史兵,朱孝勇,全力,等.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[J].电机与控制应用, 2018, 45 (9): 25.
- [7] 年珩,胡伟,周义杰.共直流母线开绕组永磁同步电机的弱磁控制策略[J].中国电机工程学报, 2018, 38 (21): 6461.
- [8] SRINIVAS S, SOMASEKHAR 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.
- [9] REDDY B V, SOMASEKHAR V T, KALYAN Y. Decoupled space-vector PWM strategies for a four-level asymmetrical open-end winding induction motor drive with waveform symmetries [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (11): 5130.
- [10] SOMASEKHAR V T, SRINIVAS S, KUMAR K K. Effect of zero-vector placement in a dual-inverter fed open-end winding induction motor drive with alternate sub-hexagonal center PWM switching scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (3): 1584.
- [11] 安群涛,姚飞,孙立志,等.双逆变器 SVPWM 调制策略及零序电压抑制方法[J].中国电机工程学报, 2016, 36 (4): 1042.
- [12] SOMASEKHAR V T, GOPAKUMAR K, SHIVAKUMAR E G, et al. A space vector modulation scheme for a dual two level inverter fed open-end winding induction motor drive for the elimination of zero sequence currents [J]. European Power Electronics and Drives Journal, 2002, 12 (2): 26.
- [13] BAIJU M R, MOHAPATRA K K, KANCHAN R S, et al. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (3): 794.
- [14] SOMANI A, GUPTA R K, MOHAPATRA K K, et al. On the causes of circulating currents in PWM drives with open-end winding AC machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (9): 3670.

收稿日期: 2018-12-18