

九开关变换器驱动的双 Y 移 30° 永磁同步电机 SVPWM 算法

刘陵顺¹, 李永恒², 闫红广¹

(1. 海军航空大学 航空基础学院, 山东 烟台 264001;

2. 92781 部队, 海南 三亚 572029)

摘要: 在双 Y 移 30° 永磁同步电机电压矢量的基础上, 提出一种九开关变换器 SVPWM 算法。该算法相比于十二开关变换器最大四矢量 SVPWM 算法, 不仅减少 3 个开关管, 而且降低了开关损耗。针对九开关变换器采样周期过快, 会导致直流侧母线电压短路的缺点, 提出死区调制策略。仿真结果表明, 该算法能够有效地应用于双 Y 移 30° 永磁同步电机。

关键词: 双 Y 移 30° 永磁同步电机; SVPWM 算法; 开关损耗; 死区调制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24043

Nine-switch Converter SVPWM Algorithm for Dual Y Shift 30° PMSM

LIU Lingshun¹, LI Yongheng², YAN Hongguang¹

(1. Institute of Aviation Basic, Naval Aviation University, Yantai 264001, Shandong, China;

2. The 92781th Unit of PLA, Sanya 572029, Hainan, China)

Abstract: A nine-switch converter space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm was proposed based on the dual Y shift 30° permanent magnet synchronous motor (PMSM) voltage vector. Compared with the biggest four vectors of the twelve-switch converter SVPWM algorithm, the proposed algorithm not only reduces three switch tubes, but also reduces switching loss. The dead zone modulation strategy was proposed aiming at the rapid sampling period of the nine-switch converters which can lead to the voltage short-circuit of the DC side. The simulation results show that the proposed algorithm can effectively applied to dual Y shift 30° permanent magnet synchronous motor.

Key words: dual Y shift 30° permanent magnet synchronous motor ; space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm; switching loss; dead-time modulation

双 Y 移 30° 永磁同步电机由于高可靠性得到了国内外学者的广泛关注。在电机驱动方面, 其可以很好地满足系统对高性能和高载荷的需求。相较于三相电机, 双 Y 移 30° 永磁同步电机具有以下几个优点: 电磁转矩脉动低、容错能力强、控制方法众多^[1-7]。但电机谐波阻抗较小, 导致产生较大的谐波电流, 增加定子铜损。利用对称分量变换理论产生的矢量空间解耦方法, 将各谐波分量映射到谐波子空间上, 可有效降低系统功耗^[8-9]。

传统双 Y 移 30° 永磁同步电机采用十二开关变换器控制, 所需开关数目较多, 生产成本较大,

且开关损耗较高。文献[10]首次将九开关变换器应用于双电机驱动系统, 提出一种新的脉冲宽度调制方法。该方法相较于传统调制指数小于或者等于 1 的方法来说, 提高了约 15% 的调制指数。文献[11]提出一种基于连续载波的空间矢量脉冲宽度调制技术, 克服了采样周期调制信号引起的九开关逆变器输出电压畸变。仿真结果表明, 该调制技术在变频和恒频模式下, 均具有良好的动态和稳态性能。文献[12]提出一种可以应用于任何多电平逆变器的快速、广义的空间矢量脉冲宽度调制方法。给出了系统的转换状态、任务周期

基金项目: 国家自然科学基金(51377168); 国家博士后特别资助项目(201104769)

作者简介: 刘陵顺(1967—), 男, 博士, 教授, Email: lingshunliu@sina.com

通讯作者: 闫红广(1989—), 男, 博士, 讲师, Email: 18615959268@qq.com

和切换序列,因此不需要查找表,提高了系统的快速性。文献[13]提出一种基于九开关逆变器的空间矢量脉冲宽度调制方法,设计带有偏移控制衰减量的SVPWM调制信号。文献[14]对九开关转换器失真问题进行研究,并给出具体调制方法。文献[15]提出一种用于控制九开关逆变器双负载的相移空间矢量调制技术,在恒定频率和可变频率模式下,均具有良好的稳态性能。

本文在双Y移30°永磁同步电机电压矢量的基础上,提出一种九开关变换器SVPWM算法。该算法相比于十二开关变换器最大四矢量SVPWM算法,不仅减少3个开关管,而且降低了开关损耗,可以很好地应用于双Y移30°永磁同步电机。

1 九开关变换器调制原理

九开关变换器分为3组桥臂,每组桥臂由3个IGBT开关器件串联而成,拓扑结构如图1所示。其比双Y移30°永磁同步电机通用的十二开关变换器少3个开关,通过对中间3个开关 S_{aM} , S_{bM} , S_{cM} 复用,实现减少开关、减轻控制系统体积、重量的目的。其中, S_{aU} , S_{bU} , S_{cU} , S_{aM} , S_{bM} , S_{cM} 组成上侧换流器, S_{aM} , S_{bM} , S_{cM} , S_{aL} , S_{bL} , S_{cL} 组成下侧换流器,通过开关的通断实现对6个输出电压的控制。

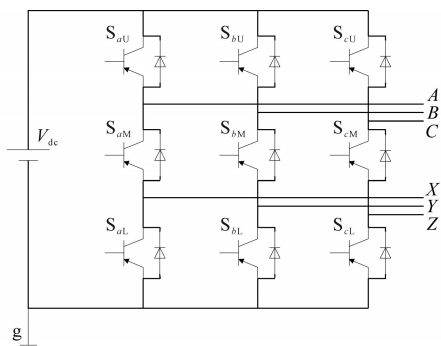


图1 九开关变换器拓扑结构图

Fig.1 Nine-switch converter topology

九开关变换器每一桥臂有8种开关方式,由于中间开关信号是由上、下开关信号逻辑异或运算产生的,在直流母线不能短路的情况下,其有效开关状态只有3种,如表1所示。

表1 九开关变换器开关状态

Tab.1 Nine-switch converter switching state

状态	S_{aU}	S_{aM}	S_{aL}
1	1	1	0
2	1	0	1
3	0	1	1

2 四矢量SVPWM算法

从拓扑结构上来看,双Y移30°永磁同步电机是由两个永磁同步电机偏移30°交叉而成,且有两个独立的中性点 N 和 N' ,如图2所示。

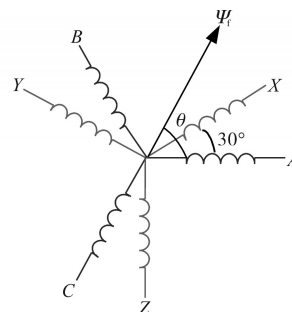


图2 双Y移30°永磁同步电机等效结构

Fig.2 Equivalent structure of dual Y shift 30° permanent magnet synchronous motor

根据图2,可得:

$$\begin{cases} u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = 0 \\ u_{XN'} + u_{YN'} + u_{ZN'} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

双Y移30°永磁同步电机绕组中性点 N, N' 相对于直流母线接地点电压如下式:

$$\begin{cases} u_{Ng} = \frac{1}{3} (u_{Ag} + u_{Bg} + u_{Cg}) \\ u_{N'g} = \frac{1}{3} (u_{Xg} + u_{Yg} + u_{Zg}) \end{cases} \quad (2)$$

可得电机六相相电压表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \\ u_{XN'} \\ u_{YN'} \\ u_{ZN'} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ag} \\ u_{Bg} \\ u_{Cg} \\ u_{Xg} \\ u_{Yg} \\ u_{Zg} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(3)表示,通过对九开关变换器开关信号的控制,可以得到电机绕组中性点相对于直流母线接地点电压,之后六相相电压计算方法与永磁同步电机近似。

通常情况下,双Y移30°永磁同步电机需要十二开关变换器供电,由于每一桥臂上、下开关状态互补,所以有两种不同的开关状态。十二开关变换器一共有64种不同的开关状态,这64种开关状态在 $\alpha\beta$ 平面和 z_1z_2 平面的电压矢量由下式决定:

$$\begin{aligned} V_{\alpha\beta} = & \frac{1}{3} V_{dc} (S_A + S_B e^{j120^\circ} + S_C e^{j240^\circ} + S_X e^{j30^\circ} + \\ & S_Y e^{j150^\circ} + S_Z e^{j270^\circ}) \end{aligned} \quad (4)$$

$$V_{z_1 z_2} = \frac{1}{3} V_{dc} (S_A + S_B e^{j240^\circ} + S_C e^{j120^\circ} + S_X e^{j150^\circ} + S_Y e^{j30^\circ} + S_Z e^{j270^\circ}) \quad (5)$$

式中: S 为某一桥臂的开关状态, $S=1$ 表示桥臂上开关管导通, $S=0$ 表示桥臂下开关管导通。

从式(4)、式(5)中可以推导出64种开关状态在 $\alpha\beta$ 平面和 $z_1 z_2$ 平面电压矢量,如图3所示。

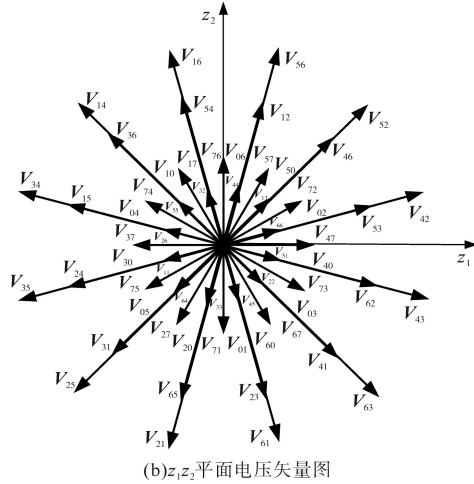
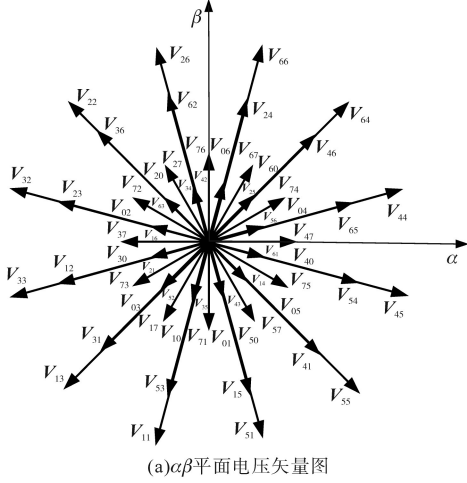


图3 十二开关电压矢量图

Fig.3 Twelve-switch converter voltage vector

图3中,每一电压矢量均由两个八进制数表示,化为二进制数,依次为 $V_{ABCDXYZ}$ 。 $\alpha\beta$ 平面和 $z_1 z_2$ 平面均包含有60个非零矢量和4个零矢量($V_{00}, V_{07}, V_{70}, V_{77}$),根据电压矢量幅值的大小,非零矢量分为4层,每层均可以组成正十二边形。看起来电压矢量交织在一起,十分复杂,但它们之间存在着某种内部联系。视次外层和最内层之间的12个电压矢量为基本电压矢量,虽然这12个电压矢量在 $\alpha\beta$ 平面和 $z_1 z_2$ 平面上的相位不同,但其余36个电压矢量均可由基本电压矢量合成。例如,最外层矢量 V_{66} 可由基本矢量 V_{60} (V_{67})和 V_{06} (V_{76})合成,次外层矢量 V_{24} 可由基本矢量 V_{20} (V_{27})

和 V_{04} (V_{74})合成,最内层矢量 V_{42} 可由基本矢量 V_{40} (V_{47})和 V_{02} (V_{72})合成。由此可见, $\alpha\beta$ 平面最外层电压矢量是由夹角 30° 的基本电压矢量合成,对应 $z_1 z_2$ 平面最内层电压矢量,表达式如下:

$$V_{\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos 15^\circ = 0.644 V_{dc} \quad (6)$$

式中: V_{dc} 为直流侧母线电压。

$\alpha\beta$ 平面次外层电压矢量是由夹角 90° 的基本电压矢量合成,对应 $z_1 z_2$ 平面次外层电压矢量,表达式如下:

$$V_{\text{mid}} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos 45^\circ = 0.471 V_{dc} \quad (7)$$

$\alpha\beta$ 平面最内层电压矢量是由夹角 150° 的基本电压矢量合成,对应 $z_1 z_2$ 平面最外层电压矢量,表达式如下:

$$V_{\min} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos 75^\circ = 0.173 V_{dc} \quad (8)$$

本文所采取的矢量空间解耦变换将与机电能量转换相关的基波和 $12k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$)次谐波转换到 $\alpha\beta$ 平面上,将与机电能量转换无关的 $6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$)次谐波转换到 $z_1 z_2$ 平面上。采用12个基本电压矢量组成电压矢量环,每一电压矢量均可由九开关变换器开关状态表示。由于中间开关信号是由上、下开关信号逻辑异或运算产生的,只需要对上、下开关分别用两个八进制数表示,如图4所示。

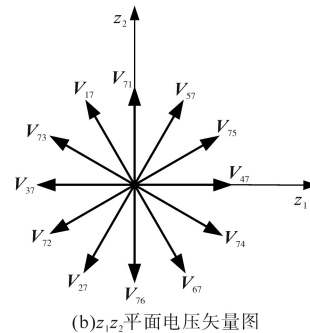
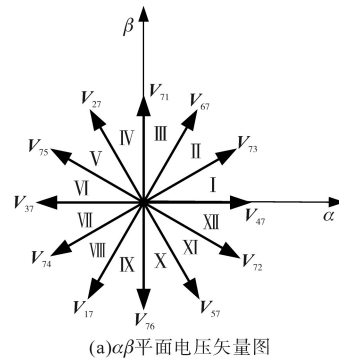


图4 九开关电压矢量图

Fig.4 Nine-switch converter voltage vector

双Y移30°PMSM电压矢量映射到两个平面上,本质上是四维的,至少需要4个基本矢量才能

完成一个四维参考矢量的合成。为提高电压利用率,选用距离参考矢量最近的4个基本矢量合成:

$$\begin{bmatrix} \cos[-\frac{1}{6}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{1}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{1}{6}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{1}{3}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] \\ \sin[-\frac{1}{6}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{1}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{1}{6}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{1}{3}\pi + \frac{1}{6}(k-1)\pi] \\ \cos[-\frac{5}{6}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{5}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{5}{6}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] & \cos[\frac{5}{3}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] \\ \sin[-\frac{5}{6}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{5}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{5}{6}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] & \sin[\frac{5}{3}\pi + \frac{5}{6}(k-1)\pi] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \frac{3T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ V_{z_1}^* \\ V_{z_2}^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: k 代表扇区; T_1, T_2, T_3, T_4 为逆时针方向选取的距离参考矢量最近的四个基本矢量的作用时间; T_s 为采样周期; $V_\alpha^*, V_\beta^*, V_{z_1}^*, V_{z_2}^*$ 分别为电压矢量在 $\alpha\beta$ 平面和 z_1z_2 平面上的投影。

式(9)的计算十分复杂,为了提升系统速度,最大程度的离线计算必不可少,如表2所示。

表2 基本矢量作用时间

Tab.2 Basic vector action time

T_1	T_2	T_3	T_4
$k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$k_2V_{\beta-}$
$k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	k_2V_{a-}	$k_2V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$
k_2V_{a-}	$k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$-k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$
$k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$-k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$-k_2V_{a-}$
$k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$k_2V_{\beta-}$	$-k_2V_{a-}$	$-k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$
$k_2V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$-k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$
$-k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$	$-k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$-k_2V_{\beta-}$
$-k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$-k_2V_{a-}$	$-k_2V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$
$-k_2V_{a-}$	$-k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$
$-k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	$-k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$k_1V_{a+} - k_3V_{\beta-}$	k_2V_{a-}
$-k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$-k_2V_{\beta-}$	k_2V_{a-}	$k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$
$-k_2V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} - k_1V_{\beta+}$	$k_1V_{a+} + k_3V_{\beta-}$	$k_3V_{a-} + k_1V_{\beta+}$

表2中, $k_1 = 1/2$, $k_2 = 1/\sqrt{3}$, $k_3 = 1/2\sqrt{3}$, $V_{a-} = V_\alpha - V_{z_1}$, $V_{a+} = V_\alpha + V_{z_1}$, $V_{\beta-} = V_\beta - V_{z_2}$, $V_{\beta+} = V_\beta + V_{z_2}$, $V_\alpha = 3T_s V_\alpha^*/V_{dc}$, $V_\beta = 3T_s V_\beta^*/V_{dc}$, $V_{z_1} = 3T_s V_{z_1}^*/V_{dc}$, $V_{z_2} = 3T_s V_{z_2}^*/V_{dc}$ 。由于 z_1z_2 平面上的电流与机电能量转换无关,且只会增加定子损耗,应该将其给定值设为零。在实际电机设计的时候,由于 z_1z_2 平面上阻抗很小,较小的外部干扰都会产生一定的电流,出于减小定子损耗目的, z_1z_2 平面上的电流闭环同样必不可少。

3 扇区选择

九开关变换器SVPWM与通常的十二开关变换器SVPWM均分有12个扇区。从图3a中可以看出,6条直线将平面分割成了12个扇区,那么只需要得到这6条直线的斜率,即可判断出电压

矢量所在扇区的位置,设

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \sqrt{3} & -1 \\ 1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

定义

$$Q = 32\text{sign}(V_a) + 16\text{sign}(V_b) + 8\text{sign}(V_c) + 4\text{sign}(V_d) + 2\text{sign}(V_e) + \text{sign}(V_f) \quad (11)$$

以扇区I为例,当电压矢量位于扇区I时, $V_a > 0$, $V_b > 0$, $V_c > 0$, $V_d > 0$, $V_e > 0$, $V_f > 0$,可得 $Q = 63$ 。由此可得 Q 值与扇区对应关系如表3所示。

表3 Q 值与扇区对应关系

Tab.3 Correspondence between Q value and sector

Q	扇区	Q	扇区	Q	扇区
63	I	17	V	12	IX
59	II	16	VI	44	X
51	III	0	VII	46	XI
19	IV	4	VIII	47	XII

4 矢量切换点设计

对于基于十二开关变换器的最大四矢量SVPWM算法来说,PWM波形不再中心对称。如果采用中心对称的方法来安排矢量作用顺序,那么桥臂会出现在一个PWM周期内至少开关两次的情形,无疑会增加开关损耗。对于九开关变换器SVPWM算法来说,可以完美地实现在一个PWM周期内,每一桥臂上、下开关各开关一次,中间开关开关两次的情形,大幅降低开关损耗。

以扇区I为例, $V_{47}, V_{67}, V_{73}, V_{72}$ 为基本电压矢量, V_{07}, V_{77}, V_{70} 为零矢量。根据对称原则,将零矢量分为8份,从首到尾,隔两个基本电压矢量,依次放置1份、2份、2份、2份和1份,如图5所示,

其中, T_0 为零矢量作用时间。

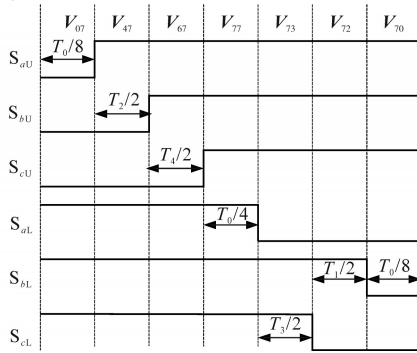


图5 扇区 I PWM 波形

Fig.5 Sector I PWM waveforms

图5中,上三个波形是桥臂上三个开关管的PWM波形,下三个波形是桥臂下三个开关管的PWM波形。这种算法的优点在于:每个周期都以桥臂上开关管关闭、下开关管导通开始,从一个电压矢量切换到另一个电压矢量,只有一相状态发生变化,不仅可以减小开关损耗,而且大大地减小实际应用中软件的工作量。同理,可得其余12扇区矢量切换点。

5 九开关变换器死区调制策略

由于九开关变换器开关频率高,必须在脉宽调制中设置死区以防止直流链两侧直通短路。但过大、不精准的死区不仅会降低有效开关周期,减小有效占空比,而且还会降低系统的可靠性。对于电机系统来说,过大的死区导致六相电流谐波出现畸变,影响电机工作质量。

九开关变换器SVPWM算法每个周期都以桥臂上开关管关闭、下开关管导通开始,且在不同开关切换点进行开关变换。这就意味着,如果对上、下某一开关管PWM波进行超前或者滞后调节,对另一开关管都不会造成影响,这就是本文所采用预测方法的原理。以扇区 I 的 a 桥臂为例,对方法进行说明,半个周期扇区 I 的 a 桥臂 PWM 波形如图6所示。

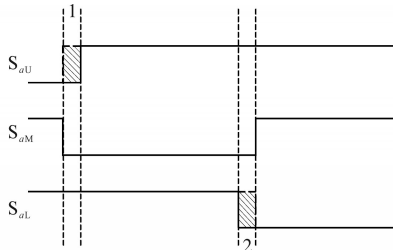


图6 半个周期扇区 I 的 a 桥臂 PWM 波形

Fig.6 a bridge arm PWM waveforms of half-cycle sector I

方法具体流程如下:将桥臂上开关管 S_{aU} 的 PWM 波进行超前调节,相当于提前进行矢量变

换。此时下开关管 S_{aL} 处于导通状态,进行逻辑异或运算,可得开关管 S_{aM} 在阴影区域1内处于关断状态。同理,将桥臂下开关管 S_{aL} 的 PWM 波进行滞后调节,此时上开关管 S_{aU} 处于导通状态,进行逻辑异或运算,可得开关管 S_{aM} 在阴影区域2内处于关断状态。这种设计方法相当于将中间开关管 S_{aM} 的关断时间进行了延长, S_{aM} 与调节前 S_{aU} , S_{aL} 的 PWM 波形组成新的桥臂触发信号。

虽然采用这种预测方法系统仍然存在死区,但可针对不同的电机,尽可能地缩小死区大小,避免电流谐波出现畸变。并且这种方法设计简单,有利于工程实现。

6 仿真验证

给定负载转矩 $T_L=1 \text{ N}\cdot\text{m}$,并于 1 s 时突变为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$,设定电机目标转速为 100 r/min ,仿真波形如图7~图11所示。

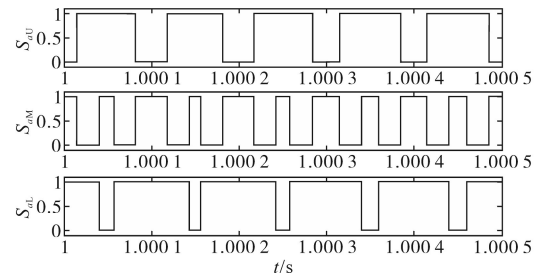


图7 a 桥臂三个开关管 PWM 波形

Fig.7 a bridge arm three switch tubes PWM waveforms

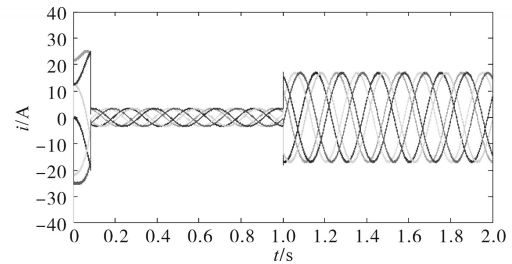


图8 六相电流波形

Fig.8 Six-phase current waveforms

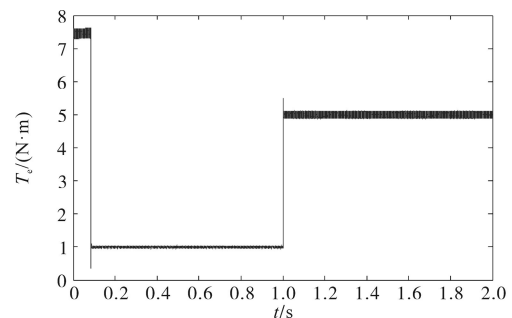


图9 电磁转矩波形

Fig.9 Electromagnetic torque waveform

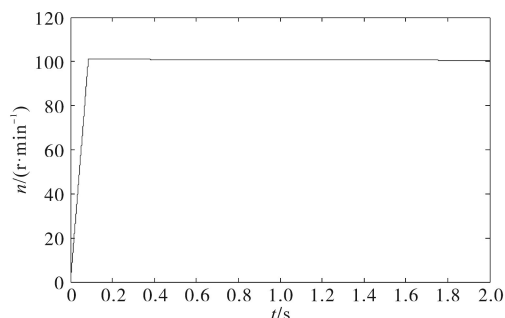


图10 转速波形

Fig.10 Speed waveform

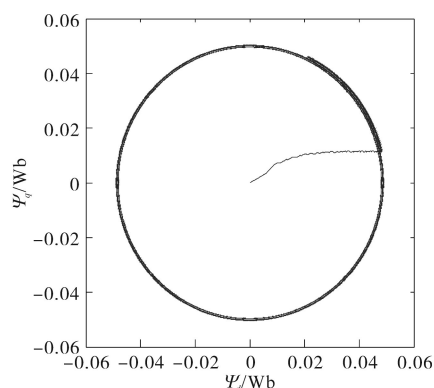


图11 定子磁链矢量轨迹

Fig.11 Stator flux vector trajectory

图7为未设置死区时,仿真得到的 a 桥臂三个开关管PWM波形;图8为未设置死区时,仿真得到的电机六相电流波形;图9、图10分别为电机电磁转矩波形和转速波形;图11为电机定子磁链矢量轨迹。

从图7~图11可以看出,每个周期桥臂上、下开关管各开关1次,中间开关管开关2次,波形中心对称;电机每三相电流相差 30° ,电磁转矩、转速波形符合电机正常运转时的情形;负载转矩突变时,电磁转矩随之突变,所以转速波形未见明显波动;采样周期 T_s 越小,磁链轨迹越接近于圆。

设置九开关变换器死区 $T_d=T_s/50$ 。图12为设置死区后, a 桥臂三个开关管PWM波形。图13为设置死区后,电机的六相电流波形。

从图12中可以看出,死区相当于设置在桥臂中间开关管PWM波形上。虽然设置了死区,但相较于图8未设置死区时电流波形相比,图13中电流谐波并未出现明显畸变。

仿真中,采样周期 $T_s=0.000\ 1\text{ s}$,直流侧母线电压 $V_{dc}=300\text{ V}$,电机参数设置如下:定子电阻 $1\ \Omega$,等效直轴电感 $L_d=4.6\text{ mH}$,等效交轴电感 $L_q=4.6\text{ mH}$,转子永磁磁链 $\Psi_f=0.049\ 6\text{ Wb}$ 。

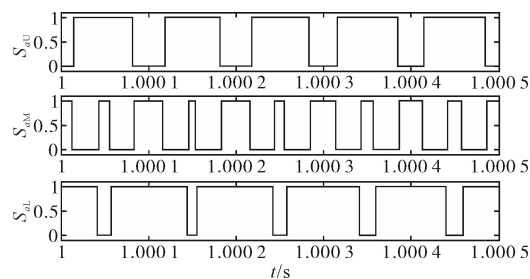
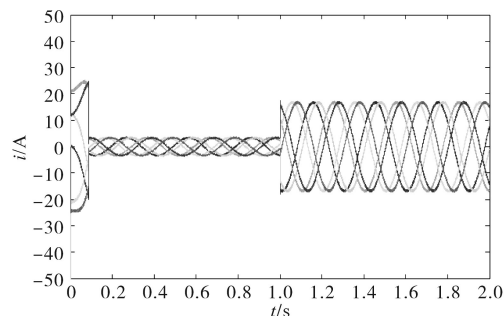
图12 a 桥臂三个开关管PWM波形(设置死区后)Fig.12 a bridge arm three switch tubes PWM waveforms(after dead-time setted)

图13 六相电流波形(设置死区后)

Fig.13 Six-phase current waveforms(after dead-time setted)

7 结论

本文在双Y移 30° 永磁同步电机电压矢量的基础上,设计一种九开关变换器SVPWM算法。相比于十二开关变换器SVPWM算法,不仅减少3个开关管,而且降低开关损耗。虽然设置了死区,但电流谐波并未出现畸变。仿真实验验证了方法的有效性。

参考文献

- [1] PARSA L. On advantages of multi-phase machines[C]//31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005: 1574-1579.
- [2] 孙伯升. 基于改进型ESO的表贴式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电气传动, 2021, 51(3): 3-8.
SUN Diansheng. Sensorless control of surface mounted permanent magnet synchronous motor based on improved extended state observer[J]. Electric Drive, 2021, 51(3): 3-8.
- [3] 申永鹏, 刘安康, 崔光照, 等. 永磁同步电动机全转速范围无位置传感器复合控制[J]. 微特电机, 2019, 47(5): 41-46.
SHEN Yongpeng, LIU Ankang, CUI Guangzhao, et al. Full speed range position-sensorless compound control scheme for PMSM[J]. Small & Special Electrical Machines, 2019, 47(5): 41-46.
- [4] 陈汝兵, 曹太强, 郭筱瑛, 等. 基于MRAS的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电测与仪表, 2021, 58(8): 179-184.
CHEN R B, CAO T Q, GUO X Y, et al. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on MRAS[J].

- Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(8): 179–184.
- [5] 谢刚, 颜学龙, 孙天夫, 等. 永磁同步电机模型预测磁场定向控制技术[J]. 电气传动, 2021, 51(3): 9–15.
XIE G, YAN X L, SUN T F, et al. Model predictive field oriented control technology for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2021, 51(3): 9–15.
- [6] 黄堃, 张楠, 黄麟. 双Y移30°永磁同步电机逆变器开路故障诊断方法[J]. 微电机, 2020, 53(1): 84–88.
HUANG K, ZHANG N, HUANG L. Inverter diagnostic method of open-switch faults of dual Y shift 30 degrees permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2020, 53(1): 84–88.
- [7] 陈瑞成, 夏帅, 程国栋, 等. 双三相永磁同步电机多参数辨识无传感器控制[J]. 电力电子技术, 2021, 55(10): 129–132, 136.
CHEN R C, XIA S, CHENG G D, et al. Sensorless control of three-phase permanent magnet synchronous motor based on multi-parameter identification[J]. Power Electronics, 2021, 55(10): 129–132, 136.
- [8] 孟超, 欧阳红林, 刘伟候, 等. 双Y移30°永磁同步电机的空间矢量调制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 90–98.
MENG C, OUYANG H L, LIU W H, et al. Space-vector PWM techniques for dual Y shift 30 degree permanent-magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 90–98.
- [9] 史友情, 陶彩霞. 双Y移30°六相永磁同步电机谐波电流抑制技术[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(3): 90–95.
SHI Y Q, TAO C X. Techniques to restrain harmonics of six-phase permanent magnet synchronous motor with two Y-connected windings displaced by 30°[J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(3): 90–95.
- [10] KOMINAMI T, FUJIMOTO Y. A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads[C]//2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, 2007: 2346–2350.
- [11] JARUTUS N, KUMSUWAN Y. A comparison between level- and phase-shift space vector duty-cycle modulations using a nine-switch inverter for an ASD[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015.
- [12] DENG Y, TEO K H, DUAN C J, et al. A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5204–5217.
- [13] JARUTUS N, KUMSUWAN Y. Level-shift space vector pulse width modulation for a nine-switch inverter[C]//International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2015.
- [14] GAO Feng, ZHANG Lei, LI Ding, et al. Optimal pulse width modulation of nine-switch converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2331–2343.
- [15] JARUTUS N, KUMSUWAN Y. Phase-shift space vector pulse width modulation for nine-switch inverter[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014.
- 收稿日期: 2021–10–26
修改稿日期: 2022–01–03