

DOI: 10.7667/PSPC180127

一种快速 SVPWM 算法及其过调制策略研究

王光, 王旭东, 马俊杰, 白亚丽

(哈尔滨理工大学汽车电子驱动控制与系统集成教育部工程研究中心, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 针对传统 SVPWM 算法结构复杂、运算量大等问题, 提出一种基于三扇区矢量空间的快速 SVPWM 算法。该算法无需进行坐标变换, 有效避免了传统算法中多次三角运算和开方运算, 减少了逻辑判断次数。通过简单四则运算便能快速实现精准调制, 从而极大地简化了 SVPWM 的算法结构, 减少了算法的执行时间。此外, 分析并提出基于分段非线性拟合的 SVPWM 算法过调制策略。该策略避免了传统算法过调制策略中复杂的保持角和控制角的计算, 并减少了查表法带来的内存消耗和调制误差, 进一步提升了直流母线电压利用率。仿真和实验验证了该 SVPWM 算法及其过调制策略的有效性和优越性。

关键词: SVPWM; 快速算法; 三扇区矢量空间; 过调制

Research of fast SVPWM algorithm and its overmodulation method

WANG Guang, WANG Xudong, MA Junjie, BAI Yali

(Ministry of Education Engineering Research Center of Automotive Electronics Drive Control and System Integration, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: To solve the problems of complex structure and large computation of the traditional algorithm, a fast SVPWM algorithm based on three-section vector space is put forward. Without coordinate transformation, it uses the arithmetic instead of complicated trigonometric operation, so it can reduce the number of logic judgment and get more accurate modulation. As a result, the algorithm structure of SVPWM is greatly simplified and the operation time is reduced. Besides, to improve the utilization ratio of DC bus voltage further, an over-modulation method based on piecewise nonlinear fitting is analyzed and raised, which can avoid the complex calculation of the holding angle and the control angle as well as the error of the modulation caused by look-up table method is also reduced. The results of simulation and experiment indicate that the fast SVPWM algorithm and its over-modulation method are effective and superior.

This work is supported by Major Science and Technology Project of Guangdong Province (No. 2015B010118003) and Science and Technology Plan of Shandong Institutions of Higher Education (No. J17KB136).

Key words: SVPWM; fast algorithm; three-section vector space; over-modulation

0 引言

近年来, 空间矢量 PWM(SVPWM)控制技术由于其相比于正弦波脉宽调制(SPWM)技术具有直流母线电压利用率高, 电压谐波含量低, 且更易于数字化实现等优点, 逐渐被广泛运用于交流电机控制、新能源发电、不间断电源等三相逆变场合^[1-5]。

传统 SVPWM 调制算法在运用过程中需要进行坐标变换和较多的三角函数运算, 从而增大了算法

的运算量, 降低了控制系统的实时性^[6-7]。目前已有许多学者对 SVPWM 算法进行研究并提出改进策略。文献[8-9]提出了一种基于 60°坐标系下的 SVPWM 算法, 一定程度上简化了传统算法的运算量, 但此算法扇区判断及基本电压作用时间的计算过程仍较为繁琐; 文献[10]提出一种无扇区空间矢量脉宽调制算法, 无需扇区判断即可求解逆变桥脉冲控制信号的占空比, 但此算法在求解基本矢量作用时间时仍需要进行三角函数运算, 对 SVPWM 算法运算量的简化有限; 文献[11]提出一种低硬件消耗的 SVPWM 算法, 提高了算法运算速度并减少了程序代码量; 文献[12]提出一种基于 120°非正交坐

基金项目: 广东省重大科技专项项目资助(2015B010118003); 山东省高等学校科技计划项目资助(J17KB136)

标系的 SVPWM 算法, 简化了算法结构, 提高了运算速度和控制的准确性。

本文在以往研究的基础上, 提出一种快速 SVPWM 算法。该算法将传统 SVPWM 算法的六扇区模式改为三扇区模式, 从而减少逻辑判断的次数, 并且不需要进行坐标变化及三角函数运算, 根据三相调制电压的差值关系, 能够快速准确计算得到电压空间矢量所在的扇区及基本矢量的作用时间。根据所提出的 SVPWM 算法的特点, 设计了一种改进型五段式 PWM 调制方式, 能够有效减小 SVPWM 算法单个调制周期中功率开关器件的开关次数, 减小系统的开关损耗。此外, 分析并提出了该 SVPWM 算法在过调制时的调制策略, 进一步提升了 SVPWM 算法的直流母线电压利用率, 使得本文提出的快速 SVPWM 算法具有更强的工程应用价值。

最后, 通过 Simulink 仿真及实验, 验证了本 SVPWM 算法及其过调制控制策略的可行性。并且与传统 SVPWM 算法相比, 本算法具有算法结构简单、运算量小、算法执行周期短、占用内存小等优势。

1 SVPWM 的基本原理

图 1 为三相全桥逆变器拓扑电路, 定义 S_i ($i=A, B, C$) 为 i 相桥臂的开关状态。

$$S_i = \begin{cases} 1 & i \text{ 相上管导通, 下管关闭} \\ 0 & i \text{ 相下管导通, 上管关闭} \end{cases} \quad (1)$$

以变换前后幅值不变作为约束条件, 定义电压空间矢量为^[13]

$$\mathbf{V}_s = \frac{2}{3}(\mathbf{V}_A + \alpha \mathbf{V}_B + \alpha^2 \mathbf{V}_C) \quad (2)$$

式中: 旋转因子 $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; V_A 、 V_B 、 V_C 为三相调制电压。从而三相逆变桥中 6 只开关器件可形成 8 种有效开关状态组合, 每种状态组合对应产生一种基本矢量, 定义为 $\mathbf{V}_k(S_A S_B S_C)$, k 为 $S_A S_B S_C$ 构成的二进制数值。其中 $\mathbf{V}_1(001)$ 、 $\mathbf{V}_2(010)$ 、 $\mathbf{V}_3(011)$ 、 $\mathbf{V}_4(100)$ 、 $\mathbf{V}_5(101)$ 、 $\mathbf{V}_6(110)$ 为非零矢量, 其幅值为 $\frac{2}{3}V_{dc}$, 其中 V_{dc} 为直流母线电压。 $\mathbf{V}_0(000)$ 、 $\mathbf{V}_7(111)$ 对应矢量幅值为 0, 称为零矢量。

SVPWM 算法根据伏秒平衡原则^[14], 通过控制参考电压矢量 \mathbf{V}_{ref} 邻近的两个非零基本矢量的作用时间, 使得在一个载波周期 T_s 内, 两个基本矢量共同作用的效果等于参考电压矢量单独作用的效果。

图 2 为基本矢量构成的六扇区基本矢量空间。 T_i 、 T_j 参考电压矢量 \mathbf{V}_{ref} 邻近的两个非零基本矢量

\mathbf{V}_i 、 \mathbf{V}_j 的作用时间, 其中规定 \mathbf{V}_i 为参考电压矢量顺时针方向基本矢量, \mathbf{V}_j 为参考电压矢量逆时针方向基本矢量, T_0 为零矢量 \mathbf{V}_0 或 \mathbf{V}_7 的作用时间。根据伏秒平衡原则有

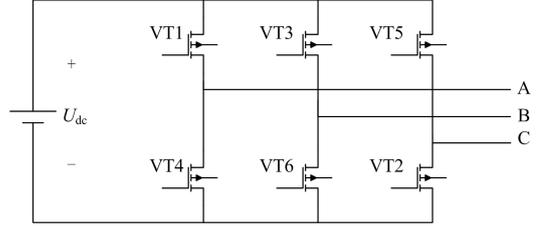


图 1 三相全桥逆变器

Fig. 1 Three-phase full-bridge inverter

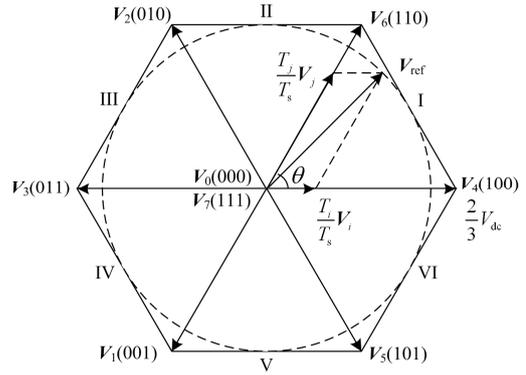


图 2 基本矢量空间

Fig. 2 Basic vector space

$$\mathbf{V}_{ref} = \frac{T_i}{T_s} \mathbf{V}_i + \frac{T_j}{T_s} \mathbf{V}_j + \frac{T_0}{T_s} \mathbf{V}_0 \quad (3)$$

利用三角形正弦定理可求得两个基本电压矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_j = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{V_{dc}} \sin\theta \end{cases} \quad (4)$$

在一个载波周期内, 电压矢量的作用时间应满足:

$$T_s = T_i + T_j + T_0 \quad (5)$$

可以看出, 如果直接采用式(4)进行矢量作用时间计算会涉及三角函数运算, 这势必会增加控制器的运算负担, 降低算法程序的运行效率。传统 SVPWM 算法在实际运用时往往先将三相调制电压经过 Clarke 变换得到参考电压矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压分量 V_α 和 V_β , 从而根据伏秒平衡原则通过控制基本矢量的作用时间分别合成电压分量 V_α 和 V_β , 其效果等效于直接合成参考电压矢量。传统

SVPWM 通过坐标变换能够避免使用三角函数进行运算,但其运算过程中仍然涉及到大量浮点数乘除运算、开方运算和过多的逻辑判断,从而使得其算法结构复杂、运算量依旧很大。传统 SVPWM 算法具体实施步骤可以参考文献[15],本文不再赘述。

2 快速 SVPWM 算法原理

2.1 三扇区矢量空间

图 3 为三扇区矢量空间,与传统 SVPWM 算法使用的六扇区矢量空间相比,本算法只使用了 0° 、 120° 、 240° 方向上的三个基本矢量。这三个方向上基本矢量的特殊性在于其与三相参考调制电压方向是一致的。空间电压矢量在这三个方向上的分量即为此时三相调制电压的瞬时值,从而可以利用给定的参考三相调制电压直接获得参考电压空间矢量在基本矢量上的分量,并由此可快速判断空间电压矢量所在的扇区。此过程有效地避免了传统 SVPWM 算法中繁琐的坐标变换、三角函数运算和开方运算,从而极大地精简了算法结构,提高了算法运行效率,并为后续基本矢量作用时间的计算提供了极大的便利。

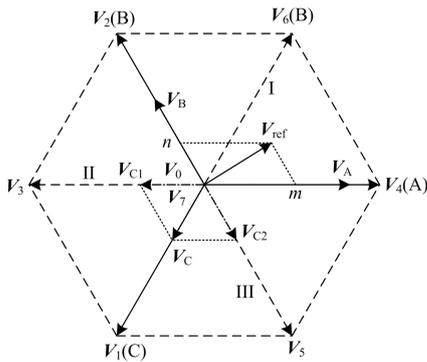


图 3 三扇区矢量空间

Fig. 3 Three sections vector space

2.2 扇区判断

设三相参考电压矢量分别为 V_A 、 V_B 、 V_C , 则通过三相参考调制电压之间的差值关系,可以快速判断出空间电压矢量所在的扇区。以图 3 中处于扇区 I 中的参考电压矢量 V_{ref} 为例,根据矢量加法有 $V_{ref}=V_A+V_B+V_C$, 矢量 V_C 在 V_4 和 V_2 方向上的分矢量为 V_{C1} 和 V_{C2} 。从而在数值上,如果 $V_A-V_{C1}>0$ 且 $V_B-V_{C2}>0$, 也即 $V_A-V_C>0$ 且 $V_B-V_C>0$, 则可判定参考电压矢量 V_{ref} 处于 I 扇区。这里为后续处理方便,将 V_4 划定在扇区 I。参考电压矢量处于扇区 II 和扇区 III 的判定方法与扇区 I 判定方法类似,为扇区 I 逆时针旋转 120° 和 240° 的情况。

此方法省去了坐标变化及复杂运算,直接由三相电压数值关系得到空间电压矢量所在扇区。设空间矢量所处的扇区为 N , 定义三相参考电压差值变量为

$$\begin{cases} X = V_A - V_C \\ Y = V_B - V_A \\ Z = V_C - V_B \end{cases} \quad (6)$$

当 $X>0$ 且 $Z\leq 0$, 则 $N=1$; 当 $Y>0$ 且 $X\leq 0$, 则 $N=2$; 当 $Z>0$ 且 $Y\leq 0$, 则 $N=3$ 。

2.3 基本矢量作用时间

快速 SVPWM 算法基于三扇区矢量空间,因而在根据伏秒平衡原则进行参考电压矢量合成时,只使用到 V_1 、 V_2 、 V_4 这三个基本矢量。为处理方便,将三相参考电压差值变量进行标么化:

$$\begin{cases} x = \frac{X}{\frac{2}{3}V_{dc}} \\ y = \frac{Y}{\frac{2}{3}V_{dc}} \\ z = \frac{Z}{\frac{2}{3}V_{dc}} \end{cases} \quad (7)$$

图 3 中 m 和 n 分别为参考电压矢量在邻近基本矢量方向上投影的标么值,显然 $\{m,n\} \in \{|x|,|y|,|z|\}$, 根据伏秒平衡原则有

$$\begin{cases} 1 \cdot T_i = m \cdot T_s \\ 1 \cdot T_j = n \cdot T_s \end{cases} \quad (8)$$

从而易得基本电压矢量作用时间为

$$\begin{cases} T_i = mv \cdot T_s \\ T_j = n \cdot T_s \end{cases} \quad (9)$$

参考电压矢量处于各扇区时,基本矢量在单个载波周期内的作用时间如表 1 所示。

表 1 基本矢量作用时间

Table 1 Operating time of basic vectors			
N	I	II	III
T_1	0	$-x \cdot T_s$	$z \cdot T_s$
T_2	$-z \cdot T_s$	$y \cdot T_s$	0
T_4	$x \cdot T_s$	0	$-y \cdot T_s$

2.4 PWM 调制

传统 SVPWM 算法常用的调制波形有五段式和七段式,采用不同的调制波形会对逆变性能产生影响^[16]。五段式调制方式的优点在于逆变器开关器件

的开关次数比七段式调制方式少 1/3, 而七段式调制相比于五段式具有更低的谐波含量。但无论是五段式调制还是七段式调制, 都是通过六扇区空间中相邻矢量作用时间进行调制的, 必须使用到三相桥臂的状态 $S_A S_B S_C$ 中有两个 1 状态的基本矢量。而本文提出的快速 SVPWM 算法基于三扇区矢量空间, 使用到的基本矢量 $V_1(001)$ 、 $V_2(010)$ 、 $V_4(100)$ 都无法满足该要求, 因此无法直接应用传统五段式或七段式波形调制方式。为此, 根据三扇区矢量空间的特点, 本文将传统五段式波形调制方式改进, 提出如图 4 所示的改进型五段式 PWM 调制方式。

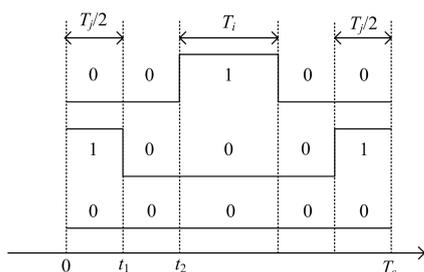


图 4 改进型五段式 PWM 调制方式

Fig. 4 New five segment PWM modulation

改进型五段式 PWM 调制方式将基本矢量 V_i 的作用时间全部置于每个载波周期的中间位置, 将基本矢量 V_j 的作用时间对称置于每个载波周期的始末位置。波形对称分布一是可以减小逆变输出的谐波含量, 二是方便在带有 PWM 模块的控制器(如 STM32 系列单片机、28 系列 DSP 等)中使用增减计数模式。

由图 4 可以看出, 该调制方式每个载波周期有一相桥臂不进行状态变化, 从而相对于七段式调制方式, 逆变器开关损耗可以减小 1/3。容易解得 PWM 在一个载波周期内的翻转时刻为

$$\begin{cases} t_1 = 0.5 \cdot T_j \\ t_2 = 0.5 \cdot (T_s - T_i) \end{cases} \quad (10)$$

将 t_1 、 t_2 对应的数值赋给控制器相应的比较寄存器 CMPRx, 就能实现 PWM 占空比的控制。在一个调制周期内如果出现 t_1 大于 t_2 , 就会发生两相桥臂状态都为 1 的情况, 从而就会在调制过程中使用到基本矢量 $V_3(011)$ 、 $V_5(101)$ 、 $V_6(110)$ 。这说明改进型五段式 PWM 调制方式在 V_1 、 V_2 、 V_4 出力不足时, 会自动切换使用基本矢量 V_3 、 V_5 、 V_6 , 从而能在不减少基本矢量多样性的情况下, 减少逻辑判断次数, 这也是快速 SVPWM 算法相对于传统 SVPWM 算法在算法结构上优越性的体现。图 5 给出了在各个扇区各相 PWM 调制波形及变化趋势。

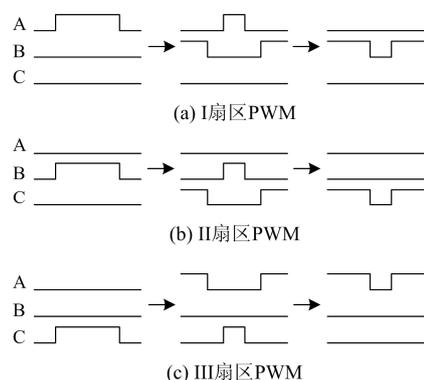


图 5 各相 PWM 变化趋势

Fig. 5 Change trend of PWM of each phase

综上所述可以看出, 本文提出的快速 SVPWM 算法不涉及复杂的运算和过多的逻辑判断, 不仅有效地避免了控制器进行大量浮点运算的严重耗时, 而且减小浮点数处理过程中的舍入误差, 在运算速度和调制精度上都有巨大提升, 使 SVPWM 算法在数字控制器中更容易实现。

3 快速 SVPWM 算法过调制策略

在直流母线电压一定的情况下, 当参考电压矢量的幅值大于 $\frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$, 也即参考电压矢量圆与基本矢量围成的六边形相交时, SVPWM 算法处于过调制状态, 此时六边形内部的圆弧轨迹保持不变, 六边形外部的圆弧轨迹被强制拉回到六边形边界, 从而造成调制电压的缺损。采用适当的过调制策略提高电源电压利用率是改善电机性能、获得更大电磁转矩的有效手段。但传统过调制策略存在两个问题: 一是保证较高调制精度的情况下, 过调制算法控制角和保持角的计算运算量大; 二是如果采用查表的方式获取控制角和保持角又会降低调制的精度, 并且需要控制器额外提供足够的存储空间存放查表数据。为此, 结合快速 SVPWM 算法的特点, 本文提出一种基于非线性拟合的过调制策略, 该策略能够在不用查表且避免过多运算的情况下, 保证过调制算法拥有足够的精度, 实现直流母线电压利用率的提升。定义调制比为

$$M = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (11)$$

根据调制比的大小, 将过调制区划分为过调制 I 区和过调制 II 区, 其在过调制策略上有所不同。

3.1 过调制 I 区调制策略

SVPWM 算法处于过调制 I 区时, 采用增加参

考电压幅值的方式补偿过调制引起的缺口电压^[17-18]。如图 6 所示为在过调制 I 区时 I 号扇区的矢量空间图像, 矢量圆 S_1 为未采取过调制策略前的参考电压矢量圆, 过调制产生的缺口电压导致逆变器输出基波电压无法达到设定的参考电压幅值。过调制 I 区根据面积等效原则补偿缺损电压, 将设定的参考电压矢量圆增大为 S_2 , 从而利用补偿电压弥补过调制引起的电压缺损, 达到提升直流母线电压利用率的目的。

设 S_1 的调制比为 M_1 , S_2 的调制比为 M_2 , 也即 $|oe|=M_1$, $|of|=M_2$ 。由直角坐标系 xoy 系到 120° 坐标系 AoB 系的变换规则为

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \quad (12)$$

从而可得 120° 坐标系下圆形的表达式为

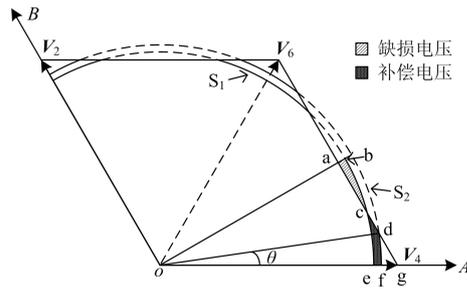


图 6 过调制 I 区示意图

Fig. 6 Schematic diagram of overmodulation area I

$$(A - 0.5B)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}B\right)^2 = R^2 \quad (13)$$

从而可易解得 d 点在 120° 坐标系下的坐标为 $(1, \frac{1 - \sqrt{4M_2^2 - 3}}{2})$, 也即 $|dg| = \frac{1 - \sqrt{4M_2^2 - 3}}{2}$, 由余弦定理可得

$$\cos \theta = \frac{3 + \sqrt{4M_2^2 - 3}}{4M_2} \quad (14)$$

根据面积等效原则应有 $S_{abc} = S_{cdfe}$, 也即 $S_{obe} = S_{oadf}$, 得

$$\frac{1}{12} \pi M_1^2 = \frac{\sqrt{12M_2^2 - 9}}{8} + \frac{1}{2} M_2^2 \theta \quad (15)$$

解得

$$M_1 = \sqrt{\frac{3\sqrt{12M_2^2 - 9} + 12M_2^2 \theta}{2\pi}} \quad (16)$$

通过式(14)和式(16)无法解得表达式 $M_2 = f(M_1)$, 从而无法根据过调制 I 区的调制比直接计算得到补偿后的电压调制比大小, 实际上, 即使获得上述准确表达式, 其计算过程也会十分复杂。因此, 本文采用分段非线性拟合的方法获得上述近似表达式, 从而在保证足够调制精度的情况下简化运算并避免查表方式带来的不足。

当 $M_2=1$ 时, 过调制策略的电压补偿能力达到极限, 解得 $M_1 = \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \approx 0.909$ 。因此, 本文设定过调制 I 区的调制比为 $0.866 < M \leq 0.909$ 。设置采样步长为 0.000 1, 由式(14)和式(16)并结合 Matlab 软件可以得到过调制 I 区设定参考电压调制比与补偿电压调制比的对应数据 (M_1, M_2) 。通过 Matlab Curve Fitting 工具箱对数据 (M_1, M_2) 直接进行二次拟合的效果如图 7 所示, 可知直接进行拟合的拟合误差较大。

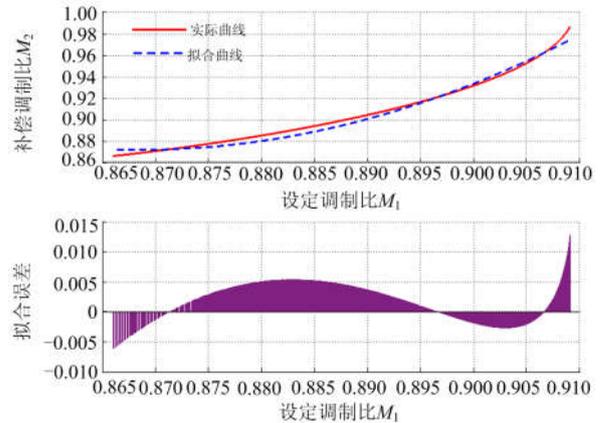


图 7 直接拟合效果图

Fig. 7 Fitting effect diagram of direct fitting

本文对直接拟合后的误差进一步拟合, 通过用直接拟合的表达式减去对误差进行拟合的表达式得到减小误差后的拟合表达式。本文根据对误差分布情况的分析及实际仿真调试的效果, 在 0.896 和 0.905 设置分界点, 对数据 (M_1, M_2) 进行分段二次拟合, 根据拟合误差不断调整拟合表达式的系数, 在满足设定的调制精度情况下, 确定拟合表达式为

$$M_2 = \begin{cases} 29.855 \cdot M_1^2 - 50.859 \cdot M_1 + 22.521 & 0.866 < M_1 \leq 0.896 \\ 126.524 \cdot M_1^2 - 224.233 \cdot M_1 + 100.255 & 0.896 < M_1 \leq 0.905 \\ 1029.133 \cdot M_1^2 - 1859.105 \cdot M_1 + 840.552 & 0.905 < M_1 \leq 0.909 \end{cases} \quad (17)$$

从而在过调制 I 区可通过式(17)由设定的参考电压调制比 M_1 获得补偿电压调制比 M_2 。拟合曲线与实际曲线以及拟合误差如图 8 所示。由图 8 可知, 式(17)拟合效果非常好, 拟合曲线和实际曲线非常吻合, 拟合误差小于 0.001。

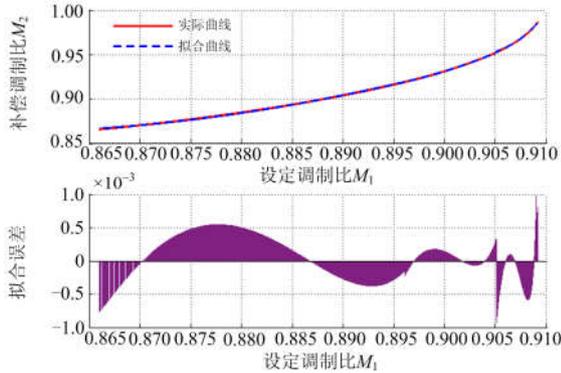


图 8 分段拟合效果图

Fig. 8 Fitting effect diagram of piece of fitting

3.2 过调制 II 区调制策略

当调制比 $M > 0.909$ 时, SVPWM 算法处于过调制 II 区, 此过调制状态无法通过补偿电压矢量补偿过调制引起的电压缺损。因此在过调制 II 区, 本文采用增加基本矢量作用时间的方式来进一步提高母线电压利用率^[19]。

如图 9 所示为过调制 II 区调制算法示意图, 图中 δ 为保持角, 即当参考电压空间矢量与其最近的基本矢量的夹角小于 δ 时, 保持该基本矢量输出; 当参考电压空间矢量与最近的基本矢量的夹角不小于 δ 时, 回归常规调制方式, 此时电压空间矢量轨迹为六边形边界。在过调制 II 区调制策略下, 当设定电压矢量处于扇区 I 时, 实际的输出电压矢量轨迹为图 8 中的矢量 V_4 、 V_6 、 V_2 以及阴影部分。

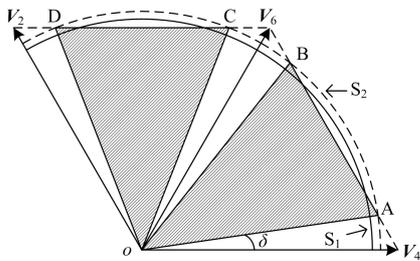


图 9 过调制 II 区示意图

Fig. 9 Schematic diagram of over-modulation area II

由调制比求解保持角的过程十分复杂, 其最终结果应用起来也十分不便^[20]。因此, 本文提出通过设置保持圆的方式代替保持角的计算。如图 9 所示, 设定参考电压矢量圆为 S_1 , 其调制比为 M_1 , 保持圆为 S_2 , 其调制比为 M_2 。调制规则: 当 S_2 轨迹超

出六边形时, 使用常规调制方式; 当 S_2 轨迹位于六边形内部时, 最近的基本矢量保持输出。类似于过调制 I 区, 在过调制 II 区可以通过参考电压矢量调制比 M_1 直接计算得到保持圆对应的调制比 M_2 。仿真实验测得 M_1 和 M_2 的对应数据, 通过分段非线性拟合获得 M_1 和 M_2 的近似函数关系为

$$M_2 = \begin{cases} 377.803 \cdot M_1^2 - 698.721 \cdot M_1 + 323.965 & 0.909 < M_1 \leq 0.925 \\ 20.262 \cdot M_1^2 - 39.611 \cdot M_1 + 20.208 & 0.925 < M_1 \leq 0.955 \end{cases} \quad (18)$$

过调制 I 区调制比逐渐增大时, 补偿电压圆半径逐渐增大, 当其外接于正六边形时, 其补偿能力到达极限, 继而进入过调制 II 区, 此时保持角 δ 为 0, 即保持圆与补偿电压矢量圆在此位置完成交替, 实现由过调制 I 区到过调制 II 区的平滑过渡。过调制 II 区调制比增大时, 保持圆半径逐渐减小, 当其内切于正六边形时, 逆变器六阶梯模式输出, 此时达到逆变器基波电压输出能力的极限, 母线电压利用率为 $\frac{2}{\pi}$, 即调制比最大能达到 0.955^[21]。综上所述, 本文过调制算法能够避免传统算法中控制角和保持角的计算, 实现从线性调制到六阶梯模式的平滑过渡。

4 算法仿真及实验

4.1 算法仿真

在 Matlab/Simulink 环境下搭建 SVPWM 算法模型及三相逆变电路。仿真条件设置如下: 直流母线电压 V_{dc} 为 300 V, 调制频率为 10 kHz, 输出交流电压频率为 50 Hz, 调制比 $M=0.5$, 逆变器经过三相 LC 低通滤波输出, 截止频率设为 500 Hz。

图 10 为扇区变化的波形, 其周期为 0.02 s, 与设定一致。电压空间矢量逆时针旋转, 依次经过 I、II、III 扇区。

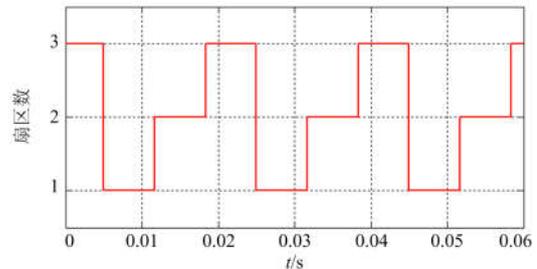


图 10 扇区波形

Fig. 10 Waveform of sections

图 11 为逆变器输出相电压波形, 在滤波前由许多 PWM 波组成, 滤波后为正弦波, 其周期为 0.02 s,

幅值为100 V,符合仿真设定,且实测其总谐波畸变率(THD)为 0.7%,正弦特性很好。图 12 为输出三相电压经 LC 滤波器滤波后的波形,逆变器输出为三相正序电压。

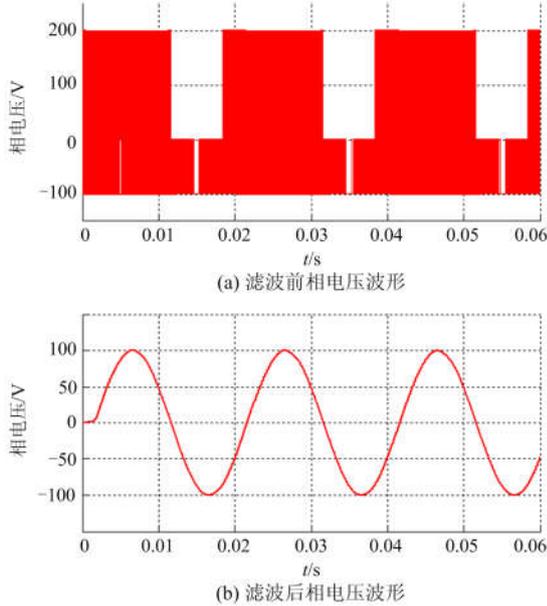


图 11 相电压波形

Fig. 11 Waveform of phase voltage

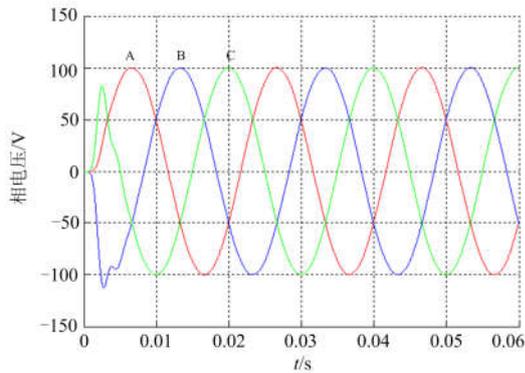


图 12 三相电压波形

Fig. 12 Waveform of three-phase voltage

图 13 为负载阻值分别为 $25\ \Omega$ 、 $15\ \Omega$ 、 $7.5\ \Omega$ 、 $2.5\ \Omega$ 时逆变器输出电流波形。在不断加载的过程中,逆变器稳定输出后的电压波形的正弦度依然非常好,从而验证了快速 SVPWM 算法在逆变应用中依旧具有很好的带载能力。

仿真测得几个关键调制比输出电压波形如图 14 所示。调制比 $M=0.866$ 时,即将进入过调制状态;调制比 $M=0.909$,逆变器即将进入过调制 II 区;调制比 $M=0.955$,逆变器输出六阶梯波,其基波电压达到最大值,实测此时基波电压峰值为 191 V,相电压的直流母线电压利用率达到 63.67%。

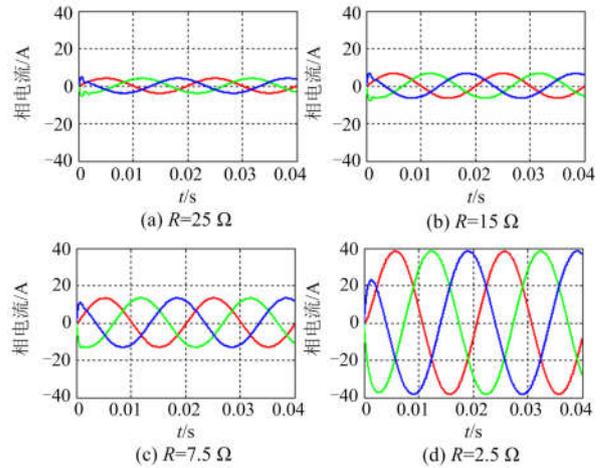


图 13 不同负载下逆变器输出电流波形

Fig. 13 Output current waveform of inverter under different loads

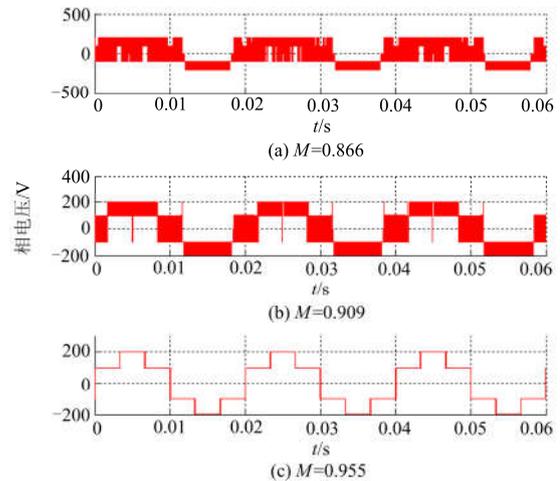


图 14 各调制比下电压波形

Fig. 14 Voltage waveforms under different modulation depth

图 15 为采用本文过调制策略和不采用过调制策略时, SVPWM 算法对给定参考电压的跟踪效果

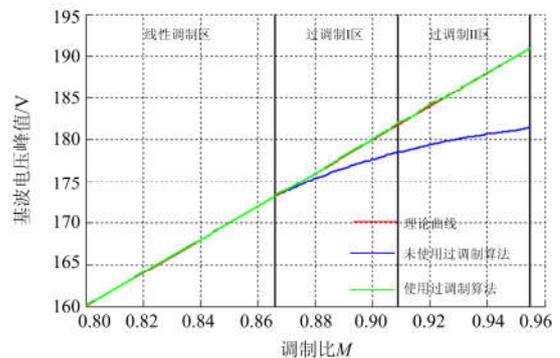


图 15 过调制算法使用前后电压跟踪效果

Fig. 15 Voltage tracking effect before and after using over modulation algorithm

曲线。可见在未使用过调制策略时, 逆变器进入过调制区后输出基波电压幅值无法达到设定值, 电压跌落越来越大, 而使用本文过调制算法, 逆变器能够很好地输出设定的指令基波电压峰值, 且在调制区切换时非常平稳, 从而说明了本文过调制算法的有效性和准确性。

4.2 实验

图 16 为逆变实验平台。实验采用的三相逆变器以 TMS320F28335 为主控, 通过可调直流电源为逆变器提供 600 V 直流母线电压, 设置调制频率为 10 kHz, 交流调制电压频率为 50 Hz, 调制比 $M=0.5$, 逆变器经过三相 LC 滤波输出, 其中滤波电容参数为 $10 \mu\text{F}$, 滤波电感参数为 4 mH。



图 16 逆变实验平台

Fig. 16 Inverter experimental platform

逆变实验采用本文设计的 SVPWM 算法, 通过示波器测得 A 相电压和 B 相电压经过低通滤波后的波形如图 17 所示。逆变输出正弦电压周期为 20 ms, 即电压频率为 50 Hz。开环空载情况下, 通过示波器测得相电压幅值为 99.93 V, 相对误差为 0.07%。

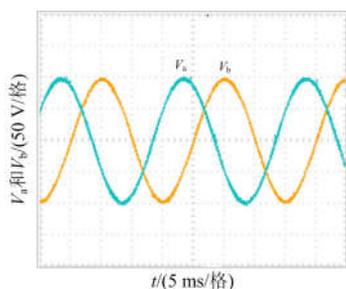


图 17 A 相电压和 B 相电压滤波后波形

Fig. 17 Voltage waveform of A phase and B phase after RC low-pass filter

为了实际验证基于快速 SVPWM 算法的逆变器在实际应用中的带载能力, 实验测得在不同阻性负载下逆变器输出波形及数据。图 18 为逆变器输出电

流有效值分别为 3.29 A、8.18 A、16.19 A、31.74 A 的波形, 其对应逆变器的输出电压有效值分别为 227 V、226.4 V、224.6 V、221.3 V。随着负载加重, 逆变器输出电压波形的正弦度依旧非常好。逆变器在带重载时存在输出电压跌落, 但在开环运行的情况下, 其跌落程度是能够接受的。

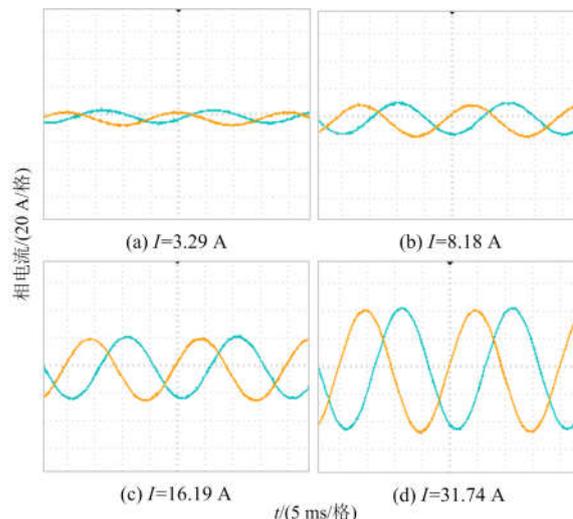


图 18 不同负载下逆变器输出电流波形

Fig. 18 Output current waveform of inverter under different loads

实验采用两种方法对快速 SVPWM 算法和传统 SVPWM 算法的运算时间进行对比。一种是在使用 CCS 软件对 DSP 程序进行在线调试的过程中, 在 SVPWM 算法的开始和结束位置设置断点, 从而可以测得运行断点间的程序所消耗的时间; 另一种是在算法的开始和结束位置翻转 DSP 芯片某个管脚的电平状态, 通过示波器观察该管脚的正脉冲持续时间, 即为算法运行的时间。图 19 为使用翻转电平的方法对两种算法运算时间的对比情况, 传统算法 SVPWM 算法执行一次耗时 13.14 μs , 而使用新型 SVPWM 算法耗时 9.43 μs , 效率提高了 28.2%。

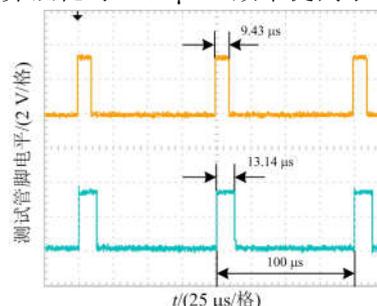


图 19 传统算法和快速算法耗时对比

Fig. 19 Executive time of the traditional algorithm and the fast algorithm

实际运用 SVPWM 进行编程时, 使用 TI 公司提供的 IQmath 库可以有效减小需要进行大量浮点数运算程序的运算时间, 实验对传统 SVPWM 算法和快速 SVPWM 算法分别在使用和未使用 IQmath 库的情况下算法的执行时间进行测量, 通过多次测量后计算平均值, 所得结果如表 2 所示。

表 2 传统算法与快速算法执行时长对比

Table 2 Comparison between traditional algorithm and fast algorithm in operating time

测量方式	未使用 IQmath 库		使用 IQmath 库	
	设置 断点	翻转 电平	设置 断点	翻转 电平
	传统算法/ μs	12.99	13.14	9.69
新型算法/ μs	9.32	9.43	8.83	9.05
缩减时长/ μs	3.67	3.71	0.86	0.82
效率提升量/%	28.25	28.23	8.88	8.31

翻转电平的方法比设置断点的方法测量的时间稍长, 在未使用 IQmath 库的情况下, 新型 SVPWM 算法相比传统 SVPWM 在算法执行时间上有很大的提升, 效率提高 28%; 使用 IQmath 库时, 由于浮点运算的速度已经极大提升, 新型 SVPWM 算法速度优势没有不使用 IQmath 时显著, 但效率仍能有 8% 的提高。

此外, 实验使用谐波分析仪分别对采用传统五段式调制方式、改进五段式调制方式、七段式调制方式的 SVPWM 算法输出电压的谐波进行测量。实验测得开环控制下改进五段式调制方式输出电压 THD 为 2.69%, 低于传统五段式调制方式的 3.27%, 略高于七段式调制方式的 2.46%。但考虑到改进五段式调制方式相比于七段式调制方式能减少 1/3 左右的开关损耗, 本文提出的采用五段式调制方式的快速 SVPWM 算法在对能耗和发热要求较高的大功率逆变场合将具有巨大优势。

5 结论

本文提出一种基于三扇区矢量空间的快速 SVPWM 算法, 该算法能够简化 SVPWM 算法的算法结构, 有效避免传统算法中三角函数和开方等复杂的运算, 通过简单四则运算和逻辑判断便能实现精准调制。提出的基于分段非线性拟合方式的 SVPWM 算法过调制策略不但能够减少查表方式带来的繁琐和误差, 而且有效避免了传统过调制算法中复杂的控制角和保持角运算, 提高过调制算法的运行效率。通过仿真验证了本文快速 SVPWM 算法

及其过调制策略的可行性, 并在实验中采取不同的时间测量方法比较了传统算法和本文快速算法在执行时间上的差异。仿真和实验结果表明, 本文 SVPWM 算法具有运算简单、算法执行周期短、调制准确等优点, 可以有效缩减 SVPWM 算法程序的执行时间。通过加入本文过调制策略可以进一步增大直流母线电压利用率, 在实际工程中具有重要的应用价值。

参考文献

- [1] 袁洁, 王耀南. 单相三电平整流器双滞环 SVPWM 电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(7): 32-36. YUAN Jie, WANG Yaonan. Double hysteresis SVPWM current control method for single-phase three-level rectifiers[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(7): 32-36.
- [2] 马璐, 刘莉, 雷蕾, 等. 并联三相逆变器环流的双变零矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 74-81. MA Lu, LIU Li, LEI Lei, et al. Research on circulation current control of double changed zero vector for parallel three-phase inverters[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(21): 74-81.
- [3] 叶吉亮, 李岚, 刘海霞, 等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 113-119. YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverter under unbalanced and harmonic voltage condition[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 113-119.
- [4] 郭利辉, 张元敏, 李永辉, 等. 三相电压型 PWM 变流器交流侧 LCL 滤波器的有源阻尼策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(4): 132-138. LIU Lihui, ZHANG Yuanmi, LI Yonghui, et al. Research on active damping strategy of LCL filter in three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(4): 132-138.
- [5] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI: 10.1186/s41601-016-0019-8.
- [6] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137. ZHOU Weiping, WU Zhengguo, TANG Jinsong, et al. A novel algorithm of SVPWM and the study on the essential relationship between SVPWM and SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 133-137.
- [7] 李涛, 张晓锋, 乔鸣忠. SPWM 与 SVPWM 的宏观对等性研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(增刊 1): 178-184.

- LI Tao, ZHANG Xiaofeng, QIAO Mingzhong. Research on the macro-equivalence between SPWM and SVPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(S1): 178-184.
- [8] 赵辉, 李瑞, 王红君, 等. 60°坐标系下三电平逆变器 SVPWM 方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 39-45.
ZHAO Hui, LI Rui, WANG Hongjun, et al. Study on SVPWM method based on 60°coordinate system for three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 39-45.
- [9] 王畅, 王聪, 刘建东, 等. 60°坐标系矿用变频器 SVPWM 算法研究[J]. 煤炭科学技术, 2012, 40(2): 94-97.
WANG Chang, WANG Cong, LIU Jiandong, et al. Research on SVPWM algorithm of mine frequency converter based on 60°coordinate system[J]. Coal Science and Technology, 2012, 40(2): 94-97.
- [10] 方斯琛, 李丹, 周波, 等. 新型无扇区空间矢量脉宽调制算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 35-40.
FANG Sichen, LI Dan, ZHOU Bo, et al. A novel algorithm of space-vector PWM without sector calculation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 35-40.
- [11] 齐昕, 王冲, 周晓敏, 等. 一种低硬件资源消耗快速 SVPWM 算法[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(4): 31-38.
QI Xin, WANG Chong, ZHOU Xiaomin, et al. Low hardware resource consumption fast SVPWM algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4): 31-38.
- [12] 孙鹤旭, 荆锴, 董砚, 等. 基于120°坐标系的 SVPWM 算法研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 52-57.
SUN Hexu, JING Kai, DONG Yan, et al. Research of SVPWM algorithm based on 120°coordinates system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5): 52-57.
- [13] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
YANG Guijie, SUN Li, CUI Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83.
- [14] 陆原, 胡丙辉, 张军伟, 等. 基于 SVPWM 调制的三段式算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(6): 68-75.
LU Yuan, HU Binghui, ZHANG Junwei, et al. A three-segment algorithm research based on SVPWM modulation[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(6): 68-75.
- [15] 赵辉, 胡仁杰. SVPWM 的基本原理与应用仿真[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 350-353.
- ZHAO Hui, HU Renjie. Space-vector pulse width modulation and its simulation based on Simulink[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 350-353.
- [16] 薛毓强, 刘斌. 基于空间矢量 PWM 技术的零矢量分配问题分析[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(8): 93-97.
XUE Yuqiang, LIU Bin. Analysis of zero state vector distribution based on space vector PWM[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(8): 93-97.
- [17] HOLTZ J, LOTZKAT W, KHAMBADKONE A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [18] 王旭东, 张思艳, 欲腾伟. SVPWM 过调制中控制角算法的分析与应用[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(12): 63-67.
WANG Xudong, ZHANG Siyan, YU Tengwei. Control angle algorithm of SVPWM over modulation analysis and application[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(12): 63-67.
- [19] LEE D C, LEE G M. A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [20] 吴德会, 夏晓昊, 张忠远, 等. 基于三相桥臂坐标的 SVPWM 过调制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 150-158.
WU Dehui, XIA Xiaohao, ZHANG Zhongyuan, et al. A SVPWM overmodulation method based on three-phase bridge arm coordinates[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 150-158.
- [21] 张立伟, 刘钧, 温旭辉, 等. 基于基波电压幅值线性输出控制的 SVPWM 过调制新算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 12-18.
ZHANG Liwei, LIU Yun, WEN Xuhui, et al. A novel algorithm of SVPWM inverter in the over-modulation region based on fundamental voltage amplitude linear output control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 12-18.

收稿日期: 2018-01-28; 修回日期: 2018-05-28

作者简介:

王光(1992—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为逆变器的数字化控制; E-mail: wgnb1@qq.com

王旭东(1958—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源汽车车载电机与控制; E-mail: wxd6158@163.com

马骏杰(1982—), 男, 博士研究生, 研究方向为逆变器的数字化控制。E-mail: m92275@126.com

(编辑 许威)