

DOI: 10.7667/PSPC150853

# 基于 SVPWM 调制的三段式算法研究

陆原, 胡丙辉, 张军伟, 高祺

(河北大学电子信息工程学院, 河北 保定 071002)

**摘要:** 在三相逆变中, 传统的 SVPWM 调制算法涉及到坐标变换和矢量分解, 有较多的三角函数运算、矩阵运算和无理数运算, 其复杂的计算降低了控制系统的实时性要求。提出了一种 SVPWM 三段式调制及其计算方法和实现方法, 其优点是简化了传统 SVPWM 调制的繁琐计算, 仅通过查表和简单乘法计算即可完成调制。扇区的判断和逆变桥驱动波生成由组合逻辑实现。调制和驱动波可由硬件实现, 也可由软件实现。对设计原理及要求做了说明, 并对 SVPWM 三段式调制做了 Simulink 仿真和电路实验。通过分析、仿真和实验, 证明了 SVPWM 三段式调制及其计算方法是可行的。

**关键词:** SVPWM 调制; 三段式算法; 三相逆变; Simulink 仿真; 总谐波(THD)

## A three-segment algorithm research based on SVPWM modulation

LU Yuan, HU Binghui, ZHANG Junwei, GAO Qi

(College of Electronic and Information Engineering, Hebei University, Baoding 071002, China)

**Abstract:** In the three-phase inverter, traditional SVPWM algorithm involves vector coordinate transformation and decomposition. It has more trigonometric function operations, matrixes, and irrational numbers operations. The complex computation reduces the real-time requirements of the control system. This paper presents a SVPWM three-segment modulation and its calculation method and realization method. It has the advantage of simplifying the traditional SVPWM modulation calculation and can be completed through the look-up table and simple multiplication modulation. Sector's judgment and drive inverter bridge wave generation are realized by the combination of logic and implementation. Drive wave modulation can be realized by hardware or software. This paper describes the design principle and the requirements, and the SVPWM three-segment modulation is made of Simulink simulation and circuit experiment. Through the analysis, simulation and experiment, it is proved that the three-segment modulation of SVPWM and its calculation method are feasible.

**Key words:** SVPWM modulation; three-segment algorithm; three-phase inverter; Simulink simulation; THD

## 0 引言

自 20 世纪 80 年代 SVPWM 调制技术被提出<sup>[1]</sup>, 由于其优秀的性能, 被广泛地应用在电气传动、电力系统新能源、有源电力滤波器和静止无功发生器中的三相逆变, 受到了工程和学术界的重视, 并被广泛地研究。现在, 无论是无源逆变还是有源逆变, 三相逆变中普遍采用 SVPWM 调制技术, 并且发展为一项比较成熟的调制技术。

由于传统的 SVPWM 调制算法涉及到坐标变换和矢量分解, 有较多的三角函数运算、矩阵运算和矢量运算<sup>[2-7]</sup>, 其复杂的计算降低了控制系统的实时性要求。因此一些新的 SVPWM 调制算法被提出。

文献[8-10]直接采用三相电压差值来计算基本电压矢量作用时间, 并由相电压之间从大到小排序来判断扇区。文献[11]对  $U_\alpha$  和  $U_\beta$  进行加减及逻辑运算就得到了合成矢量所在的扇区, 通过查表便可以得到该扇区基础合成矢量的作用时间。文献[12]研究了基于  $60^\circ$  坐标系的 SVPWM 算法, 该算法只需进行逻辑判断就可以得到参考矢量的具体位置, 用加减运算就可以得到基本矢量的作用时间。文献[13]对矢量空间压缩至特殊位置时判断其扇区, 并找到双边对称七段 SVPWM 三相占空比计算的特殊规律来简化计算。文献[14]将任意扇区的参考矢量变换到第一扇区, 通过第一扇区的矢量时间计算公式计算出波形的占空比。

这些算法的研究都没有改变七段式 SVPWM 调制的基础, 仅是试图在原 SVPWM 七段式调制的基础上找到一种更方便的算法, 但这些研究使 SVPWM 调制技术更趋于完善。

本文拟摒弃传统的七段式调制策略, 利用原生成基本矢量空间的思想, 提出一种 SVPWM 三段式算法。其优点是简化了传统七段式 SVPWM 调制的繁琐计算, 仅通过查表和简单乘法计算便可完成调制, 把复杂的 SVPWM 调制简单化处理, 提高了系统的实时性。其调制方法可用 DSP 软件实现; 也可以用 FPGA 硬件结构实现。本文介绍了在得到  $T_s$ 、 $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$  调制波后, 由组合逻辑电路生成逆变桥功率开关驱动波的方法。

最后, 通过 Simulink 仿真, 在仿真过程中对 SVPWM 三段式调制和七段式调制的调制特性做了对比分析。

在基于 TMS320F2808 的三相逆变试验平台上完成了实验。验证了 SVPWM 三段式调制及其计算方法可行的。

## 1 SVPWM 调制基本原理

对于有源逆变, 电网三相电压其平面三维坐标的电压合成矢量轨迹为一圆; 对于电机控制, 在三相电压作用下其磁链矢量的旋转轨迹也是一个圆。SVPWM 调制原理是用有序的开关信号控制三相逆变桥的六只功率开关器件  $T_1 \sim T_6$ , 如图 1 所示。使逆变输出三相电压  $U$ 、 $V$ 、 $W$  的合成矢量模拟这个圆, 如图 2 所示。

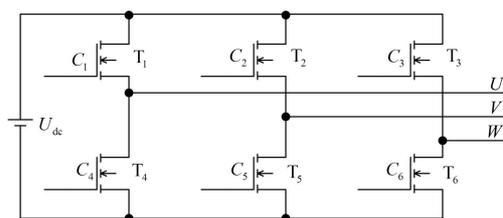


图 1 三相逆变器主回路

Fig. 1 Main circuit of the three-phase inverter

在图 1 中, 其六只功率开关器件的有效状态组合有 8 种, 分别是  $V_1(001)$ 、 $V_2(010)$ 、 $V_3(011)$ 、 $V_4(100)$ 、 $V_5(101)$ 、 $V_6(110)$ 、 $V_0(000)$  和  $V_7(111)$ , 称为 8 个基本矢量, 构成了由 6 个扇区组成的基本矢量空间, 如图 2 所示。其中, 在  $V_0$  和  $V_7$  状态下, 逆变器没有换流。SVPWM 调制是通过控制基本电压矢量的线性组合及作用时间, 使得参考电压矢量  $V_{ref}$  根据预先设计的周期和幅度进行圆形旋转<sup>[15]</sup>。

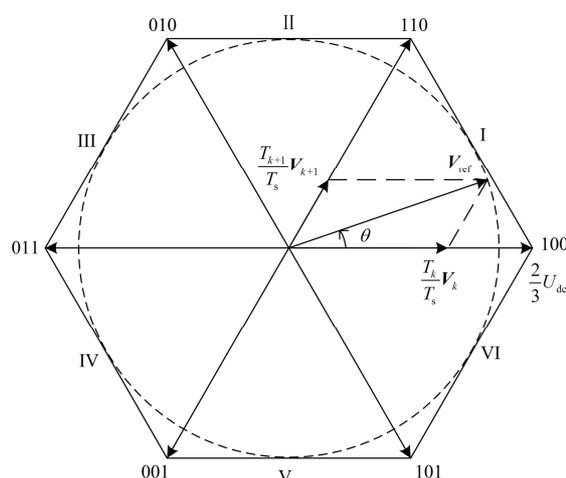


图 2 基本矢量空间

Fig. 2 Basic vector space

根据 PWM 算法的伏秒平衡原则, 参考电压矢量  $V_{ref}$  旋转到相应扇区某位置时, 其幅度均由相邻矢量  $V_k$ 、 $V_{k+1}$  和相应的分时作用时间组成, 通过控制基本电压矢量作用时间来控制参考电压矢量  $V_{ref}$  的大小。

$T_k$ 、 $T_{k+1}$  分别为  $V_k$ 、 $V_{k+1}$  对应的矢量作用时间,  $T_s$  为 SVPWM 调制周期, 则相邻基本电压矢量与零矢量作用下的合成参考电压矢量  $V_{ref}$  表达如下<sup>[15]</sup>:

$$V_{ref} = \frac{T_k}{T_s} V_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} V_{k+1} + \frac{T_0}{T_s} V_0 \quad (1)$$

在图 2 中, 由伏秒平衡原则和矢量合成的平行四边形法, 利用三角形的正弦定理可得两个电压矢量作用时间<sup>[15]</sup>。

$$T_k = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{U_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{U_{dc}} \sin\theta \quad (3)$$

式中  $U_{dc}$  是逆变器直流母线电压。

在一个 SVPWM 调制周期内, 参考矢量  $V_{ref}$  是由两个相邻矢量和零矢量共同作用的结果, 作用时间应满足式(4)。

$$T_s = T_0 + T_k + T_{k+1} \quad (4)$$

## 2 三段式 SVPWM 调制技术

通过对 SVPWM 调制基本原理的分析得出, SVPWM 调制应满足式(1)~式(4)。在这个基础上, 对三段式 SVPWM 调制作进一步分析。

2.1 三段式 SVPWM 调制波形

SVPWM调制波形的基本要求:

- (1) 为减小开关损耗, 每次矢量间的切换, 应仅有一个逆变桥臂的开关切换, 这样在每个SVPWM调制周期内, 仅三次开关切换。
- (2) 每个SVPWM调制波的最后一个状态为零矢量, 这样可以保证当停止逆变时, 逆变桥为关闭状态。

图 3 为三段式 SVPWM 调制波形, 图 3(a)~(f) 分别为在 6 个扇区的调制波形, 图 3(1)为奇调制波, 图 3(2)为偶调制波。

三段式SVPWM调制波特点:

- 1) 在每一个 SVPWM 调制波内, 其合成矢量  $V_{ref}$  是由本扇区的两个相邻矢量  $V_k$ 、 $V_{k+1}$  和零矢量 ( $V_0$ 、 $V_7$ ) 按作用时间比例构成。
- 2) 奇、偶调制波交替出现, 奇调制波以零矢量  $V_7$  (111) 结束, 偶调制波以零矢量  $V_0$  (000) 结束。
- 3) 每个 SVPWM 调制波内仅一次换流。
- 4) 对于某一逆变系统, 每个扇区的 SVPWM 调制波数  $n$  相对不变。
- 5) 在 6 个扇区的每一个 SVPWM 调制波周期内, 组成合成矢量  $V_{ref}$  的相邻矢量和零矢量的排列顺序如表 1 所示。

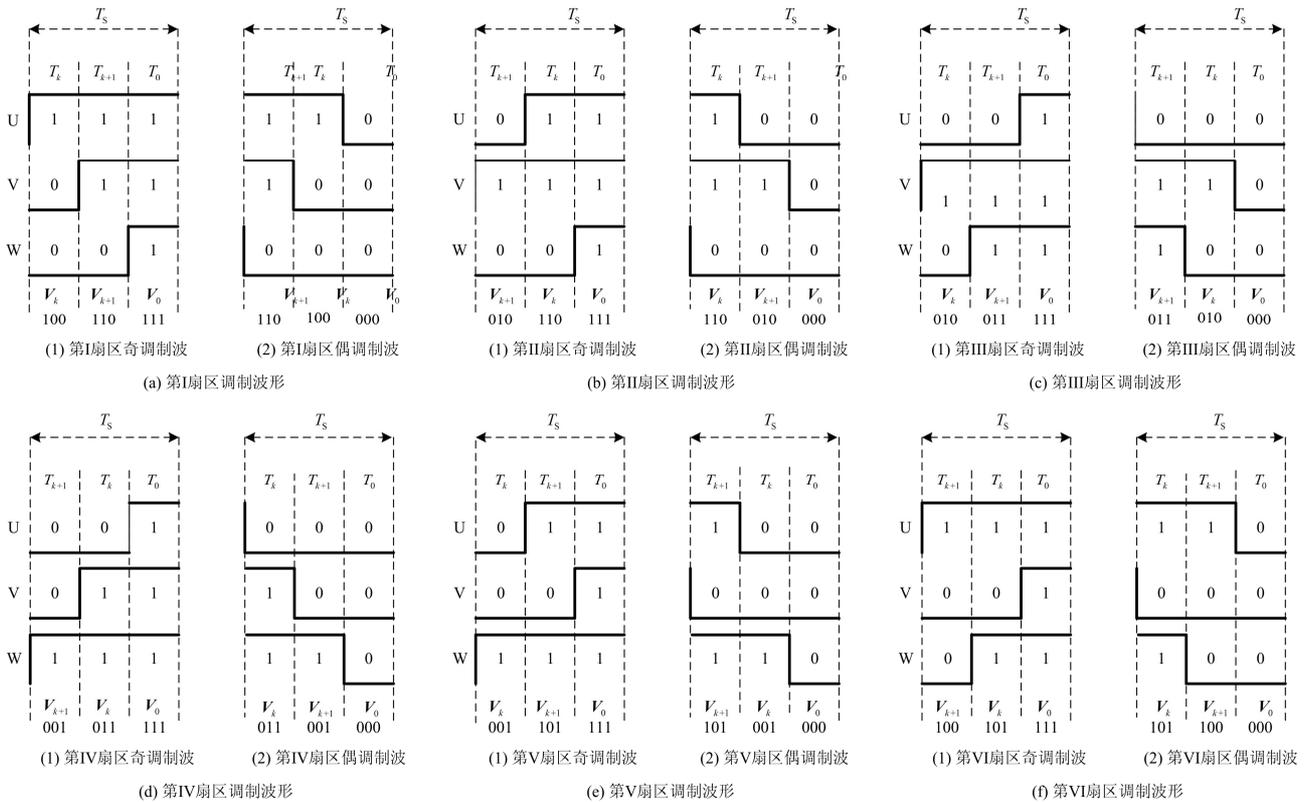


图 3 SVPWM三段式调制波

Fig. 3 SVPWM three-segment modulation waveform

表 1 每个 SVPWM 调制波的矢量组合排列顺序

Table 1 SVPWM modulation wave vector combination sequence

顺序	1	2	3
1、3、5 扇区奇调制波	$V_k$	$V_{k+1}$	$V_7$
1、3、5 扇区偶调制波	$V_{k+1}$	$V_k$	$V_0$
2、4、6 扇区奇调制波	$V_{k+1}$	$V_k$	$V_7$
2、4、6 扇区偶调制波	$V_k$	$V_{k+1}$	$V_0$

2.2 三段式 SVPWM 调制波的生成原理

下面以一个扇区 8 个 SVPWM 调制波, 即  $n=8$  为例, 说明调制波的生成原理。如果逆变输出频率为 50 Hz, 则 SVPWM 调制频率为  $6 \times 8 \times 50 = 2.4$  kHz。

由式(2)~式(4)可得

$$p_k = \frac{T_k}{T_s} = \text{asin}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \text{ 区间}\left(0, \frac{\pi}{3}\right) \quad (5)$$

$$p_{k+1} = \frac{T_{k+1}}{T_s} = \text{asin}\theta, \text{ 区间}\left(0, \frac{\pi}{3}\right) \quad (6)$$

$$p = \frac{T_s - T_0}{T_s} = \frac{T_k}{T_s} + \frac{T_{k+1}}{T_s} = a \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right), \text{ 区间}(0, \frac{\pi}{3}) \quad (7)$$

式中,  $a$  为幅度系数,  $0 \leq a = \frac{\sqrt{3}V_{\text{ref}}}{U_{\text{dc}}} \leq 1$ 。根据 SVPWM 调制原理, 有  $0 \leq V_{\text{ref}} \leq \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3}}$  时, 逆变输出不过调<sup>[1]</sup>。

当  $V_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3}}$  时,  $a = 1$ , 逆变有不过调最大输出。此时  $V_{\text{ref}}$  轨迹为六个基本矢量  $V_1 \sim V_6$  构成的六边形内切圆, 如图 2 所示。

当  $V_{\text{ref}} = 0$  时,  $a = 0$ ,  $T_0 = T_s$ , 即整个调制周期由零矢量控制, 逆变器无输出。

在三段式 SVPWM 调制中,  $V_{\text{ref}}$  可作为控制参数。在实际逆变控制中,  $V_{\text{ref}}$  可由给定值和反馈值做 PI 控制。

从 SVPWM 调制的基本公式(2)、式(3)和式(4)可以看出, 在一个调制周期内, SVPWM 调制的两个相邻矢量和零矢量作用时间  $T_k$ 、 $T_{k+1}$ 、 $T_0$  是调制周期  $T_s$ 、直流母线电压  $U_{\text{dc}}$ 、控制参量(合成矢量)  $V_{\text{ref}}$  和旋转角度  $\theta$  四个量的函数。这四个量中, 任何一个量的变化, 都会引起  $T_k$ 、 $T_{k+1}$ 、 $T_0$  的改变。

在式(5)~式(7)中, 令  $a = 1$ , 可得式(8)~式(10), 此时  $p_k$ 、 $p_{k+1}$  和  $p$  与  $T_s$ 、 $U_{\text{dc}}$  和  $V_{\text{ref}}$  三个量无关, 只与  $V_{\text{ref}}$  的旋转位置  $\theta$  有关。

$$p_k = \frac{T_k}{T_s} = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \text{ 区间}(0, \frac{\pi}{3}) \quad (8)$$

$$p_{k+1} = \frac{T_{k+1}}{T_s} = \sin\theta, \text{ 区间}(0, \frac{\pi}{3}) \quad (9)$$

$$p = \frac{T_k}{T_s} + \frac{T_{k+1}}{T_s} = \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right), \text{ 区间}(0, \frac{\pi}{3}) \quad (10)$$

在一个扇区内有  $n$  个调制波时, 每个调制波使参考矢量  $V_{\text{ref}}$  的转角为  $\pi/3n$ 。当  $n=8$  时, 每个调制波使参考矢量  $V_{\text{ref}}$  的转角为  $\Delta\theta = \pi/24$ 。用周期为  $\pi/24$  的单位直角锯齿波对式(8)做规则采样, 以第 I 扇区  $(0, \pi/3)$  为例, 如图 4(a)所示, 相当于对第 I 扇区 8 等分。

参考矢量  $V_{\text{ref}}$  是按式(1)的两个相邻矢量  $V_k$  和  $V_{k+1}$  按比例分时作用的结果。图 4(a)的物理意义是, 矢量  $V_k$  在一个调制周期  $T_s$  内的作用时间  $T_k$  与  $T_s$  的比值, 等于  $V_k$  的转角  $\theta_k$  与参考矢量转角  $\Delta\theta$  的比值,

等于对  $p_k$  的采样值。在图 4(a)中, 用几何方法可以证明。

对  $p_k$  的规则采样值为该点的三角函数值。当  $n=8$  确定后, 采样值  $x_{ki}$ ,  $i=1 \sim n$  可以做成固定表。图 4 的波形不随着逆变器输出幅度、频率而改变。当输出频率确定后, 即确定了  $T_s$ ; 控制参数  $V_{\text{ref}}$  和直流母线电压  $U_{\text{dc}}$  确定后, 即确定了  $a$ 。软件实现可以通过查表和乘法计算获得  $T_k$ 。式(11)实现单位直角锯齿波对每周 6 个扇区的  $p_k$  规则采样, 是图 4(a)所示的 6 个重复过程。

$$T_{ki} = aT_s x_{ki}, \quad i=1 \sim n \quad (11)$$

同理, 在第 I 扇区, 用单位幅值直角锯齿波对式(9)做规则采样, 如图 4(b)所示。单位幅值直角锯齿波对式(10)做规则采样, 如图 4(c)所示。

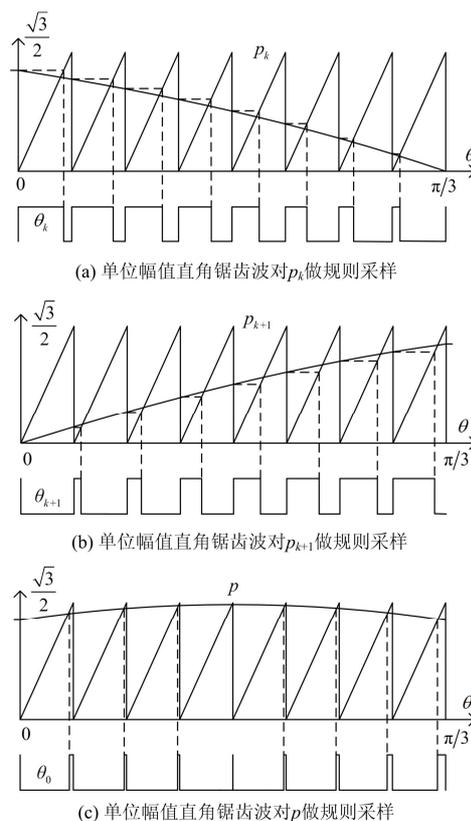


图 4 单位幅值直角锯齿波对调制波规则采样

Fig. 4 Sawtooth wave of unit amplitude angle on modulation wave regular sampling

同理, 利用式(12)和式(13), 可以计算出在输出不同频率、幅度时, 另一个相邻矢量  $V_{k+1}$  在每一个 SVPWM 调制周期内的持续时间  $T_{k+1}$  和零矢量  $V_0$ 、 $V_7$  持续时间  $T_0$ 。

$$T_{(k+1)i} = aT_s x_{(k+1)i}, \quad i = 1 \sim n \quad (12)$$

$$T_{0i} = aT_s x_{0i}, \quad i = 1 \sim n \quad (13)$$

### 2.3 三段式 SVPWM 调制逆变桥的驱动

得到了  $T_s$ 、 $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$  调制波后，可由组合逻辑生成三段式 SVPWM 调制逆变桥的驱动波。

1) 作周期为  $2T_s$  的开关信号  $T_{s2}$ ，用于奇、偶调制波控制。如图 5(a)所示。 $nT_s$  是每个扇区的持续时间，作以  $nT_s$  为时钟宽度的 6 选 1 选择开关信号，分别为  $nT_{s1}$ 、 $nT_{s2}$ 、 $nT_{s3}$ 、 $nT_{s4}$ 、 $nT_{s5}$ 、 $nT_{s6}$ ，用于确定扇区，来选择其相应的两相邻矢量  $V_k$ 、 $V_{k+1}$ ，如图 5(b)所示。

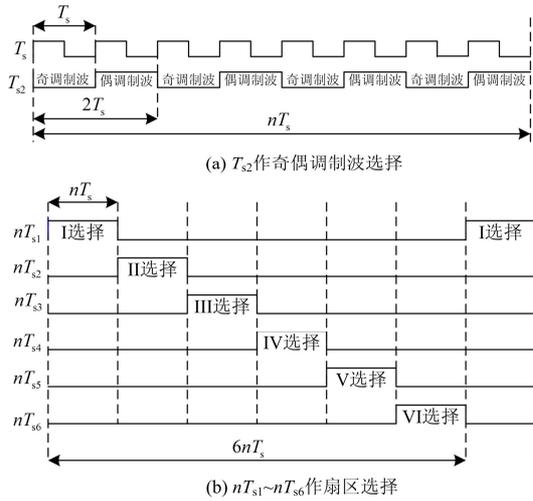


图 5 奇、偶调制波控制信号和扇区控制信号

Fig. 5 Odd and even modulation wave control signal and sector control signals

2) 作输入为  $T_k$ 、 $T_{k+1}$ 、 $T_0$  和  $T_s$ ，输出是图 1 中  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  功率开关控制的组合逻辑驱动方程，按一般的组合逻辑设计方法，真值表、卡诺图和驱动方程。最后根据驱动方程做出组合逻辑电路。

以第 I 扇区为例说明驱动方程的推导过程。

根据图 2 可知，矢量  $V_{ref}$  旋转到第 I 扇区时， $V_k$  为  $V_4(100)$ ， $V_{k+1}$  为  $V_6(110)$ 。

由表 1 可知，第 I 扇区的奇调制波其矢量作用顺序为  $V_k$ 、 $V_{k+1}$ 、 $V_7$ 。偶调制波矢量作用顺序为  $V_{k+1}$ 、 $V_k$ 、 $V_0$ 。

开关信号  $T_{s2}=0$  时为奇调制波；调制波  $T_k=1$  时为矢量  $V_4(100)$ 作用， $T_k=0$  时为矢量  $V_6(110)$ 作用；调制波  $T_0=1$  时，为零矢量  $V_7(111)$ 作用，此刻驱动与调制波  $T_{k+1}$  无关。作  $T_0$ 、 $T_k$  的真值表，如表 2 所示。

表 2  $T_0$ 、 $T_k$  的真值表

Table 2 Truth table of  $T_0$ 、 $T_k$

$T_0$	$T_k$	$U$	$V$	$W$	控制矢量
0	0	1	1	0	$V_6(110)$
0	1	1	0	0	$V_4(100)$
1	0	1	1	1	$V_7(111)$
1	1	1	1	1	$V_7(111)$

开关信号  $T_{s2}=1$  时为偶调制波；调制波  $T_{k+1}=1$  时为矢量  $V_6(110)$ 作用， $T_{k+1}=0$  时为矢量  $V_4(100)$ 作用；调制波  $T_0=1$  时，为零矢量  $V_0(000)$ 作用，此刻驱动与调制波  $T_k$  无关。做  $T_0$ 、 $T_{k+1}$  的真值表，如表 3 所示。

表 3  $T_0$ 、 $T_{k+1}$  的真值表

Table 3 Truth table of  $T_0$ 、 $T_{k+1}$

$T_0$	$T_{k+1}$	$U$	$V$	$W$	控制矢量
0	0	1	0	0	$V_4(100)$
0	1	1	1	0	$V_6(110)$
1	0	0	0	0	$V_0(000)$
1	1	0	0	0	$V_0(000)$

分别以奇调制波的  $T_0$ 、 $T_k$  与偶调制波的  $T_0$ 、 $T_{k+1}$  为输入， $U$ 、 $V$ 、 $W$  为输出。做卡诺图，获得  $U$ 、 $V$ 、 $W$  的驱动方程，同理可做其他五个扇区的驱动方程，如表 4 所示。

表 4  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  的驱动方程

Table 4 Driving equation of  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$

扇区	调制波	$T_1$ 驱动	$T_2$ 驱动	$T_3$ 驱动
I	奇	$U=1$	$V=T_0 + \overline{T_k}$	$W=T_0$
	偶	$U=\overline{T_0}$	$V=\overline{T_0}T_{k+1}$	$W=0$
II	奇	$U=T_0 + \overline{T_{k+1}}$	$V=1$	$W=T_0$
	偶	$U=\overline{T_0}T_k$	$V=\overline{T_0}$	$W=0$
III	奇	$U=T_0$	$V=1$	$W=T_0 + \overline{T_k}$
	偶	$U=0$	$V=\overline{T_0}$	$W=\overline{T_0}T_{k+1}$
IV	奇	$U=T_0$	$V=T_0 + \overline{T_{k+1}}$	$W=1$
	偶	$U=0$	$V=\overline{T_0}T_k$	$W=\overline{T_0}$
V	奇	$U=T_0 + \overline{T_k}$	$V=T_0$	$W=1$
	偶	$U=\overline{T_0}T_{k+1}$	$V=0$	$W=\overline{T_0}$
VI	奇	$U=1$	$V=T_0$	$W=T_0 + \overline{T_{k+1}}$
	偶	$U=\overline{T_0}$	$V=0$	$W=\overline{T_0}T_k$

根据表 4 所示驱动方程，按六个扇区分别做出六个组合逻辑驱动模块，用图 5(a)中的  $T_{s2}$  作为每个驱动模块的奇偶调制波选择控制；用图 5(b)中的  $nT_s$  作为扇区选择控制信号。当参考矢量  $V_{ref}$  旋转到相应扇区时，用  $nT_s$  选择相应的驱动模块。

### 3 仿真验证

以每扇区 SVPWM 调制波数  $n=30$  为例, 逆变器输出频率为 50 Hz 时, SVPWM 调制频率为  $6 \times 30 \times 50 = 9$  kHz。设  $a=1$ , 逆变器为最大不过调输出。直流侧电压为 DC110 V, 单 L 滤波, 滤波电感为 4 mH。图 6 为第一扇区 SVPWM 调制波  $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$ 。

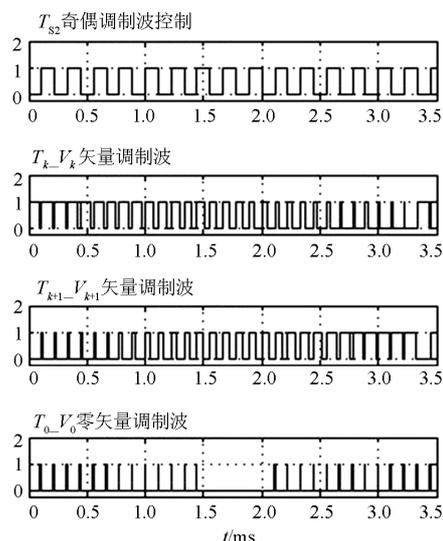


图 6 第一扇区的三段式 SVPWM 调制波  $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$   
 Fig. 6 The first sector of the three-segment SVPWM modulation wave of  $T_k$ 、 $T_{k+1}$  and  $T_0$

图 7 为根据驱动方程表 2 做出的图 1 中上半臂  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  在第一扇区的驱动波形, 下半臂  $T_4$ 、 $T_5$ 、 $T_6$  的驱动与之是互补。

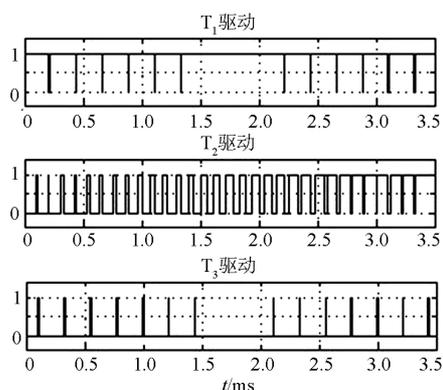


图 7 第一扇区  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  的驱动  
 Fig. 7 The first sector of  $T_1$ 、 $T_2$  and  $T_3$  driver

图 8 为仿真逆变后, 输出不经滤波, 两相之间的 SVPWM 波。

图 9 为逆变器输出两个周期的仿真逆变波形。图 9(a)为三相电压, 图 9(b)为线电压。

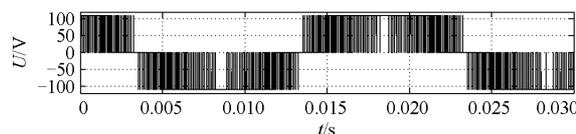


图 8 逆变仿真输出 SVPWM 波  
 Fig. 8 SVPWM wave of inverter simulation

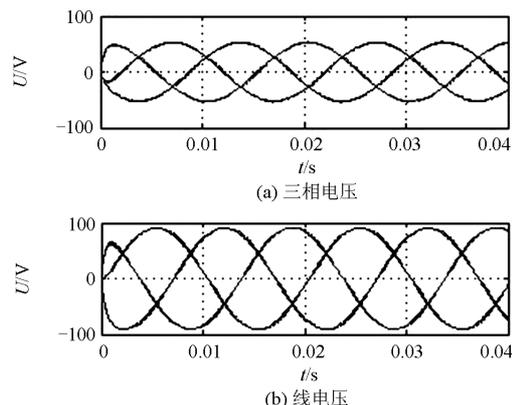


图 9 仿真逆变波形  
 Fig. 9 Simulation of inverter waveform

### 4 三段式调制低电压逆变实验结果

在基于 TMS320F2808 的低电压试验平台下, 完成了两电平 SVPWM 三段式调制三相逆变试验。按本文上述调制方法, 调制参数  $n=30$ ,  $a=0.9$ 。实验条件  $U_{dc}=15$  V, 单 L 滤波。

图 10(a)为相电压逆变波形, 图 10(b)为线电压逆变波形。

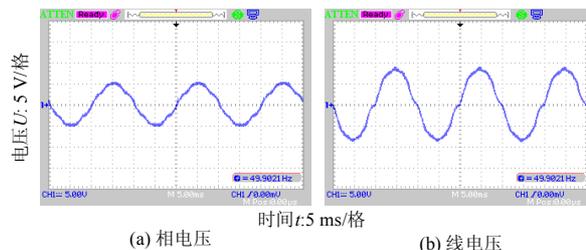


图 10 三段式调制逆变试验波形  
 Fig. 10 A three-segment modulation inverter test waveforms

### 5 三段式调制与七段式调制比较

三段式调制与七段式调制均是从生成基本矢量空间的思想出发, 但是两种截然不同的调制方法。从调制特性上分析:

#### 1) 调制比与直流电压利用率

三段式调制,  $a=1$  时, 逆变交流输出峰值等于直流母线电压, 电压利用率为 1。

七段式调制, 调制比  $M=1$  时, 逆变交流输出

峰值等于直流母线电压, 电压利用率为 1。

三段式调制直流母线电压利用率与七段式调制相同。

2) 总谐波(THD)仿真逆变输出频率为 50 Hz 时, SVPWM 调制频率为 9 kHz。直流母线侧电压为 DC540 V, LCL 滤波, 条件相同。

三段式调制,  $a=1$  时, 总谐波(THD)和谐波分布如图 11(a)所示。THD=0.63%。

七段式调制, 调制比  $M=1$  时, 总谐波(THD)和谐波分布如图 11(b)所示。THD=0.36%。

图 11 中, 七段式调制比三段式调制总谐波 THD 低。但是, 七段式调制的一个调制周期有两次换流, 等效调制频率提高一倍, 三段式调制一个调制周期仅一次换流。两种调制方法谐波分布也不一样。

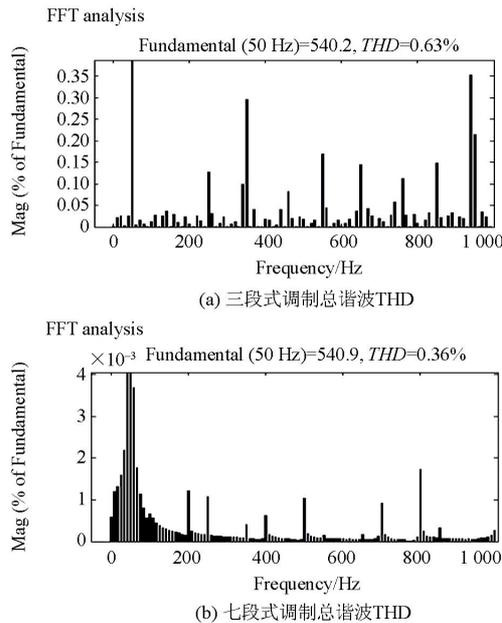


图 11 七段式调制与三段式调制总谐波 THD 比较

Fig. 11 Comparison between seven-segment modulation and three-segment modulation of THD

## 6 结论

(1) SVPWM 调制三段式算法的基本原理是在计算 SVPWM 调制波的  $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$  的过程中, 先不考虑逆变器输出频率和幅值的影响, 仅考虑每个扇区有几个 SVPWM 调制波  $n$ , 用周期为  $\pi/3n$  的单位幅值直角锯齿波对调制信号式(8)、式(9)和式(10)规则采样并做表。通过查表获得两个相邻矢量和零矢量在这个调制波内的转角比。然后与调制周期  $T_s$  和幅度系数  $a$  相乘, 所得结果就是这个 SVPWM 调制周期的  $T_k$ 、 $T_{k+1}$  和  $T_0$ 。

(2) 获得参考矢量  $V_{ref}$  的所在扇区无需计算, 利用组合逻辑的 6 选 1 的选择信号, 选通开关时间为  $nT_s$ 。

(3) 在图 2 中, 当参考矢量  $V_{ref}$  的轨迹小于由 6 个基本矢量  $V_1 \sim V_6$  构成的六边形内切圆, 即满足  $0 \leq V_{ref} \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$  时, 逆变器输出的线电压和相电压均不会出现三次谐波的叠加。

本文仅是提出 SVPWM 三段式调制和计算方法, 可以看出这种方法简化了传统 SVPWM 调制的繁琐计算。

通过对 SVPWM 调制的三段式算法分析、仿真和实验, 证明了 SVPWM 三段式调制方法是可行的。

## 参考文献

- [1] 曾允文. 变频调速与 SVPWM 技术的原理、算法与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [2] 刘丙友, 凌有铸, 孟一博. SVPWM 算法的关键技术研究及实现[J]. 计算机工程与应用, 2014, 50(2): 222-225. LIU Bingyou, LING Youzhu, MENG Yibo. Study and realization of SVPWM 's key technology[J]. Computer Engineering and Applications, 2014, 50(2): 222-225.
- [3] 刘保连, 丁祖军. 一种新颖两相调制 SVPWM 控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2010, 47(6): 77-80. LIU Baolian, DING Zujun. Research on a novel two-phase modulation SVPWM control strategy[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2010, 47(6): 77-80.
- [4] 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.
- [5] 袁佳歆, 薛钢, 赵震, 等. 三相逆变器无死区最优矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(24): 18-24. YUAN Jiixin, XUE Gang, ZHAO Zhen, et al. New optimal dead-time elimination for three-phase voltage source inverters[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(24): 18-24.
- [6] 谭兴国, 王辉, 张黎, 等. 具有电压补偿的四开关并网逆变器等效 SVPWM 控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(1): 1-8. TAN Xingguo, WANG Hui, ZHANG Li, et al. An equivalent SVPWM control method with voltage

- compensation for four-switch inverter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(1): 1-8.
- [7] 张梦华, 程新功, 宗西举, 等. 基于电流电压内在关系的 SAPF 的 SVPWM 控制算法的研究及稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(8): 1-8.  
ZHANG Menghua, CHENG Xingong, ZONG Xiju, et al. Research on SVPWM control algorithm and stability analysis of shunt active power filter based on the inner relationship between current and voltage[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 1-8.
- [8] 汪松松, 张寅孩. 基于一种新颖差值 SVPWM 算法的研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(2): 63-64.  
WANG Songsong, ZHANG Yin Hai. Research on a novel SVPWM algorithm[J]. Power Electronics, 2009, 43(2): 63-64.
- [9] 张寅孩, 汪松松, 葛金法, 等. 一种新的差值 SVPWM 调制方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(8): 99-104.  
ZHANG Yin Hai, WANG Songsong, GE Jinfa, et al. A new method of differential SVPWM modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(8): 99-104.
- [10] 邱银锋, 梁志珊. abc 坐标系下空间矢量 PWM 实现研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(13): 36-40.  
QIU Yin feng, LIANG Zhishan. Research on implementation of the space vector PWM in abc coordinates[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(13): 36-40.
- [11] 吴丽华, 高慧芝, 刘政, 等. 一种改进型的 SVPWM 算法研究[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(4): 57-63.  
WU Lihua, GAO Huizhi, LIU Zheng, et al. Study on an improved SVPWM algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(4): 57-63.
- [12] 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. Study on SVPWM algorithm of 60° coordinate system mine frequency converter[J]. Coal Science and Technology, 2012, 40(2): 94-97.
- [13] 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.
- [14] 董长双, 董兴发. 基于第一扇区的两电平 SVPWM 算法及仿真[J]. 微特电机, 2014, 42(1): 54-56.  
DONG Changshuang, DONG Xingfa. Two-level SVPWM algorithm and simulation based on the first sector[J]. Small & Special Electrical Machines, 2014, 42(1): 54-56.
- [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.

收稿日期: 2015-05-20; 修回日期: 2015-09-10

作者简介:

陆原(1957-), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电工理论与新技术; E-mail: luyuan570312@163.com

胡丙辉(1991-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术; E-mail: hu\_binghui@163.com

张军伟(1974-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电气传动及大电机调速。E-mail: zhangjunwei213@163.com

(编辑 魏小丽)