

# 基于 $60^\circ$ 坐标系的两电平和 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 算法研究

孙 强, 赵朝会, 詹 俊, 夏 莉  
(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

**摘 要:** 针对传统两电平逆变器空间矢量脉宽调制(SVPWM)中大量三角函数运算以及输出电压谐波含量高的问题,研究了基于  $60^\circ$  坐标系的 SVPWM 算法,深入分析了  $60^\circ$  坐标系下两电平和二极管钳位型(NPC)三电平逆变器 SVPWM 的设计方法。通过 MATLAB/Simulink 软件的仿真研究,验证了基于  $60^\circ$  坐标系的 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 算法能够避免复杂的三角函数运算,同时减少了输出电压谐波含量,使输出电压波形更加正弦。

**关键词:**  $60^\circ$  坐标系;逆变器;空间矢量脉宽调制

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)06-0024-07

## Study on SVPWM Method Based on $60^\circ$ Coordinate System for Two-Level and NPC Three-Level Inverter

SUN Qiang, ZHAO Chaohui, ZHAN Jun, XIA Li

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:** To solve a lot of trigonometric calculations in the space vector pulse width modulation of the traditional two level inverter, and the harmonic content was higher in output voltage. The SVPWM algorithm based on  $60^\circ$  coordinate system was studied. The method of two level and three level inverter SVPWM in  $60^\circ$  coordinate system was deeply analyzed. Through the MATLAB/Simulink software simulation to verify the adopted method of three level inverter SVPWM based on  $60^\circ$  coordinate system could omit complex trigonometric functions, and reduced the output voltage harmonic content, and made the output voltage waveform more sinusoidal.

**Key words:**  $60^\circ$  coordinate system; inverter; space vector pulse width modulation (SVPWM)

## 0 引 言

传统空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)算法的空间电压矢量分区是在静止的  $90^\circ$  坐标系中进行的。根据参考电压矢量所在的扇区来选择所需要的基本电压矢量,通过伏秒平衡运算得到所需基本电压矢量的作用时间,再经过开关器件顺序作用后最终合成 PWM 波。但是该算法中涉及的三角函数运算量大,扇区判断过程比较复杂<sup>[1-2]</sup>。近几年有学者研

究了  $60^\circ$  坐标系和  $120^\circ$  坐标系下的 SVPWM 算法。文献[3]通过对基本电压矢量坐标变换和整数化处理,把基本电压矢量从  $90^\circ$  坐标系转换到  $60^\circ$  坐标系中,避免了三角函数运算,实现较快速的脉宽调制。文献[4]对两电平逆变器的 SVPWM 采用  $120^\circ$  非正交坐标系,对两电平逆变电路的 SVPWM 技术具有非常重要的借鉴意义。但是,两电平逆变器电路受到电力电子功率开关器件电压等级和电流容量的限制,目前已经很难应用在中高压大容量场合。除此之外,两电平逆

作者简介: 孙 强(1990—),男,硕士研究生,研究方向为电机的驱动和控制。

赵朝会(1963—),男,教授,博士研究生,研究方向为电力电子及电力传动。

变器原有的  $du/dt$  问题、电网谐波及电磁干扰问题在高压大容量场合下更加严重<sup>[5]</sup>。

NPC 型三电平逆变器能够克服两电平逆变器中的电压和电流畸变问题,通过对逆变器结构的设计,减小单个开关器件所承受的电压应力,优化输出电压和电流的波形<sup>[6-8]</sup>。与两电平逆变器相比,NPC 型三电平逆变器能够降低功率开关器件的频率、可以减小电压变化率,并且具有节能高效等优点<sup>[9-10]</sup>。所以将 SVPWM 算法与 NPC 型三电平逆变器的调制算法相结合,将能够满足高性能控制系统的基本要求<sup>[11]</sup>。但是对于 NPC 型三电平逆变器,如果采用基于  $90^\circ$  坐标系的 SVPWM 算法将会增大控制器的运算工作量<sup>[12-13]</sup>。

本文探讨一种基于  $60^\circ$  坐标系的两电平和 NPC 型三电平逆变器的 SVPWM 算法<sup>[14-15]</sup>,对比分析  $60^\circ$  坐标系下两电平和 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 控制方法。最后通过仿真结果,验证了基于  $60^\circ$  坐标系的 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 算法能够简化计算,降低输出电压谐波含量,使输出电压更加正弦。

## 1 $60^\circ$ 坐标系的 SVPWM 算法

传统的 SVPWM 算法将电压空间矢量图在  $\alpha\beta$  平面上分成 6 个大扇区,根据各基本电压矢量间的夹角成  $60^\circ$  整数倍的特征,可以在  $60^\circ$  坐标系下完成 SVPWM 算法的设计和优化。基于  $60^\circ$  坐标系的 SVPWM 算法可以大大减少判断参考电压矢量所在扇区的运算量,快速得到合成参考电压矢量所需要的基本电压矢量以及基本电压矢量的作用时间,最后合成 SVPWM 开关信号<sup>[16]</sup>。

### 1.1 基于 $60^\circ$ 坐标系两电平逆变器的 SVPWM 算法

在两相静止坐标系 ( $\alpha\beta$  坐标系) 中,两电平逆变器有 8 个开关组合输出,对应 7 个有效的空间电压矢量状态。图 1 为两电平逆变器的主电路,图 2 是两电平逆变器在  $\alpha\beta$  坐标系中的空间矢量图。

将  $g$  轴与  $\alpha\beta$  坐标系中的  $\alpha$  轴重合,在此基础上逆时针旋转  $60^\circ$  得到  $h$  轴,这样就得到  $60^\circ$  坐标系,即  $gh$  坐标系。参考电压矢量  $U_r$  在  $\alpha\beta$  坐标系下的坐标为  $(U_{ra} \ U_{rb})$ , 在  $gh$  坐标系下的坐标为  $(U_{rg} \ U_{rh})$ 。

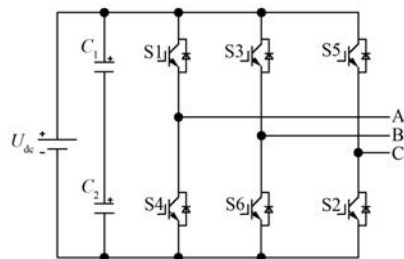


图 1 两电平逆变器拓扑结构图

$$\begin{bmatrix} U_{rg} \\ U_{rh} \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{dc}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ra} \\ U_{rb} \end{bmatrix} \quad (1)$$

通过式 (1) 归一化处理,将两电平逆变器的基本电压矢量转换到  $gh$  坐标系中,由图 2 转换成图 3。

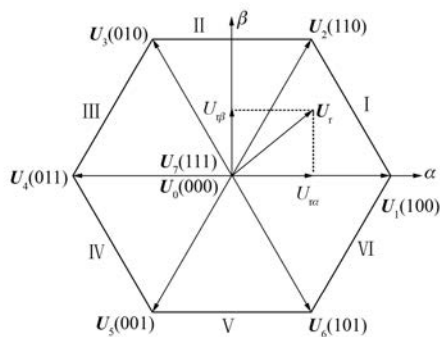


图 2 两电平空间电压矢量图

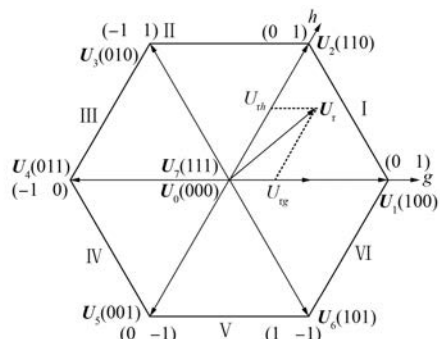


图 3  $60^\circ$  坐标系下两电平空间电压矢量图

下面根据  $U_r$  的  $g$  轴坐标分量  $U_{rg}$  和  $U_r$  的  $h$  轴坐标分量  $U_{rh}$ , 就可判断参考电压矢量  $U_r$  所在的扇区。

(1) 如果  $U_{rg} \leq 0$  并且  $U_{rh} \leq 0$ , 参考电压矢量处于第 IV 扇区。

(2) 如果  $U_{rg} < 0$  并且  $U_{rh} > 0$ , 参考电压矢

量处于第Ⅱ或第Ⅲ扇区：

当  $U_{rg} + U_{rh} > 0$ ，参考电压矢量处于第Ⅱ扇区；  
当  $U_{rg} + U_{rh} \leq 0$ ，参考电压矢量处于第Ⅲ扇区。

(3) 如果  $U_{rg} > 0$  并且  $U_{rh} < 0$ ，参考电压矢量处于第Ⅰ或第Ⅴ或第Ⅵ扇区：

当  $U_{rg} + U_{rh} \leq 0$ ，参考电压矢量处于第Ⅴ扇区；  
当  $U_{rg} + U_{rh} > 0$ ，参考电压矢量处于第Ⅵ扇区；  
否则，参考电压矢量处于第Ⅰ扇区。

判断完参考电压矢量所处的扇区，就能通过矢量图知道参考电压矢量合成所需要的基本电压矢量。图 3 中的参考电压矢量  $U_r$  所需要的三个基本电压矢量为  $U_1 = (0 \ 0)$ ， $U_2 = (1 \ 0)$ ， $U_3 = (0 \ 1)$ 。表 1 给出了各扇区内矢量  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  与基本电压矢量的对应关系。

| 表 1 各扇区内矢量 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$ 与基本电压矢量的对应关系 |       |       |       |       |       |       |
|-----------------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 矢量                                            | 扇区    |       |       |       |       |       |
|                                               | I     | II    | III   | IV    | V     | VI    |
| $U_1$                                         | (000) | (000) | (000) | (000) | (000) | (000) |
|                                               | (111) | (111) | (111) | (111) | (111) | (111) |
| $U_2$                                         | (100) | (010) | (010) | (001) | (001) | (100) |
| $U_3$                                         | (110) | (110) | (011) | (011) | (101) | (101) |

在确定了所需要的三个基本电压矢量后，就能计算出三个基本电压矢量各自需要作用的时间。

| 表 2 各扇区内矢量 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$ 的作用时间 |                                    |                                 |                                 |
|----------------------------------------|------------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 扇区                                     | 时间                                 |                                 |                                 |
|                                        | $t_1$                              | $t_2$                           | $t_3$                           |
| I                                      | $(1 - U_{rg} - U_{rh}) \times T_s$ | $U_{rg} \times T_s$             | $U_{rh} \times T_s$             |
| II                                     | $(1 - U_{rh}) \times T_s$          | $- U_{rg} \times T_s$           | $(U_{rg} + U_{rh}) \times T_s$  |
| III                                    | $(1 + U_{rg}) \times T_s$          | $U_{rh} \times T_s$             | $-(U_{rg} + U_{rh}) \times T_s$ |
| IV                                     | $(1 + U_{rg} + U_{rh}) \times T_s$ | $- U_{rh} \times T_s$           | $- U_{rg} \times T_s$           |
| V                                      | $(1 + U_{rh}) \times T_s$          | $-(U_{rg} + U_{rh}) \times T_s$ | $U_{rg} \times T_s$             |
| VI                                     | $(1 - U_{rg}) \times T_s$          | $(U_{rg} + U_{rh}) \times T_s$  | $- U_{rh} \times T_s$           |

得到各基本电压矢量及其所需要的作用时间后，通过每次动作一个开关器件来降低开关器件的开关损耗，再通过七段式调制生成 SVPWM 波形。基本电压矢量在一个开关周期内的作用顺序如下。

- (1) 扇区Ⅰ:000-100-110-111-110-100-000
- (2) 扇区Ⅱ:000-010-110-111-110-010-000

间。可以将  $U_r = (U_{rg} \ U_{rh})$  表示成  $U_r = U_{rg} + iU_{rh}$ ，根据伏秒平衡原理计算出基本电压矢量作用时间，可以得

$$\begin{cases} U_{rg} + iU_{rh} = \frac{t_1}{T_s}(0 \ 0) + \frac{t_2}{T_s}(1 \ 0) + \frac{t_3}{T_s}(0 \ i) \\ t_1 + t_2 + t_3 = T_s \end{cases}$$

(2)

由式(2)化简，得

$$\begin{cases} U_{rg} = \frac{t_2}{T_s} \\ U_{rh} = \frac{t_3}{T_s} \\ t_1 + t_2 + t_3 = T_s \end{cases}$$

(3)

由式(3)得

$$\begin{cases} t_1 = (1 - U_{rg} - U_{rh}) \times T_s \\ t_2 = U_{rg} \times T_s \\ t_3 = U_{rh} \times T_s \end{cases}$$

(4)

式中： $t_1, t_2, t_3$ ——基本电压矢量  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  的作用时间；

$T_s$ ——开关周期。

由上述计算公式可以看出，在  $60^\circ$  坐标系下复杂的三角函数计算得以简化，故可以降低对处理器的要求，提高系统的运行速度。表 2 给出了矢量  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  的作用时间。

- (3) 扇区Ⅲ:000-010-011-111-011-010-000
- (4) 扇区Ⅳ:000-001-011-111-011-001-000
- (5) 扇区Ⅴ:000-001-101-111-101-001-000
- (6) 扇区Ⅵ:000-100-101-111-101-100-000

1.2 基于  $60^\circ$  坐标系下的 NPC 型三电平逆变器 SVPWM

图 4 为 NPC 型三电平逆变器的主电路。图 5

给出了在  $\alpha\beta$  坐标系中 NPC 型三电平逆变器的空间电压矢量图。27 组开关状态对应了 19 个空间电压矢量,称之为基本电压矢量。在图 5 中幅值为  $\frac{2}{3}U_{dc}$  的  $pnn$ 、 $ppn$  矢量称作大矢量,幅值为  $\frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc}$  的  $pon$  矢量称作中矢量,幅值为  $\frac{1}{3}U_{dc}$  的  $poo$ 、 $onn$  矢量称作小矢量,零矢量有 3 个,分别是  $ooo$ 、 $ppp$ 、 $nnn$ 。

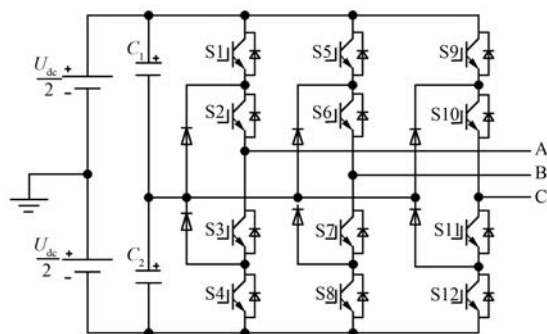


图 4 NPC 型三电平逆变器拓扑结构图

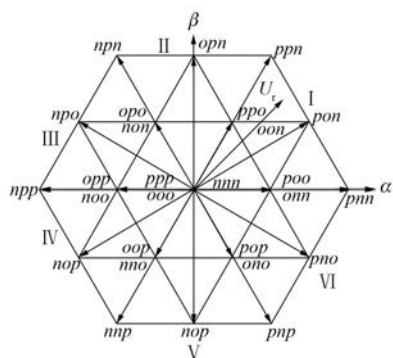


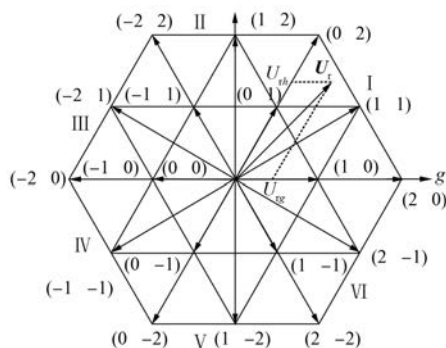
图 5 NPC 型三电平空间电压矢量图

通过归一化,  $\alpha\beta$  与  $gh$  两个坐标系间的变换为

$$\begin{pmatrix} U_{rg} \\ U_{rh} \end{pmatrix} = \frac{3}{U_{dc}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (5)$$

通过式(5)将 NPC 型三电平逆变器的 19 个基本电压矢量转换到  $gh$  坐标系中,得到  $60^\circ$  坐标系下 NPC 型三电平逆变器空间电压矢量图 6。

根据  $\mathbf{U}_r$  的  $g$  轴坐标分量  $U_{rg}$  和  $\mathbf{U}_r$  的  $h$  轴坐标分量  $U_{rh}$  来判断参考电压矢量  $\mathbf{U}_r$  所处的扇区, 判定方法与前文方法相同, 然后再判定位于哪一

图 6  $60^\circ$  坐标系下 NPC 型三电平空间电压矢量图

个小区间,小区间用 1、2、3、4、5、6 表示。以图 7 中的 I 扇区为例,参考电压矢量  $U_r$  所处的小区间的位置可以通过表 3 简单的逻辑判断得到。可以将其他扇区转换到 I 扇区再按照表 3 来判定参考电压矢量  $U_r$  所处的小区间。

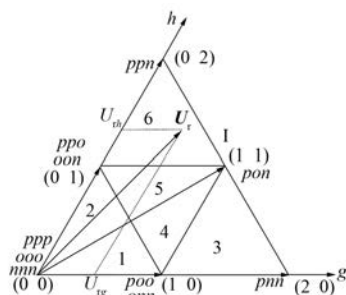


图 7 I 扇区空间电压矢量图

判断完参考电压矢量所处的大扇区和小区间后,就可以知道与其最近的三个基本电压矢量。根据表 3 中  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  基本电压矢量的作用顺序,可以将开关状态对于电容中点电压的影响降到最低,然后利用伏秒平衡原理计算各基本电压矢量的作用时间。计算方法与式(2)~式(4)相同,得到 I 扇区内各小区间  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  的作用时间如表 4 所示。

以第 I 扇区为例, 在一个开关周期内 I 扇区中的基本电压矢量作用顺序如下。

- (1) 扇区I1:  $poo-ooo-onn-onn-ooo-poo$ ;
- (2) 扇区I2:  $ppo-poo-ooo-onn-ooo-poo-ppo$ ;
- (3) 扇区I3:  $poo-pon-pnn-onn-pnn-pon-poo$ ;
- (4) 扇区I4:  $poo-pon-onn-onn-onn-pon-poo$ ;
- (5) 扇区I5:  $ppo-poo-pon-onn-pon-poo-ppo$ ;
- (6) 扇区I6:  $ppo-ppn-pon-onn-pon-ppn-ppo$ 。

表 3 小区间判断逻辑运算和对应基本参考矢量

| 判定条件                                                              | 小区间 | $U_1, U_2, U_3$     |
|-------------------------------------------------------------------|-----|---------------------|
| $U_{ig} < 1, U_{th} < 1, U_{ig} + U_{th} < 1, U_{ig} > U_{th}$    | 1   | (1 0), (0 0), (0 1) |
| $U_{ig} < 1, U_{th} < 1, U_{ig} + U_{th} < 1, U_{ig} < U_{th}$    | 2   | (0 1), (1 0), (0 0) |
| $U_{ig} \geq 1$                                                   | 3   | (1 0), (1 1), (2 0) |
| $U_{ig} < 1, U_{th} < 1, U_{ig} + U_{th} \geq 1, U_{ig} > U_{th}$ | 4   | (1 0), (1 1), (0 1) |
| $U_{ig} < 1, U_{th} < 1, U_{ig} + U_{th} \geq 1, U_{ig} < U_{th}$ | 5   | (0 1), (1 0), (1 1) |
| $U_{th} \geq 1$                                                   | 6   | (0 1), (0 2), (1 1) |

表 4 I 扇区内各小区间矢量  $U_1, U_2, U_3$  的作用时间

| 区间  | 时间                                 |                                    |                                    |
|-----|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
|     | $t_1$                              | $t_2$                              | $t_3$                              |
| I 1 | $U_{ig} \times T_s$                | $(1 - U_{ig} - U_{th}) \times T_s$ | $U_{th} \times T_s$                |
| I 2 | $U_{th} \times T_s$                | $U_{ig} \times T_s$                | $(1 - U_{ig} - U_{th}) \times T_s$ |
| I 3 | $(2 - U_{ig} - U_{th}) \times T_s$ | $U_{th} \times T_s$                | $(U_{ig} - 1) \times T_s$          |
| I 4 | $(1 - U_{th}) \times T_s$          | $(U_{ig} + U_{th} - 1) \times T_s$ | $(1 - U_{ig}) \times T_s$          |
| I 5 | $(1 - U_{ig}) \times T_s$          | $(1 - U_{th}) \times T_s$          | $(U_{ig} + U_{th} - 1) \times T_s$ |
| I 6 | $(2 - U_{ig} - U_{th}) \times T_s$ | $(U_{th} - 1) \times T_s$          | $U_{ig} \times T_s$                |

各扇区内基本电压矢量作用顺序的开始和结束都是  $p$  型小矢量,从而合成对称的 PWM 脉冲,避免了由  $p \rightarrow n$  直接的状态切换过程。其他的扇区和小区间依此类推,本文不在此具体列出。

2 仿真验证

为验证本文采用的  $60^\circ$  坐标系 SVPWM 算法

的有效性,进行了软件仿真研究。在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,仿真系统如图 8 和图 9 所示。图 8 的 SVPWM 封装模块是基于  $60^\circ$  坐标系的 NPC 型三电平逆变器搭建而成的,模拟 NPC 型三电平逆变器电路的仿真。图 9 搭建的是基于  $60^\circ$  坐标系的两电平逆变器 SVPWM 的封装模块,用在两电平逆变器电路上,进行仿真分析。

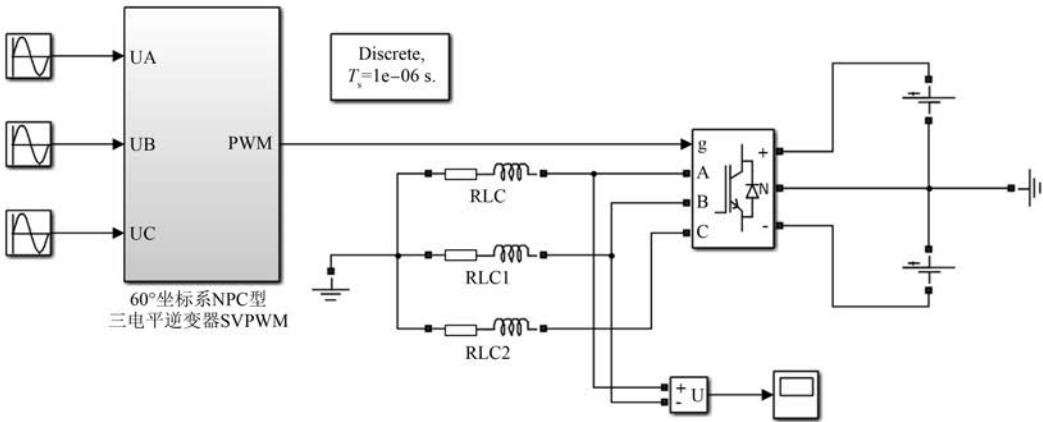


图 8 基于  $60^\circ$  坐标系的 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 仿真模型

具体仿真参数如下:取采样时间  $T_s = 1e-6$  s;系统的直流侧电压为 600 V;直流侧两电容值为  $C_1 = C_2 = 200 \mu F$ ;阻感负载  $R = 2 \Omega, L = 1$  mH;三角载波周期  $T = 2e-5$  s,调制比  $M = 0.5$ 。仿真结果如图 10、图 11 所示。

由图 10 知, NPC 型三电平逆变器定子线电

压为五电平结构,由仿真可以看出基于  $60^\circ$  坐标系下的 SVPWM 算法是正确的,并且可以满足控制系统需求。

图 11 使用 Powergui 进行 FFT 分析, NPC 型三电平逆变器的 THD 含量为 35.15%, 两电平逆变器的 THD 含量是 65.73%。 NPC 型三电平逆变

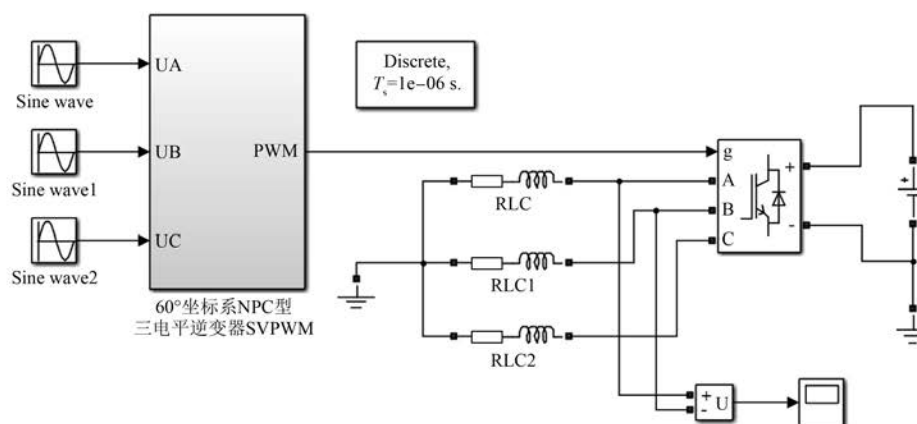
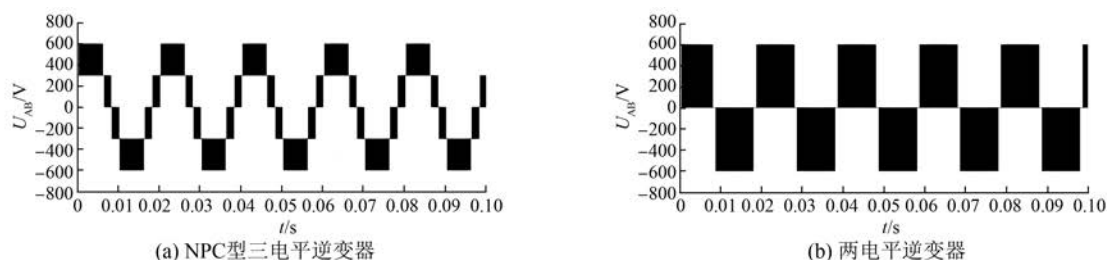
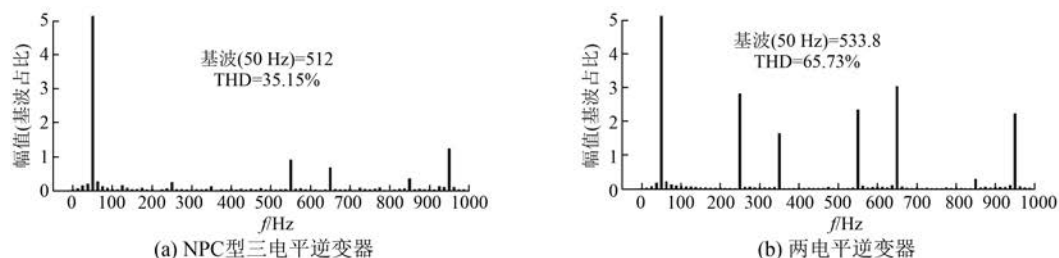


图9 基于 60°坐标系的三电平逆变器 SVPWM 仿真模型

图10 定子线电压  $U_{AB}$  波形图11 定子线电压  $U_{AB}$  的 THD 含量

器输出的定子线电压的 THD 含量明显比两电平要小,说明谐波含量更低。

### 3 结 语

本文对比研究了一种基于 60°坐标系的三电平和 NPC 型三电平逆变器的 SVPWM 算法,大大简化了传统 SVPWM 的调制算法,并在 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真分析。由仿真结果可知基于 60°坐标系的 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 控制,输出的线电压为五电平结构并且电压波形的畸变率较低,相比两电平逆变器输出的电压更加接近正弦波,明显降低了输出电压的谐波含量。

### 【参考文献】

- [1] 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.
- [2] 张雪原.SVPWM 调制下逆变器输出电压谐波分析[J].电气传动,2011,41(7): 30-33.
- [3] 唐校,杨向宇,赵世伟,等.基于 60°坐标系的 SVPWM 过调制算法[J].华南理工大学学报(自然科学版),2014,42(8): 27-33.
- [4] 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): 52-59.
- [5] 周熙伟,段晨东,刘卫国.一种 SVPWM 逆变器输出

- 电压谐波的分析方法[J]. 电力电子技术, 2009, 43(12): 37-39.
- [6] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
- [7] MOUTON H d T. Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1017-1025.
- [8] 姜卫东, 王群京, 史晓锋. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.
- [9] 张朝艺, 阮毅, 刘旭. 一种三电平逆变器 SVPWM 简易控制算法[J]. 电机与控制应用, 2009, 36(8): 19-23.
- [10] 田玉超, 刘勇, 丛望. SVPWM 算法控制三电平逆变器仿真[J]. 应用科技, 2005, 32(2): 37-39.
- [11] BUSQUETS-MONGE S, BORDONAU J, BOROYEVICH D, et al. The nearest three virtual space vector PWM—a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(1): 11-15.
- [12] BRAHIM L B. A Discontinuous PWM method for balancing the neutral point voltage in three-level inverter-fed variable frequency drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(4): 1057-1063.
- [13] 肖庆恩, 何礼高. 三电平逆变器 SVPWM 控制的一种简化算法及实现[J]. 电气传动自动化, 2004, 26(5): 21-24.
- [14] 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.
- [15] 叶满园, 李宋. 基于 g, h 坐标系的三电平逆变器 SVPWM 技术研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5): 13-14.
- [16] 张帅, 牛宏侠, 侯涛. 三电平逆变器 SVPWM 参考矢量区域快速判断研究[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(7): 29-33.

收稿日期: 2016 -08 -31

(上接第 23 页)

- [6] KE S S, LIN J S. Sensorless speed tracking control with backstepping design scheme for permanent magnet synchronous motors [C] // Canada Proceeding of the 2005 IEEE Conference on Control Applications Toronto, 2005: 487-492.
- [7] XU L Y, INOA E, LIU Y, et al. A new high-frequency injection method for sensorless control of doubly fed induction machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2012, 48(5): 1556-1564.
- [8] RASHIDI F, RASHID M. Robust sliding mode speed control with fuzzy approach for induction motors [C] // Maribor, Slovenia: ICIT, 2003: 27-30.
- [9] YANG S C, LORENZ R D. Surface permanent-magnet machine self-sensing at zero and low speeds using improved observer for position, velocity, and disturbance torque estimation [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2012, 48(1): 151-160.
- [10] 于驰, 王宏伟, 宫明龙. 多输入多输出离散系统的输出反馈滑模控制[J]. 东北大学学报(自然科学版), 33(2): 187-190.
- [11] 张元涛, 石为人, 李颖. 基于反演的不确定非线性系统自适应滑模控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2011(7): 88-91.
- [12] 袁安有. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制的研究[D]. 兰州: 兰州交通大学, 2012.
- [13] 李国伟. 基于滑模变结构的船舶航向控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2013.
- [14] 周中军, 李华德, 陈书锦, 等. 永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制研究[J]. 电气传动自动化, 2008, 30(1): 1-4.
- [15] 刘畅. 基于滑模变结构的同步电机 SVM 直接转矩控制的研究[D]. 济南: 山东大学, 2009.
- [16] 秦超, 高峰阳, 庄圣贤, 等. 基于一种指数趋近律的 PMSM 滑模变结构控制[J]. 计算机仿真, 2013, 30(12): 306-310.
- [17] 李书舟, 容慧. 滑模变结构控制在双闭环调速系统中的应用[J]. 自动化技术与应用, 2013, 32(12): 26-28.
- [18] 袁赣南, 左志丹, 曲桂婷, 等. 二阶滑模变结构控制系统的滑模到达条件[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2013, 41(6): 70-75.

收稿日期: 2016 -10 -21