

三电平逆变器基于 d-q 坐标系的 SVPWM 算法

田雷, 汪华峰

(西南交通大学电气工程学院, 成都 610030)

摘要: 本文分析了中点钳位(NPC)式三电平逆变器的工作原理, 介绍了三电平逆变器基于 d-q 坐标系的控制算法。为解决在电压源型逆变器中的中点电位不平衡问题, 提出了基于控制因子 m 的滞环比较法和基于控制因子 ms0 的准确计算法的控制策略, 并采用 Matlab 的 Simulink 软件进行了系统仿真。仿真结果表明, 这两种方法对于解决中点电位的平衡都有一定的效果。

关键词: 三电平逆变器; 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法; 中点电位

中图分类号: TP276 **文献标识码:** A **文章编号:** 1817-0633(2007)07-0045-03

SVPWM Algorithm of Three-level Inverter Based on d-q-Coordinate System

TIAN Lei, WANG Hua-feng

(College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031)

Abstract: This paper analyses the working principle of NPC three-level inverter, introduces its control algorithm based on d-q coordinate. To solve the unbalanced problem due to the neutral point potentials in voltage-source inverter, this paper presents the method of control factor m based hysteretic loop comparison and the control strategy of accurate calculation based on control factor ms0. We use Simulink tool of Matlab to simulating the system, the results show that both strategies have effect for solving the unbalanced problem of neutral point potentials.

Keywords: Three-level Inverter; Algorithm of Space Vector PWM; Potential of Neutral-point

0 引言

近年来, 多电平逆变器在高压大功率场合的应用受到越来越多的关注, 多电平逆变器作为一种新型的逆变器类型, 其产生的背景是为了克服传统逆变器较高的 dv/dt、di/dt 所引起的开关应力等缺点, 出发点是通过对主电路拓扑结构的改进, 特别是三电平逆变电路已进入实用化阶段, 对其进行研究和分析很有实际意义。目前三电平逆变器的主要控制方法有消谐波 PWM 法, 开关频率最优 PWM 法, 和空间矢量 PWM 法, 而空间电压矢量法是应用较为广泛的一种。同时, 中点电压平衡问题是中点钳位式多电平逆变器中需要重视的问题, 这个问题是由于电路结构的原因引起的, 中点电压不平衡会导致输出电压的畸变, 必须加以抑制。笔者以 SVPWM 算法为基础, 提出了中点电位的控制方法, 并以仿真进行了验证。

1 工作原理

三电平逆变器主电路见图 1 所示。

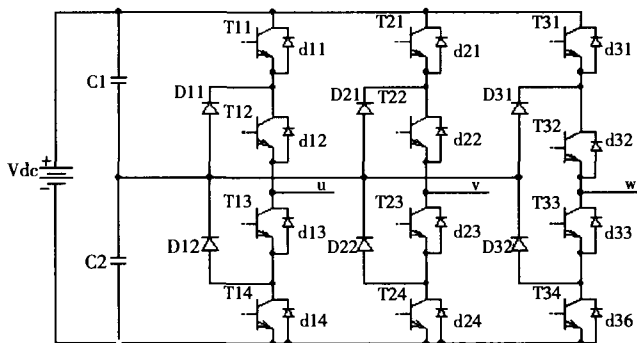


图 1 三电平逆变器主电路

图中三电平逆变器每相桥臂由 4 个开关器件 T_{i1} 、 T_{i2} 、 T_{i3} 、 T_{i4} ($i=1,2,3$) 串联而成, T_{i2} 、 T_{i3} 与两个箝位二极管 D_{i1} 、 D_{i2} 一起将输出端电位钳到到中点电位。直流侧有两个完全相同的电容串联, 若直

流电压为 V_{DC} , 则每个电容上电压应为 $V_{DC}/2$ 。据三电平逆变器主电路结构可得出—相桥臂上输出的三种状态: P 状态, 输出电压 $U_{oa}=+V_{DC}/2$ (T_{i1} 、 T_{i2} 导通); 0 状态, $U_{oa}=0$ (T_{i2} 、 T_{i3} 导通); N 状态, $U_{oa}=-V_{DC}/2$ (T_{i3} 、 T_{i4} 导通)。

引入开关变量 S_u 、 S_v 、 S_w ,

$$\text{其中 } S_x = \begin{cases} 1, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 P} \\ 0, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 O} \\ -1, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 N} \end{cases}$$

将各相电压表示为:

$$V_u = S_u \cdot V_{DC}/2$$

$$V_v = S_v \cdot V_{DC}/2$$

$$V_w = S_w \cdot V_{DC}/2$$

空间电压矢量的表达式变为:

$$\vec{V} = \frac{2}{3} (V_u + e^{j2\pi/3} V_v + e^{j4\pi/3} V_w)$$

$$= \frac{V_{DC}}{3} (S_u + e^{j2\pi/3} S_v + e^{j4\pi/3} S_w)$$

$$= \frac{V_{DC}}{3} [(2S_u - S_v - S_w) + j\sqrt{3}(S_v - S_w)]$$

由以上各表可以看到, 三电平逆变器共有 27 种空间电压矢

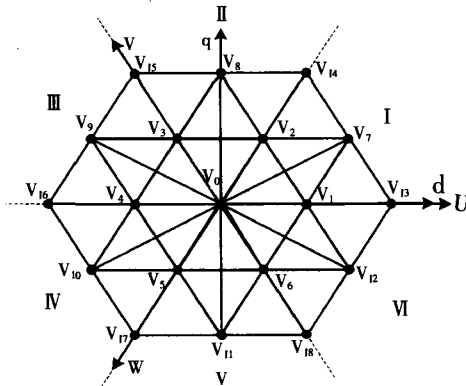


图 2 空间电压矢量

量,为叙述方便,依据矢量模的不同将整个矢量系统分为零矢量、小矢量、中矢量和 大矢量四种。在 d-q 平面上所有空间电压矢量如图 2 所示。

如图 3 所示,将任意一个 60°扇区划分 A、B、C、D 四个小三角形。当某一长度的参考矢量 V* 在某一扇区内旋转时有可能跨越不同的三角形区域,据此将矢量工作模式划分为 A 模式、AC 模式、BCD 模式和 BD 四种。

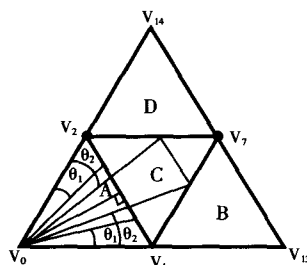


图 3 计算切换角

一旦确定了参考电压矢量所处的扇区以及具体的三角形区域,参考矢量模长 V_r 可以得到所属的模式,并计算出切换角 θ₁, θ₂。根据 NTV(The Nearest Triangle Vectors) 原则,用构成该三角形的三个固有矢量来合成该参考矢量。当参考矢量 V* 落在三角形中,矢量合成表达式为:

$$\begin{cases} V_1 \cdot T_0 + V_2 \cdot T_1 + V_3 \cdot T_2 = V^* \cdot T \\ T_0 + T_1 + T_2 = T \end{cases}$$

解得 T₀, T₁, T₂ 生成对称的七段 PWM 波。

2 直流侧中点电位平衡控制

在三电平逆变器的 19 个基本矢量中,长矢量对应的开关状态使三相输出和正负母线相连,不影响中点电压;零矢量使负载三相短路,并挂在正负母线之一上,也不会导致中点电压的变动。而中矢量和短矢量的开关状态对应至少有一相输出和零母线相连,并和正/负母线形成电流回路,从而导致电容 C₁ 和 C₂ 的充放电,使中点电压发生波动。中矢量虽然影响中点电压的波动,但没有选择的余地,而六种小矢量 $\vec{V}_1 \sim \vec{V}_6$ 对中点电压的影响最大。对电流方向做如下定义:流入负载中性点 N 的方向为负载电流正方向,流出直流侧中点的方向为中点电流的正方向,对于小矢量而言,当该相负载电流与直流侧中点直接相连时,定义此时的小矢量为正小矢量,中点电流 i₀=i_x;当该相负载电流不与中点直接相连时,定义此时的小矢量为负小矢量,中点电流 i₀=-i_x。对于中矢量而言,必然有 i₀=i_x。由前面的分析可知,在同样的负载状况下,一对正、负小矢量对中点电位的影响是完全相反的,所以适当的分配这两个矢量的作用时间就可以控制中点的漂移,这就是此种中点平衡策略的核心思想。

根据正负小矢量对中点电位的影响,提出两种平衡中点电位的平衡策略:

(1) 基于控制因子 m 的滞环比较法

检测小矢量作用时连接到中点的某相实际负载电流方向,判断该小矢量对中点电压的影响,设中点电压的偏移量 $\Delta V = V_{\alpha} - \frac{1}{2} U_{DC}$,

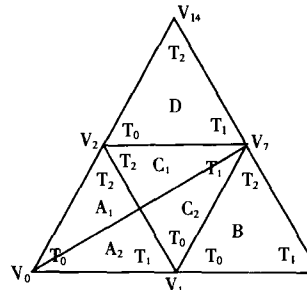


图 4

判断其偏移的方向,便可以选择使中点电位趋于平衡的小矢量,调整两个小矢量的作用时间。基于以上定义,定义控制因子 m(m ∈ (0,1)),设负小矢量的作用时间 T₋=m·T,正小矢量作用时间 T₊=(1-m)·T,设任一矢量的开关状态为(a,b,c),其中 a,b,c=1,0,-1,则可以综合为下式:

$$i_0 = i_a \cdot (a+1) \cdot (1-a) + i_b \cdot (b+$$

$$1) \cdot (1-b) + i_c \cdot (c+1) \cdot (1-c)$$

具体的调控则如下:

(a) 当 ΔV>0, i₀>0 或 ΔV<0, i₀<0 即 ΔV·i₀>0 时,增加该组负小矢量的作用时间,即保持 m ∈ (0.5, 1]

(b) 当 ΔV>0, i₀<0 或 ΔV<0, i₀>0 即 ΔV·i₀<0 时,增加该组正小矢量作用时间,即保持 m ∈ [0, 0.5];

(c) 当 ΔV·i₀=0 时, m=0.5。

以第一扇区为例,如图 5 所示:

在具体调试中可以根据中点电位的漂移状况将 m 的取值在其定义区间进行更为细致的划分,可以很好的将中点电位控制在所要求的精度范围以内。

(2) 基于控制因子 ms₀ 的准确算法

中点电流引起中点电位的偏移其实质在于在一个周期里面流入和流出中点的电荷不平衡。所以要保证中点电位的精确稳定,就必须控制在一个周期里面,流入电荷等于流出电荷。

在每一个周期中,脉冲序列总是以某一个小矢量的负小矢量(或正小矢量)开头并以该小矢量的负小矢量(或正小矢量)结尾,称为主控小矢量在某些区域还会用到相邻的小矢量,称为辅控小矢量。

如图 5 所示,(0°, 30°]区域的主控小矢量为 V₁,辅控小矢量小矢量为 V₂;(30°, 60°] 的主控小矢量为 V₂,辅控小矢量小矢量为 V₁。有关中矢量和 大矢量的定义无任何变化。设某段区域的主控小矢量作用时间为 T_{m0},辅控小矢量作用时间为 T_{m1},中矢量作用时间为 T_m,引入主控小矢量的时间分配系数 ms₀(ms₀ ∈ [-1, 1]),并定义正小矢量的作用时间为 T_{m0+}=(1+ms₀)T_{m0}/2,负小矢量的作用时间为 T_{m0-}=(1-ms₀)T_{m0}/2,则正、负小矢量流入中点的总电荷为 Q_{m0}=T_{m0+}·i₀₊-T_{m0-}·i₀₋=ms₀·i₀·T_{m0}。可以得到相邻小矢量流入中点的电荷为:Q_{m1}=-i_{x1}·T_{m1},如果要保证中点电位不发生波动,则必须保证流入中点的总电荷为零,即:

$ms_0 \cdot i_0 \cdot T_{m0} - i_{x1} \cdot T_{m1} + i_m \cdot T_m = 0$
ms₀ 与控制因子 m 之间的对应关系,其关系具体如下:
(a) (0°, 30°]区域是以负小矢量 p00[-i_{x1}]开头,所以:m=1(1-ms₀)/2
(b) (30°, 60°]区域是以正小矢量 p01[i_{x1}]开头,所以:m=(1+ms₀)/2

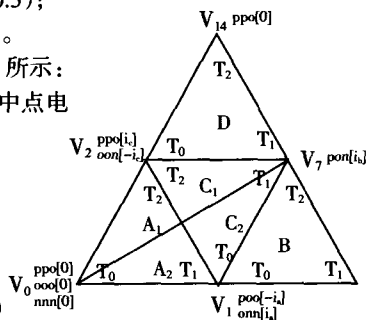


图 5

3 系统仿真及其结果分析

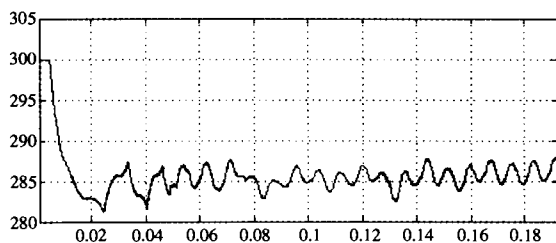
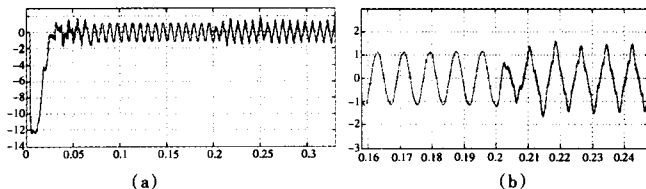
以 MATLAB.Simulink 为基础平台,采用 SIMULINK 元件库中的元件建立主电路模型,以三相交流电机作为负载,模块中的主要控制算法全部采用 S-function 函数完成。

仿真参数:额定功率 P_N=4kW,额定线电压 U_N=400V,额定频率 f_N=50Hz,额定转速 ω_r=1430RPM,定子电阻 R_s=1.405 欧,转子电阻 R_r=1.395 欧,定子漏感 L_{σs}=0.005839H,转子漏感 L_{σr}=0.005839H,定转子互感 L_m=0.1722H,转动惯量 J=0.0131kg·m²,极对数 P=2,开关频率 f=10kHz,直流母线电压 V_{DC}=600V,直流侧电容 C₁=C₂=1200μF,磁链幅值给定 ψ_r^{*}=0.8Wb。

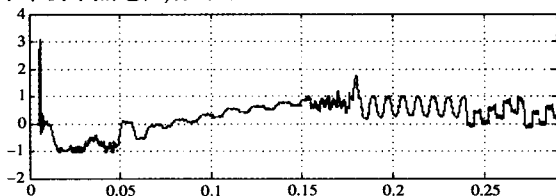
不加中点控制时,不加中点控制时中点电位的漂移状况以及输出电压的波形如下所示。

采用基于控制因子 m 的滞环中点控制策略时,如图所示。

采用基于控制因子 ms₀ 的准确算法中点控制策略:

图6 不加中点控制时直流侧下部电容的电压值 V_C 图7 直流侧下部电容电压与理想电压的偏差: $V_C - V_{Dc}/2$

$t=0s$ 时给定转速 $\omega_r=700\text{rpm}=73.3\text{rad/s}$, 空载启动, 在 $t=0.15s$ 时, 给定转速 $\omega_r=1200\text{rpm}=125.6\text{rad/s}$, $t=0.24s$ 时突加负载转矩 $T_L=15\text{N}\cdot\text{m}$ 。偏差电压滞环设定值 $\Delta U=1\text{V}$, 在滞环内采用基于控制因子 m_s0 的准确算法, 在滞环外采用基于控制因子 m 的滞环比较法(为了提高中点平衡的快速性, 取 $m=0$, 只使用一种极性的小矢量来平衡中点电位), 如图所示。

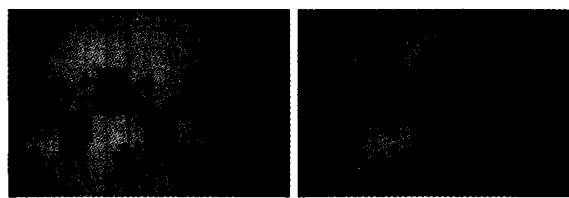
图8 直流侧下部电容电压与理想电压的偏差: $V_C - V_{Dc}/2$

波形分析: 由图可见, 采用第一种策略时中点电压有较大的波动, 通过控制因子 m 确实将中点偏差电压的脉动值限定在 1V 的滞环以内; 但在滞环内采用控制因子 m_s0 的算法时, 由于此种算法本身不具有自动调节中点的能力, 把两种策略结合后就可以将中点电压漂移限定在一定的范围内而不受负载的影响, 可以较好地实现中点电压的平衡。

4 实验波形

在实验过程中, 选取载波比为 60, 采用只在三角波顶点位置对正弦波采样的规则采样法。利用 Tms320F2812 实现控制程序, 直接用该芯片内部的两个事件管理器中的 PWM 产生电路产生所需的 12 路脉冲。下面分别给出了在输出 50Hz 时, 不同调制比 m 对应的线电压波形。实验过程中, 中间直流母线电压保持在 $120\text{V}\sim 160\text{V}$ 之间, 死区时间设为 $7\mu\text{s}$, 且将 $24\mu\text{s}$ 以下的窄脉冲滤除。

图 9 给出的是输出频率 50Hz 时, 调制比为 0.5 时所对应的输出线电压波形和相电压波形。图 10 给出的是调制比为 0.8 时

图9 输出频率 50Hz 时调制比 $m=0.5$ 下的线电压和相电压波形图10 输出频率 50Hz 时调制比 $m=0.8$ 下的线电压和相电压波形所对应的输出线电压波形和相电压波形。各个电压波形都符合理论分析的结果。

5 结束语

本文介绍了 NPC 三电平逆变器的基本工作原理和空间电压矢量控制的实现方法, 针对 NPC 三电平逆变器所存在的中点电压不平衡问题, 提出了两种控制解决方法, 并进行了仿真验证。通过仿真验证, 说明通过两种方法的结合可以有效地解决中点电位的不平衡问题。

参考文献

- [1] 李永东, 肖曦. 大容量多电平变换器—原理、控制、应用. 北京: 科学出版社, 2005.
- [2] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 Matlab/Simulink 的系统仿真技术与应用. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [3] H. du Toit Mouton. Natural Balancing of Three-Level Neutral-Point-Clamped PWM Inverters. IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol. 49, NO. 5, October 2002.
- [4] H. L. Liu and G. H. Cho. Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem. IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no. 5, pp. 481-486, Sept. 1994.
- [5] 金舜. 一种“中点控制十窄脉冲消除十死区补偿”的三电平控制算法. 西安理工大学硕士学位论文. 2003.3.
- [6] 肖庆恩, 何礼高. 三电平逆变器 SVPWM 控制的一种简化算法. 电力电子技术, 2004, 26(5): 21-24.

作者简介

田雷·男, 生于 1980 年, 西南交通大学电气工程学院硕士研究生。研究方向: 电力电子技术及其应用。

汪华峰·男, 生于 1980 年, 西南交通大学电气工程学院硕士研究生。研究方向: 电力电子与电机控制。

(上接 39 页)

比, 成本非常低廉但又非常具有实用价值, 可广泛用于倒车等应用场合, 具有非常广的市场应用前景。

参考文献

- [1] 苏长赞等. 红外线与超声波遥控. 人民邮电出版社, 2001.
- [2] 李茂山. 超声波测距原理及实践技术[J]. 实用测试技术, 1994.(1): 12-20.
- [3] 金篆芷, 王明时. 现代传感器技术. 电子工业出版社, 1995. 331-335.

[4] 时德钢, 刘晔, 王峰等. 超声波测距仪的研究. 计算机测量与控制, 2002.10(7): 480-452.

[5] 袁希光. 传感器技术手册. 国防工业出版社, 1986. 699-702.

[6] 康华光等. 电子技术基础. 高等教育出版社, 1987.

[7] 张毅刚等. MCS-51 单片机应用设计. 哈尔滨工业大学出版社, 1997.

作者简介

张磊·男, 生于 1982 年, 硕士研究生, 研究方向为多媒体技术与通信。