

# 三电平 NPC 逆变器载波层叠 PWM 控制方法的研究

冯纪归<sup>1</sup>, 胡存刚<sup>1</sup>, 李国丽<sup>1,2</sup>, 利新琴<sup>1</sup>

(1.合肥工业大学, 安徽 合肥 230009; 2.浙江工业大学, 浙江 杭州 310014)

**摘要:**利用双重傅里叶变换对三电平 NPC 逆变器的载波同相层叠和反相层叠 PWM 控制方法进行了分析, 得出其输出电压的表达式, 对两种载波层叠方式下输出电压的谐波特性进行了比较, 并用 FPGA 和嵌入式计算机为核心控制器构建的实验平台进行了实验验证。

**关键字:**逆变器; 载波; 脉宽调制 / 双重傅立叶变换

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2008)11-0001-03

## Research on Carrier Disposition PWM Control Method for Three-level NPC Inverter

FENG Ji-gui<sup>1</sup>, HU Cun-gang<sup>1</sup>, LI Guo-li<sup>1,2</sup>, LI Xin-qin<sup>1</sup>

(1.Hefei University of Technology, Hefei 230009, China; 2.Zhejiang University of Technology, Hangzhou 340014, China)

**Abstract:**The output voltage equations of the three-level NPC inverter with carrier phase disposition and opposition disposition PWM control methods have been derived respectively by means of dual Fourier transforms.The harmonic characteristics of the output voltages are compared objectively.An experimental device based on FPGA and embedded computer is constructed in laboratory.The experimental results verify the exactness of theoretics analysis.

**Keywords:**inverter; carrier; pulse width modulation / dual fourier transform

### 1 引言

载波调制法是多电平变换器 PWM 控制方法之一, 分为载波移相法和载波层叠法<sup>[1]</sup>。其中, 三角载波层叠法实现简单, 如果适当加入零序分量就可以增大调制比, 降低开关损耗, 因此在三电平中点箝位型 (NPC) 逆变器拓扑结构中应用广泛<sup>[2-3]</sup>。

对于三电平 NPC 逆变器而言, 有载波反相层叠法和载波同相层叠法两种载波调制形式。载波反相层叠法由于两个三角载波具有对称性, 其输出电压和谐波分析很多文献都有详细的介绍<sup>[4]</sup>。但是, 载波同相层叠法不具有对称性, 使得输出电压的分析较困难。对三电平 NPC 逆变器三角载波同相层叠和载波反相层叠控制方法分别进行了理论分析和比较, 得出其谐波特性, 最后通过实验进行了验证。

### 2 三电平载波层叠 PWM 控制法的原理

图 1 示出三电平 NPC 逆变器载波 PWM 控制技术的原理图。通过载波和调制波比较得到开关脉冲控制信号, 再通过开关脉冲控制信号分别控制各桥臂上开关管的导通与关断, 使逆变器的每相输出都是三电平波形。由于一般是以正弦波作为调制波进行 PWM 调制故称作正弦脉宽调制 (Sinusoidal PWM, 简称 SPWM)。

对三电平 NPC 逆变器而言, 采用两组幅值和频率相同的三角载波分成两层上下层叠, 对称分布于同一

调制波的正负半波, 根据两组三角载波相位关系, 可分为载波反相层叠法和载波同相层叠法, 如图 2 所示。

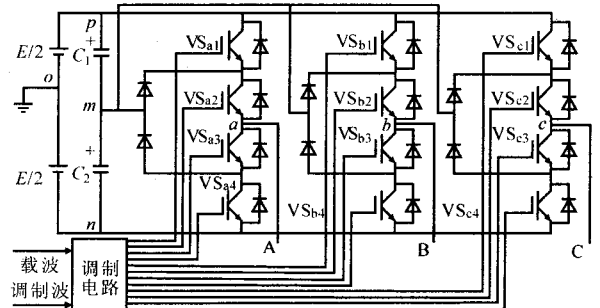


图 1 三电平 NPC 逆变器载波 PWM 控制技术

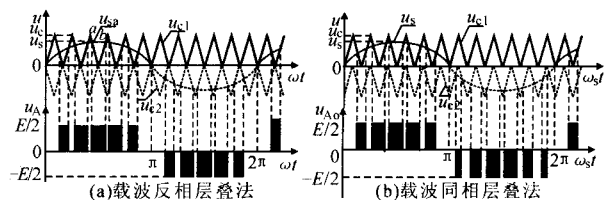


图 2 载波层叠 PWM 原理图

### 3 载波层叠 PWM 控制法理论分析

利用双重傅里叶级数分别对三电平 NPC 逆变器载波两种层叠控制法的输出电压进行分析。

#### 3.1 载波反相层叠控制法

由图 2a 知, 载波反相层叠输出矩形脉冲具有对称性, 通过双重傅里叶变换容易导出载波反向层叠 PWM 控制法三电平 NPC 逆变器输出电压的表达式:

$$u_{Ao} = \frac{1}{4} ME \sin \omega_s t \pm \frac{E}{2m\pi} \sum_{m=1,2,\dots} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n(mM\tau) \sin[(mF+n)\omega_s t] \quad (1)$$

根据式(1)可知, 载波反向层叠 PWM 控制方法

定稿日期: 2008-09-01

作者简介: 冯纪归 (1984-), 男, 安徽金寨人, 硕士研究生, 研究方向为 DSP 应用技术。

三电平 NPC 逆变器输出电压的谐波有如下特点:①恒定分量(直流分量)为零;②基波为:  $(ME/4)\sin\omega_s$ , 不含基带谐波;③不含载波和载波谐波;④只存在  $n$  为奇数的载波上下边频谐波。

### 3.2 载波同相层叠控制法

由图 2b 可见,当载波同相层叠时,由于调制波正负半周期与三角载波的交点不具有对称性,使得方程组的求解结果出现增根,就很难写出三电平 SPWM 波准确的时间函数。但可把输出电压波形根据载波分成上下独立的两个部分。将这两个部分分别进行傅里叶变换,然后代数相加,其结果与直接对总的输出波形进行傅立叶变换得到的结果相同。分别写出两个载波部分及其对应调制波的表达式:

$$u_{c1} = \begin{cases} \frac{U_c}{\pi}(\omega_t - 2k\pi), & 2k\pi \leq \omega_t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{U_c}{\pi}(\omega_t - 2k\pi) + 2U_c, & (2k+1)\pi \leq \omega_t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad (2)$$

$$u_{s1} = \begin{cases} U_s \sin\omega_t, & 0 \leq \omega_t \leq \pi \\ 0, & \pi \leq \omega_t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3)$$

$$u_{c2} = \begin{cases} \frac{U_c}{\pi}(\omega_t - 2k\pi) - U_c, & 2k\pi \leq \omega_t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{U_c}{\pi}(\omega_t - 2k\pi) + U_c, & (2k+1)\pi \leq \omega_t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad (4)$$

$$u_{s2} = \begin{cases} U_s \sin\omega_t, & \pi \leq \omega_t \leq 2\pi \\ 0, & 0 \leq \omega_t \leq \pi \end{cases} \quad (5)$$

设图 3a,b 对应的 PWM 波表达式分别为:

$$u_{L1}(\omega_t, \omega_f) = \begin{cases} E/2, & [2(k+1) - M\sin\omega_t]\pi < \omega_t < 2(k+1)\pi \\ & \text{或 } 2k\pi < \omega_t < (2k + M\sin\omega_t)\pi \\ 0, & (2k + M\sin\omega_t)\pi < \omega_t < [2(k+1) - M\sin\omega_t]\pi \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{L2}(\omega_t, \omega_f) = \begin{cases} 0, & 2k\pi < \omega_t < (2k+1 + M\sin\omega_t)\pi \\ & \text{或 } (2k+1 - M\sin\omega_t)\pi < \omega_t < 2(k+1)\pi \\ -E/2, & (2k+1 + M\sin\omega_t)\pi < \omega_t < (2k+1 - M\sin\omega_t)\pi \end{cases} \quad (7)$$

假定  $u_{L1}(\omega_t, \omega_f)$ ,  $u_{L2}(\omega_t, \omega_f)$  的双重傅立叶级数表达式为:

$$u_{L1}(\omega_t, \omega_f) = A_{00}'/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n}' \cos n\omega_t + B_{0n}' \sin n\omega_t) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0}' \cos m\omega_f + B_{m0}' \sin m\omega_f) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} [A_{mn}' \cos(m\omega_f + n\omega_t) + B_{mn}' \sin(m\omega_f + n\omega_t)] \quad (8)$$

$$u_{L2}(\omega_t, \omega_f) = A_{00}''/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n}'' \cos n\omega_t + B_{0n}'' \sin n\omega_t) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0}'' \cos m\omega_f + B_{m0}'' \sin m\omega_f) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} [A_{mn}'' \cos(m\omega_f + n\omega_t) + B_{mn}'' \sin(m\omega_f + n\omega_t)] \quad (9)$$

式(8), (9)中,第一项为直流分量,第二项为基波和基带谐波,第三项为载波和载波的谐波,第四项为载波边带谐波。 $A_{m0}'$ ,  $B_{m0}'$ ,  $A_{m0}''$ ,  $B_{m0}''$  为双重傅立叶

级数的系数,可通过双重傅立叶变换的逆变换求解:

$$\begin{cases} A_{m0}' + jB_{m0}' = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{L1}(\omega_t, \omega_f) e^{j(m\omega_f + n\omega_t)} d\omega_f d\omega_t \\ A_{m0}'' + jB_{m0}'' = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{L2}(\omega_t, \omega_f) e^{j(m\omega_f + n\omega_t)} d\omega_f d\omega_t \end{cases} \quad (10)$$

由傅立叶变换的线性叠加性知,基于载波同相层叠 PWM 控制法输出电压双重傅立叶级数表达式:

$$u_{A0}(\omega_t, \omega_f) = A_{00}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos n\omega_t + B_{0n} \sin n\omega_t) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos m\omega_f + B_{m0} \sin m\omega_f) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} [A_{mn} \cos(m\omega_f + n\omega_t) + B_{mn} \sin(m\omega_f + n\omega_t)] \quad (11)$$

式中:  $A_{m0} + jB_{m0} = A_{m0}' + jB_{m0}' + A_{m0}'' + jB_{m0}''$

将式(10)求得的系数代入式(11)得:

$$u_{A0}(\omega_t, \omega_f) = M \frac{E}{4} \sin\omega_t + \sum_{m=1,3,\dots} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2E}{m\pi^2} \cdot \frac{1}{2l-1} \cdot$$

$$J_{2l-1}(mM\pi) \cos mF\omega_f + \sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots} \frac{E}{2m\pi} \cdot$$

$$J_n(mn\pi) \sin[(mF+n)\omega_f] \quad (12)$$

根据(12)式可知,输出电压谐波有如下的特点:

①恒定分量(直流分量)为零;②基波为:  $(ME/4)\sin\omega_s$ , 不含基带谐波;③含载波和奇次载波谐波;④只存在  $m$  为偶数且  $n$  为奇数的载波上下边频谐波。

### 3.3 两种控制方法的比较

对于上述两种载波层叠 PWM 控制法,就输出波形改善的效果而言,通过上述傅立叶分析比较可知:

①载波同相层叠 PWM 控制法与载波反相层叠 PWM 控制法的输出相电压均是由基波和载波上下边频谐波组成均不含恒定分量和基带谐波,但是同相层叠 PWM 控制法含有载波和奇次载波谐波;②对于载波同相层叠,在输出相电压中的谐波能量主要集中在载波频率处,该处的谐波幅值较大,其它的谐波主要是以载波整数倍频率为中心的边带谐波,幅值较小;③对于载波反相层叠,在相电压和线电压中,均无载波谐波,但均存在以载波整数倍频率为中心的边带谐波,幅值较大;④在三相系统线电压中,由于同相位,载波处谐波相互抵消。所以,同相层叠 PWM 控制法对波形改善的效果较载波反相层叠 PWM 控制法好,特别是线电压波形的改善最佳。

## 4 实验研究及结论

为进一步验证三电平 NPC 逆变器载波层叠 PWM 控制方法输出电压的谐波特性,搭建了基于嵌入式计算机和 FPGA 的三电平 NPC 逆变器实验平台并进行了实验研究,以 2SK2879 型 MOSFET 为主开关器件,负载拖动 0.75 kW 风机,运行频率为 50 Hz,系统的原理如图 3 所示。

(下转第 5 页)

生 A 相桥臂的 PWM 信号  $A_1 \sim A_4$ ;  $PWM_3, PWM_4$  和  $B_c$  用来产生 B 相桥臂的 PWM 信号  $B_1 \sim B_4$ ;  $PWM_5, PWM_6$  和  $C_c$  用来产生 C 相桥臂的 PWM 信号  $C_1 \sim C_4$ 。要获得所需的 PWM 信号, 其逻辑关系为: 当  $X_c=1$  时,  $X_1=0, X_2=PWM_y, X_3=1, X_4=PWM_{y+1}$ ; 当  $X_c=0$  时,  $X_1=PWM_y, X_2=1, X_3=PWM_{y+1}, X_4=0$ , 其中  $X=A, B, C, y$  对应 A, B, C 三相, 分别为 1, 3, 5。

### 5 实验结果及结论

在三电平逆变器中, 每路均有 3 种状态, 分别是  $P[1\ 1\ 0\ 0], O[0\ 1\ 1\ 0], N[0\ 0\ 1\ 1]$ 。从这 3 种状态可以发现, 每个状态的第一路和第四路 PWM 信号相减, 恰好是其对应的状态。为了验证以上提出的方案, 将每个桥臂的第一路和第四路 PWM 信号相减得到逆变器桥臂输出等效电压波形, 再将桥臂之间的电压相减就得到逆变器输出的等效线电压波形。图 3 示出开关频率为 1 kHz, 输出电压频率为 50 Hz 时逆变器输出的等效线电压波形。图中上半部分为输出的 PWM 波形, 下半部分滤波以后的正弦波形。

由实验波形可见, 所提出的 SVPWM 算法能很好地实现对三相二极管箝位三电平逆变器的控制, 逆变器输出的电压波形质量较好。采用 DSP 和

CPLD 来实现三电平 SVPWM 算法是可行的, 能充分发挥各自的优点, CPLD 的应用增强了 SVPWM 算法实现的灵活性。

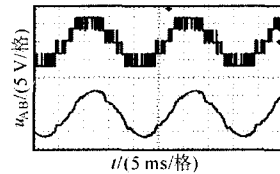


图 3 逆变器输出的等效线电压波形

### 参考文献

- [1] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng-peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [2] Amit Kumar Gupta, Ashwin M. Khammbadkone. A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters based on Two-Level Space Vector PWM [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1631-1639.
- [3] Subrata K Mondal, Joao O P Pinto, Bimal K Bose. A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(3): 660-669.
- [4] Bin Wu. High-Power Converters and AC Drives [M]. IEEE Press: Wiley-Interscience, 2006.

(上接第 2 页)

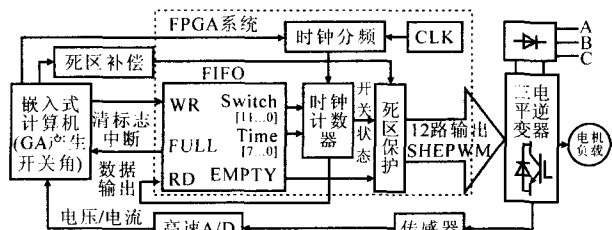


图 3 实验室三电平 NPC 逆变系统原理框图

图 4 和图 5 是采用 Tek DPO4104 示波器实测的两种方法的线电压  $u_x$  和相电压  $u_a$  波形和频谱分析, 由图可见, 实验波形与理论分析基本一致, 验证了理论分析的正确性。

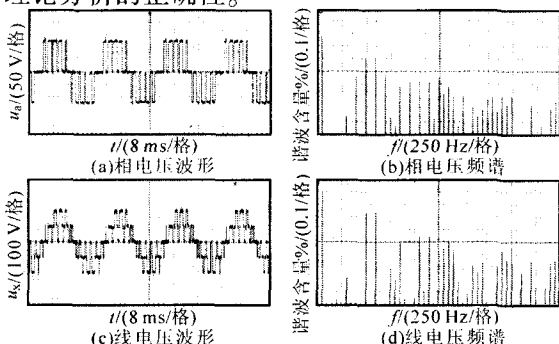


图 4 载波反相层叠 PWM 控制方法的实测波形

利用双重傅立叶级数和 Bessel 定理, 分别对三电平 NPC 逆变器的载波反相层叠 PWM 控制法和载波同相层叠 PWM 控制法输出电压和谐波特性进行了分析和比较, 通过实验进行了验证, 为三电平

NPC 逆变器的载波层叠 PWM 控制方法的应用提供了理论依据。所研究的方法亦可应用于多电平载波层叠 PWM 控制技术当中。

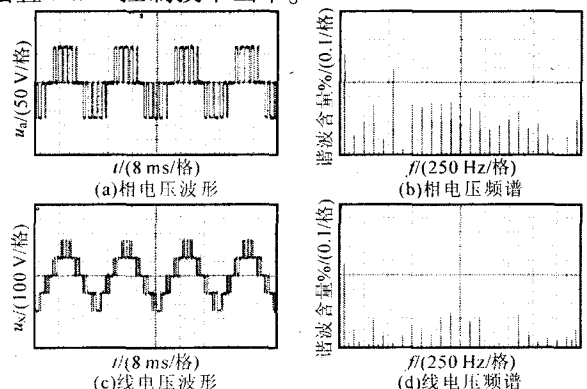


图 5 载波同相层叠 PWM 控制方法的实测波形

### 参考文献

- [1] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器——原理·控制·应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [2] A Nabae. A new Neutral-point-clamped PWM Inverter [A]. ISA '08[C]. 2008: 761-766.
- [3] Rangarajan M Tallam, Rajendra Naik, Thomas A Nondahl. A Carrier-based PWM Scheme for Neutral-point Voltage Balancing in Three-level Inverters [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(6): 1734-1743.
- [4] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [5] 王立桥, 黄玉水, 张仲超, 等. 多电平交流器多载波 PWM 技术的研究 [J]. 浙江大学学报, 2005, 39(7): 1025-1030.