

开关损耗及共模电压双重优化的 三电平 PWM 算法

张皓, 陈天牧, 续明进, 卻银槐, 刘子淇

(北京印刷学院 机电工程学院, 北京 102600)

摘要:针对多电平逆变电路中现有波形调制算法使逆变器产生较高开关损耗和共模电压的问题, 通过分析三电平逆变器参考相电压零序分量注入条件, 建立相电压调制函数模型, 确定降低开关次数与抑制共模电压双重优化目标, 分析目标函数中调制度和基波相位角之间的数学关系, 提出了一种新型的三电平逆变电路相电压调制波波形变换算法。该算法根据不同的调制度, 通过注入适当的零序分量实现调制波波形变换, 使开关器件在单个周期内减少 $1/3$ 开关次数且共模电压幅值最小。仿真和实验结果显示了该算法的可行性和有效性。

关键词: 三电平逆变; 波形变换; 开关损耗; 共模电压; 零序分量

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19450

Three-level PWM Algorithm with Dual Optimization of Switching Loss and Common-mode-voltage

ZHANG Hao, CHEN Tianmu, XU Mingjin, QUE Yinhuai, LIU Ziqi

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Beijing Institute of Graphic Communication,
Beijing 102600, China)

Abstract: In multilevel inverters, switching loss and common-mode voltage are always key factors affecting the performance of inverters. By analyzing the injection condition of the zero-sequence component of the reference phase voltage of the three level inverters, the phase voltage modulation function model was established, the optimal target of reducing switching time and suppressed common-mode voltage, was selected the mathematical relation between modulation coefficient and fundamental phase was analyzed, a new type of phase voltage modulation wave waveform transformation algorithm for the three-level inverter circuit was proposed. The switching device could reduce $1/3$ switching times in a single cycle and the common-mode voltage amplitude was minimum. Simulation and experiment results demonstrate the feasibility and effectiveness of the algorithm.

Key words: three-level inverter; waveform transformation; switching loss; common-mode voltage; zero-sequence component

多电平逆变器以输出容量大、谐波含量小、输出波形质量高及 du/dt 较小等特点被广泛应用于变频系统中。随着电力电子器件开关频率不断提高及多电平逆变器在工业领域内的广泛应用, 逆变器的开关损耗问题日益凸显, 成为逆变器功率损耗中的主要因素之一。目前, 降低逆变器开关损耗主要通过研究新型功率器件性能提

升、软开关技术应用和采用波形变换调制技术等方法来实现。前 2 类方法研发周期较长且硬件成本较高, 而采用波形变换调制技术主要是软件方面的改进, 改进便捷且成本低。

波形变换调制策略中比较有代表性的是不连续脉宽调制 (discontinuous pulse width modulation, DPWM) 策略。DPWM 策略的基本原理

基金项目: 北京市自然科学基金 (KZ201510015016); 北京市教委科技创新服务能力建设项目 (04190118002); 北京高等学校高水平人才交叉培养“实培计划”项目 (03150118005)

作者简介: 张皓 (1968—), 男, 硕士, 副教授, Email: howzh@bigc.edu.cn

是在保证三相线电压为正弦/余弦波前提下,各相电压基波周期中开关器件有 120° 不动作。相较于正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)策略,该方法使功率器件开关次数降低 $1/3$ 且输出线电压幅值提高 15% ,从而有效降低开关损耗,提高能量转换效率并保证最优设备利用率。然而,DPWM 技术的缺点同样明显,经过波形变换后的相电压作用于负载时,易形成较大共模电压,当应用于电压等级较高的电机驱动系统中,会引起电机较大的轴电流,造成系统寿命明显缩短。

因此,抑制共模电压成为 DPWM 调制中亟待解决的关键问题之一。

当前,关于 DPWM^[1-9] 和抑制共模电压^[10-18] 调制算法已有较多的研究成果,但少有学者深入探究在三电平或多电平逆变中这两种优化目标同时实现或在已达到一个目标的基础上寻求另一目标的最优解^[19-21]。

本文深入分析了三电平逆变器调制函数的数学模型,提出了一种开关损耗及共模电压双重优化的载波调制算法。该方法在满足最大程度减少系统开关次数的同时可实现调制函数共模电压抑制效果最佳,仿真和实验结果显示了所提调制方法的可行性和有效性。

1 零序分量注入的幅值约束条件

在三相电机驱动系统中,三相逆变器期望输出线电压为标准正弦/余弦波,其典型载波比较调制策略为 SPWM,即相电压调制波为三相互差 120° 的正弦信号,与三角载波比较获得 PWM 波。相电压调制波如下式:

$$\begin{cases} u_a = \frac{U_d}{2} M \sin(\omega t) \\ u_b = u_a e^{-\frac{2\pi}{3}} \\ u_c = u_a e^{-\frac{4\pi}{3}} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $M = \frac{2U_{lp}}{\sqrt{3}U_d}$

式中: u_a, u_b, u_c 分别为 a, b, c 三相相电压; U_d 为直流母线电压; M 为逆变器调制度; U_{lp} 为线电压。

三相逆变器输出采用三相三线制,即仅输出 a, b, c 三相端电压,由于没有中性点输出,故逆变

器输出只需考虑线电压波形,可忽略相电压的合理变换。

零序分量注入法是一种对相电压进行波形变换的方法,它对线电压不产生影响,是改变相电压波形实现特定 PWM 序列的常用方式。

在三相逆变中,注入零序分量的变换方法即在基波中注入 $3N$ (N 为正整数)倍次谐波,波形变换后的相电压为

$$u'_x = u_x + u_{\text{offset}} \quad x = a, b, c \quad (2)$$

式中: u'_x 为波形变换后的相电压; u_x 为相电压基波分量; u_{offset} 为注入的零序分量。

理论上,零序分量 u_{offset} 可采用满足 $3N$ 倍次基波频率条件的任意波形,通常按照目标函数的要求选择,只是合成后的相电压幅值受直流母线电压约束。

在载波型 PWM 调制过程中,调制电压幅值范围为 $-U_d/2 \leq u'_x \leq U_d/2$ 。由于基波电压满足条件 $\min\{u_a, u_b, u_c\} \leq u_x \leq \max\{u_a, u_b, u_c\}$,因此注入的零序分量的幅值范围为

$$-\frac{U_d}{2} - \min\{u_a, u_b, u_c\} \leq u_{\text{offset}} \leq \frac{U_d}{2} - \max\{u_a, u_b, u_c\} \quad (3)$$

2 目标优化调制策略

2.1 降低开关损耗

在三相逆变器的输出波形分析中,为简化相电压数学模型,常采用坐标变换的方法,如 Clark 变换。该变换方法可将式(1)表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = M \frac{U_d}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: u_α, u_β 分别为垂直坐标系下两坐标轴正方向上的单位向量。

式(4)表明,虽然三相逆变器输出电压向量为 3 个自由度,但其本质上可由 2 个自由度的向量表示。

因此,在三相三电平波形调制中可适当控制其中一相调制函数值使它在某段时域内保持为三角载波峰值或 0 (即相电压输出为 $U_d, -U_d/2$ 或 0),此时该相桥臂的开关器件处于持续饱和或截止状态,开关次数减少,开关损耗降低。在调制函数中注入某种合适的零序分量是一种较为直观的调制波波形变换方法,通过构建调制波函

数并结合其约束条件即可求解得到合适零序分量。

假设直流母线 0 点为参考点将三相参考电压归幺化(输出为 $U_d/2$, $-U_d/2$ 或 0 时分别用 $+1$, -1 和 0 表示), 则单相电压调制函数 $u_x(x=a,b,c)$ 可注入 3 种零序分量, 分别为

$$\begin{cases} 1-u_x \\ -1-u_x \\ -u_x \end{cases} \quad (5)$$

对于优化目标而言, 注入上述 3 种零序分量的区间越宽, 降低开关损耗效果越明显。但是依据三相逆变器输出电压向量与零序分量特点, 在每个调制函数基波周期内, 每相电压调制函数中可注入上述零序分量的区间宽度总和最大为 $2\pi/3$ 。同时, 由式(3)可知零序分量的幅值受母线电压约束且频率为基波的 $3N$ 倍次。由此, 可对上述零序分量约束区间进行分析, 现以 A 相为例详述。

假设 $u_x = u_a = M \sin(\omega t)$, 当注入的零序分量为 $u_{\text{offset}} = -u_a$ 时, 由式(3)可以得到: 对于任意时刻 u_b 和 u_c 的值均满足不等式 $-1-u_x \leq -M \sin(\omega t) \leq 1-u_x (x=b,c)$ 。将 $u_b = u_a e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 和 $u_c = u_a e^{-j\frac{4\pi}{3}}$ 分别代入这组不等式, 则可得 ωt 的取值满足:

$$\begin{cases} -\frac{1}{\sqrt{3}M} \leq \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \leq \frac{1}{\sqrt{3}M} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}M} \leq \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \leq \frac{1}{\sqrt{3}M} \end{cases} \quad (6)$$

同理, 当注入的零序分量为 $u_{\text{offset}} = 1-u_a$ 时, 可得 ωt 的取值范围为

$$\frac{\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + 2k\pi \quad (7)$$

式中: k 为任意整数。

根据对称性, 当注入的零序分量为 $u_{\text{offset}} = -1-u_a$ 时, 可得 ωt 的取值范围为

$$-\frac{5\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq -\frac{\pi}{6} + 2k\pi \quad (8)$$

式(6)表明, 当注入零序分量 $u_{\text{offset}} = -u_a$ 时, 其约束区间宽度随 M 变化。在 1 个调制函数周期内, 当 $M < \sqrt{3}/3$ 时, 整个周期内都可注入 $-u_a$; 当 $\sqrt{3}/3 \leq M \leq 2/\sqrt{3}$ 时, 随着 M 逐渐增大, 可注入 $-u_a$ 的区间宽度由 2π 逐渐减小至 0, 零序分量约束区间与调制度 M 的关系如图 1a 中阴影区域所示。式(7)和式(8)表明, 当注入的零序分量为

$u_{\text{offset}} = 1-u_a$ 或 $-1-u_a$ 时, 其约束区间与 M 的值无关, 在每个调制函数基波周期内各有宽度为 $2\pi/3$ 的区间可注入相应零序分量, 其零序分量约束区间与调制度 M 的关系分别如图 1b、图 1c 中阴影区域所示。

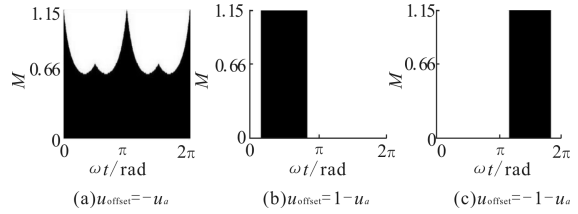


图 1 3 种零序分量约束区间与调制度 M 关系

Fig. 1 The relationship between three zero-sequence component constraints and M

由三相对称性, B 相与 C 相 3 种零序分量的约束区间可由 A 相对应的约束区间向坐标轴正方向分别平移 $\pi/3$ 和 $2\pi/3$ 得到。

图 1 中所示的阴影区域即为每种零序分量在单相电压中可注入的最大区间。其中, 图 1b 和图 1c 的 2 种情况下注入区间的最大宽度为 $2\pi/3$, 若超过 $2\pi/3$ 将导致 3 个波形调制需求无法在同一零序分量波形中体现。而当在同一相波形中注入上述 2 种或 2 种以上的零序分量时, 每一相的约束区间的宽度总和将大于 $2\pi/3$ 并且可以实现。

综上所述, 通过波形变换构造降低开关损耗的目标调制函数的方法并不是唯一的。因此, 在选择合适的零序分量时通常还可以考虑负载功率因数、直流母线中点电位或共模电压等其它因素。

2.2 降低开关损耗与抑制共模电压混合调制

三相三线逆变电路及负载简化模型图如图 2 所示。

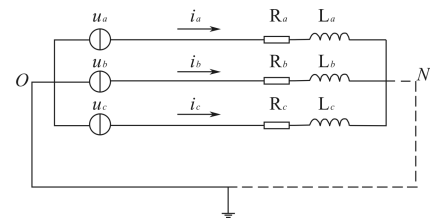


图 2 三相三线逆变器及负载简化模型

Fig. 2 Simplified model of three-phase and three-wire inverter and load

图 2 中, u_a, u_b, u_c 为逆变器输出相电压; i_a, i_b, i_c 为逆变器输出相电流; R_a, R_b, R_c 与 $L_a, L_b,$

L_c 组成三相等效阻感负载, O 为直流母线中点, N 为负载中性点。当 u_a, u_b, u_c , 分别作用时, N 点电压为 $u_N = u_x - R_x i_x - L_x \frac{di_x}{dt}$ ($x=a, b, c$)。

假设负载为三相对称负载, 由于 $i_a + i_b + i_c = 0$, 此时:

$$u_N = u_{com} = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (9)$$

式中: u_{com} 为共模电压。

当采用对称的三相正弦函数为调制波且不考虑 PWM 调制的影响时, 由于其瞬时值 $u_a + u_b + u_c = 0$, 则 $u_{com} = 0$, 此时无共模电压产生。零序电压注入后形成新的调制波, 共模电压可表示为

$$u_{com} = (u'_a + u'_b + u'_c)/3$$

由式(2)可得:

$$u_{com} = u_{offset} \quad (10)$$

式(10)显示零序分量注入相电压调制函数后, 负载端将产生与零序分量幅值相等的共模电压。换言之, 限制注入调制函数中的零序分量幅值即可有效抑制共模电压。

由式(5)可知, 若对某一相电压进行不连续脉宽调制, 其调制函数可注入相应的 3 种零序分量。对于三相电压调制函数而言, 同一时段仅能注入同一种零序分量满足其中一相电压的不连续脉宽调制需求。

若需在降低开关损耗的同时达到抑制共模电压的目的, 需选择 9 种零序分量中电压幅值最小的分量注入。但在 1 个基波周期内时刻, 比较各零序分量的幅值大小计算上较为繁杂, 而求出每种零序分量为幅值最小分量时的时域区间则相对简单, 此时零序分量需满足:

$$|u_{offset}| = \min\{|1 - u_x|, |-1 - u_x|, |-u_x|\} \quad x=a, b, c \quad (11)$$

以 A 相为例分析满足式(11)条件下的零序电压注入区间分布情况。假设 $u_x = u_a = M \sin(\omega t)$ 且 $u_{offset} = -u_a$ 为幅值最小的零序分量时, 由式(11)可得 $|u_a| = \min\{|1 - u_x|, |-1 - u_x|, |-u_x|\}$ ($x=a, b, c$), 即

$$\begin{cases} | -u_a | \leq | 1 - u_x | \\ | -u_a | \leq | -1 - u_x | \\ | -u_a | \leq | -u_x | \end{cases} \quad (12)$$

将 $u_a = M \sin(\omega t)$, $u_b = u_a e^{-\frac{2\pi}{3}}$, $u_c = u_a e^{-\frac{4\pi}{3}}$ 代入式(12)化简、求解, 可得 ωt 的取值范围:

$$\begin{cases} -\pi/6 + k\pi \leq \omega t \leq \pi/6 + k\pi \\ -1/(\sqrt{3}M) \leq \sin(\omega t - \pi/6) \leq 1/(\sqrt{3}M) \\ -1/(\sqrt{3}M) \leq \sin(\omega t + \pi/6) \leq 1/(\sqrt{3}M) \end{cases} \quad (13)$$

同理, 假设 $u_{offset} = 1 - u_a$ 为幅值最小的零序分量时, 可得 ωt 的取值范围为

$$\begin{cases} -\pi/3 + 2k\pi \leq \omega t \leq 2\pi/3 + 2k\pi \\ \cos(\omega t + \pi/3) \leq -1/(\sqrt{3}M) \\ \cos(\omega t - \pi/3) \geq 1/(\sqrt{3}M) \end{cases} \quad (14)$$

由对称性, 假设 $u_{offset} = -1 - u_a$ 为幅值最小的零序分量时, 可得 ωt 的取值范围为

$$\begin{cases} -2\pi/3 + 2k\pi \leq \omega t \leq -\pi/3 + 2k\pi \\ \cos(\omega t - \pi/3) \leq -1/(\sqrt{3}M) \\ \cos(\omega t + \pi/3) \geq 1/(\sqrt{3}M) \end{cases} \quad (15)$$

当 $M < 2/3$ 时, 式(13)中零序分量 $u_{offset} = -u_a$ 的 ωt 取值为 $[-\pi/6 + k\pi, \pi/6 + k\pi]$, 零序分量 $u_{offset} = 1 - u_a$ 与 $u_{offset} = -1 - u_a$ 的 ωt 取值为空集, 即相电压无这 2 种零序分量注入。由式(6)可知, $u_{offset} = -u_a$ 的零序分量约束区间包含 $[-\pi/6 + k\pi, \pi/6 + k\pi]$ 。此时单相电压不连续脉宽调制区间宽度为 $2\pi/3$ 。

当 $2/3 \leq M < 2/\sqrt{3}$ 时, 式(13)中 $u_{offset} = -u_a$ 的零序分量注入区间与式(6)中零序分量约束区间相同且在一个基波周期内可划分为 2 部分。当 $\omega t \in [-\pi/2 + 2k\pi, \pi/2 + 2k\pi]$ 时, ωt 的取值范围为 $[\sin^{-1}[-1/(\sqrt{3}M)] + \pi/6 + 2k\pi, \sin^{-1}[-1/(\sqrt{3}M)] - \pi/6 + 2k\pi]$; 当 $\omega t \in [\pi/2 + 2k\pi, 3\pi/2 + 2k\pi]$ 时, ωt 的取值范围为 $[\sin^{-1}[1/(\sqrt{3}M)] + \pi/6 + 2k\pi, \sin^{-1}[-1/(\sqrt{3}M)] - \pi/6 + 2k\pi]$ 。式(14)中 $u_{offset} = 1 - u_a$ 的零序分量注入区间最大为 $(\pi/3 + 2k\pi, 2\pi/3 + 2k\pi)$ 且包含于式(7)所述的零序分量约束区间, ωt 取值范围为 $[\cos^{-1}[-1/(\sqrt{3}M)] - \pi/3 + 2k\pi, \cos^{-1}[1/(\sqrt{3}M)] + \pi/3 + 2k\pi]$ 。由对称性, 式(15)中 $u_{offset} = -1 - u_a$ 的零序分量注入区间包含于式(8)所述零序分量约束区间, ωt 的取值范围为 $[\cos^{-1}[-1/(\sqrt{3}M)] + \pi/3 + 2k\pi, \cos^{-1}[1/(\sqrt{3}M)] - \pi/3 + 2k\pi]$ 。此时单相电压不连续脉宽调制区间宽度为 $2\pi/3$ 。

当 $M = 2/\sqrt{3}$ 时, 满足式(13)中 $u_{offset} = -u_a$ 零序分量注入条件的 ωt 范围为 $\{k\pi\}$, 由于该范围

由离散点构成,对降低开关损耗的调制目标没有影响,因此可认为 $u_{\text{offset}} = -u_a$ 的 ωt 范围为空集。满足式 (14) 中 $u_{\text{offset}} = 1 - u_a$ 零序分量注入条件的 ωt 范围为 $[\pi/3 + 2k\pi, 2\pi/3 + 2k\pi]$; 满足式 (15) 中 $u_{\text{offset}} = -1 - u_a$ 零序分量注入条件的 ωt 范围为 $[-2\pi/3 + 2k\pi, -\pi/3 + 2k\pi]$ 。此时单相电压不连续脉宽调制区间宽度为 $2\pi/3$ 。

综上所述,该算法的零序电压注入区间完全满足降低开关损耗的约束条件且具有降低开关损耗的最佳效果,其数学表达式为

$$\begin{cases} u'_a = u_a + u_{\text{offset}} \\ u'_b = u'_a e^{-\frac{2\pi}{3}} \\ u'_c = u'_a e^{-\frac{4\pi}{3}} \\ u_{\text{offset}} = \{1 - u_x, -1 - u_x, -u_x\} \\ |u_{\text{offset}}| = \min\{|1 - u_x|, |-1 - u_x|, |-u_x|\} \\ x = a, b, c \end{cases} \quad (16)$$

3 仿真研究

本文采用 Matlab/Simulink 软件,以图 2 为架构对降低开关损耗与抑制共模电压混合调制算法进行仿真。

在三相电源 u_a, u_b, u_c 中注入零序分量使其分别变换为 u'_a, u'_b, u'_c , 零序分量的控制算法基于 Simulink 中的可编程模块 S-function 实现。相关参数为:直流母线电压 $U_d = 200$ V,基波频率 62.5 Hz,载波比 100。当 M 为 0.4, 0.8 和 1.15 时,单个周期内调制波 u'_a 与相电压 PWM 仿真波形如图 3 所示。

图 3 中,当 $M=0.4, 0.8$ 和 1.15 时,单个周期内,相电压幅值保持为 0 的时域宽度分别为 5.3 ms, 3 ms 和 0 ms; 相电压幅值保持为正母线电压的时域宽度分别为 0 ms, 1.1 ms 和 2.6 ms; 相电压幅值保持为负母线电压的时域宽度分别为 0 ms, 1.1 ms 和 2.6 ms。3 种情况下,不连续脉宽调制区间宽度均约为整个基波周期的 1/3, 与理论计算结果一致。

当 $M=0.8$ 时,分别采用 DPWMMAX, DPWM1 和本文所提调制算法使相电压调制函数在单个周期内具有 $2\pi/3$ 不连续脉宽调制区间。这 3 种调制算法在负载端产生的共模电压仿真波形分别如图 4 中 $u_{\text{com1}}, u_{\text{com2}}$ 和 u_{com3} 曲线所示。由图 4 可见, u_{com1} 和 u_{com2} 峰值约为 65 V, 而 u_{com3} 的峰值在 30 V 左右。计算图 4 中 3 个波形的有效值,

可得 $u_{\text{com1-RMS}} = 45.076$ V, $u_{\text{com2-RMS}} = 33.021$ V, $u_{\text{com3-RMS}} = 28.082$ V。仿真结果显示,在 $M=0.8$ 时,相较于 DPWMMAX 与 DPWM1,采用本文提出的波形调制算法会使负载端产生的共模电压有效值至少下降 15%。

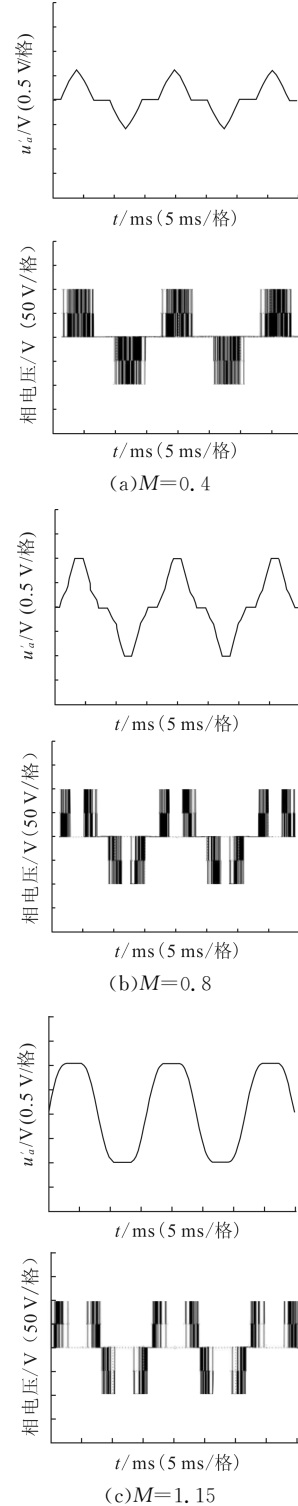


图 3 不同调制系数调制算法仿真波形

Fig. 3 Simulation waveforms with algorithms in different modulation coefficient

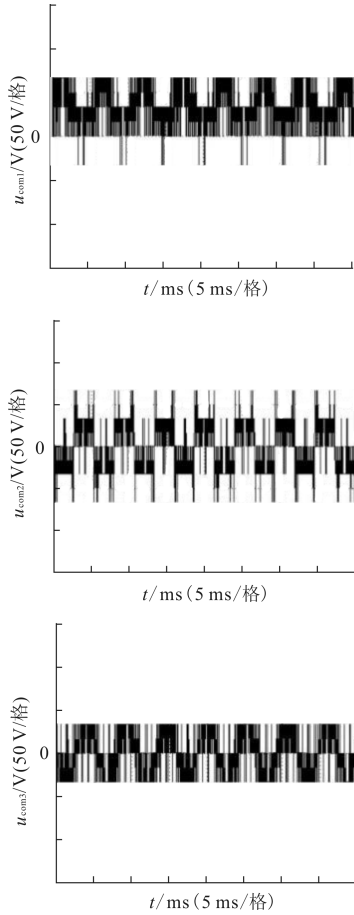


图 4 3 种调制算法的共模电压仿真波形

Fig. 4 Common-mode voltage simulation waveforms results in three modulation algorithms

4 实验研究

为进一步验证本文所提降低开关损耗与抑制共模电压混合调制算法的有效性,研制了一台三相三电平逆变器进行实验验证。

实验装置的主控芯片为 TI 公司的 TMS320F2812,主功率开关器件为 IRF840 型号的 MOSFET,测量工具选用 Tektronix DPO2024B 型示波器。

相关实验参数与仿真参数相同。

图 5 为不同调制系数下逆变器相电压输出波形。

由图 5 可见,单个周期内各相电压均有约 5.3 ms 开关器件不动作且波形与仿真结果基本一致。当 $M=0.8$ 时,负载端共模电压 u_{com} 实验波形如图 6 所示。图 6 中, u_{com} 峰值约为 30 V 且波形与仿真波形 u_{com3} 基本一致,证明本文所提调制算法在降低器件开关次数的同时可有效抑制共模电压。

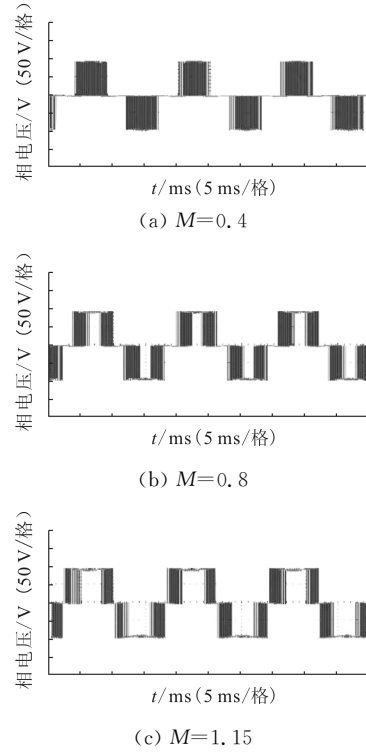


图 5 不同调制系数调制算法实验波形

Fig. 5 Experiment waveforms results with algorithms in different modulation coefficient

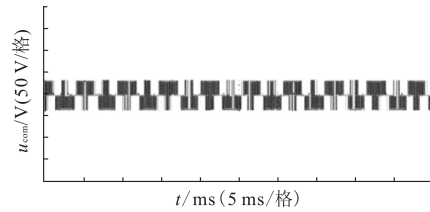


图 6 共模电压实验波形

Fig. 6 Experiment result of common-mode voltage

5 结论

1)通过注入零序分量构建目标调制函数,实现单个调制周期内功率器件开关次数降低,且共模电压含量最少。当 $M < 2/3$ 时,最佳零序分量为 $u_{offset} = -u_x$ ($x=a, b, c$);当 $2/3 \leq M \leq 2/\sqrt{3}$ 时,随着 M 逐渐增大,满足条件的 $u_{offset} = -u_x$ 含量逐渐减少,同时 $u_{offset} = 1 - u_x$ 与 $u_{offset} = -1 - u_x$ 含量以相同速率增加,最终在整个调制度区间内实现降低开关损耗与抑制共模电压双重优化。

2)新型的 PWM 调制算法关键在于 3 种零序分量、调制度 M 和注入相角 ωt 之间的约束关系。因此,对于输出基波幅值不同的相电压,3 种零序分量的注入量与注入区间可能不同。相较于其他不连续脉宽调制算法,如 DPWMMAX 与 DP-

WM1,该算法比较复杂,但其共模电压有效值至少下降 15%,有效抑制了共模电压。

参考文献:

- [1] 姜卫东,赵德勇,汪磊,等.一种以降低逆变器开关损耗为目标并考虑中点电位平衡的适用于中点钳位式三电平逆变器的调制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(5):1376—1386.
- [2] 胡存刚,芮涛,马大俊,等.三电平 ANPC 逆变器中点电压平衡和开关损耗减小的 SVM 控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(13):3598—3608.
- [3] 孙青松,吴学智,唐芬.考虑中点电位平衡的三电平逆变器断续脉宽调制策略研究[J].中国电机工程学报,2017,37(S1):177—185.
- [4] 刘斌,黄凯伦,伍家驹,等.一种具有中点电位平衡可降低损耗的三电平空间矢量调制方法[J].电工技术学报,2015,30(4):196—202.
- [5] Bak Y, Lee K B. Discontinuous PWM for Low Switching Losses in Indirect Matrix Converter Drives[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2016: 2764—2769.
- [6] Zhang Z, Thomsen O C, Andersen M A E. Discontinuous PWM Modulation Strategy with Circuit-level Decoupling Concept of Three-level Neutral-point-clamped (NPC) Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5):1897—1906.
- [7] 安少亮,孙向东,陈樱娟,等.一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J].中国电机工程学报,2012,32(24):59—66.
- [8] Vargas-Merino F, Meco-Gutierrez M J, Heredia-Larrubia J R, *et al.* Low Switching PWM Strategy Using a Carrier Wave Regulated by the Slope of a Trapezoidal Modulator Wave[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6):2270—2274.
- [9] Prasad J S S, Narayanan G. Minimum Switching Loss Pulse Width Modulation for Reduced Power Conversion Loss in Reactive Power Compensators[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(3):545—551.
- [10] 姚文熙,王斯然,刘森森,等.三电平空间矢量调制中的共模分量[J].电工技术学报,2009,24(4):108—113.
- [11] Ahmad T, Miao Z. Common Mode Voltage Reduction Schemes for Voltage Source Converters in an Autonomous Microgrid[C]//IEEE North American Power Symposium, 2015:1—5.
- [12] Hava A M, Ün E. Performance Analysis of Reduced Common-mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-phase Voltage-source Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1):241—252.
- [13] Huang J, Liu Q, Wang X, *et al.* A Carrier-based Modulation Scheme to Reduce the Third Harmonic Component of Common-mode Voltage in a Three-phase Inverter Under High DC Voltage Utilization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3):1931—1940.
- [14] 黄劲,熊蕊,王志,等.采用三相四桥臂抑制逆变器共模干扰的 SPWM 控制策略[J].电工技术学报,2009,24(3):110—115.
- [15] 吴可丽,夏长亮,张云,等.二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J].电工技术学报,2015,30(24):110—117.
- [16] 郭小强,贺冉,张纯江.高压大容量五电平逆变器共模电压抑制研究[J].电工技术学报,2016,31(3):1—7.
- [17] 郭磊磊,金楠,申永鹏.一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法[J].电工技术学报,2018,33(6):1347—1355.
- [18] 陈素华.有限集预测控制减少三相电压源逆变器共模漏电流方法[J].电力系统保护与控制,2016,44(22):136—141.
- [19] 任康乐,张兴,王付胜,等.中压三电平并网逆变器断续脉宽调制策略及其输出滤波器优化设计[J].中国电机工程学报,2015,35(17):4494—4504.
- [20] 余阳阳,杨柏旺,吴志清,等.基于载波和空间矢量调制之间联系的多电平 VSI 降低和消除共模电压的 PWM 策略[J].电工技术学报,2015,30(4):171—178.
- [21] 张兴,汪天呈,王付胜,等.一种具有共模电压抑制能力的改进型调制策略[J].电力电子技术,2015,49(8):89—92.

收稿日期:2018—08—28

修改稿日期:2018—11—12