

二极管箝位型多电平逆变器全范围 电容电压平衡的 PWM 调制方法

姜卫东¹, 王群京², 陈权², 史晓锋¹, 王红涛¹

(1. 教育部光伏系统工程研究中心(合肥工业大学), 安徽省 合肥市 230009;

2. 安徽大学电子科学与技术学院, 安徽省 合肥市 230039)

PWM Algorithm for Diode Clamped Multi-level Voltage Source Inverter With Capacitor Voltage Balance Under Full Condition

JIANG Wei-dong¹, WANG Qun-jing², CHEN Quan², SHI Xiao-feng¹, WANG Hong-tao¹

(1. Research Center for Photovoltaic System Engineering (Hefei University of Technology), Ministry of Education, Hefei 230009, Anhui Province, China; 2. School of Electronic Science & Technology, Anhui University, Hefei 230039, Anhui Province, China)

ABSTRACT: The DC-capacitor-voltage drift is the main technical drawback of diode clamped multi-level inverter (DCMLI). The modulation approaches based on the space vector pulse width modulation (SVPWM) and the sinusoidal carrier-based modulation (SPWM) are incapable of controlling the capacitor voltage for high modulation indexes and low power factors in diode clamped three-level inverter. A novel PWM theory including capacitor voltage is modeled. This paper presents a new modulation scheme for the complete control of the capacitor voltage in diode clamped three-level inverter, the only requirement for this scheme is that the summation of the output three-phase currents equals zero. The method to eliminate accumulation error of algorithm is presented. The performance of this modulation approach and its benefits over other previously proposed solutions are verified experimentally. This approach is extended to modulation of number-level DCMLI.

KEY WORDS: multi-level inverter; capacitor voltage; full condition; capacitor voltage; pulse width modulation

摘要: 电容电压偏移是二极管箝位型多电平逆变器的主要缺点。空间矢量调制和正弦载波调制方法, 在调制度较高且功率因数较低时, 电容电压出现低频波动。该文首先建立含电容电压的二极管箝位型三电平逆变器的脉冲宽度调制(pulse-width modulation, PWM)模型, 提出一种新的调制方法, 只需满足三相电流之和为零, 该方法在任意调制度和功率因数下都能确保电容电压的平衡。并对算法累积误差进行修正。实验结果表明, 这种方法较以前的解决方案能更好

地平衡电容电压。最后将算法扩展到二极管箝位型任意电平数逆变器的调制中。

关键词: 多电平逆变器; 电容电压; 全范围; 电容电压; 脉宽调制

0 引言

自面世以来^[1], 多电平拓扑已在例如高压(中压)交流电机传动、电网无功补偿和吸收等多个领域得到了广泛应用。与传统的两电平结构相比, 多电平具有如下优点: 1) 每个功率管承受的电压应力大幅降低; 2) 在相同开关频率下, 输出谐波含量大幅降低; 3) 功率管开关损耗降低。

目前主要存在多电平形式有: 级联式(cascade H-bridge multi-level inverter, CHMLI)、飞跨电容式(flying capacitor multi-level inverter, FCMLI)和二极管箝位式(diode-clamped multi-level inverter, DCMLI)。三电平的DCMLI结构也经常被称为中点箝位型(neutral point clamped, NPC)。DCMLI在运行过程中, 必须保证电容电压平衡, 制约DCMLI应用的最不利因素就是电容电压偏移。

目前所提出的DCMLI电容电压平衡主要措施有以下3种: 1) 多个独立的直流电源常用多抽头变压器和三相整流桥获得^[2-3]; 2) 用附加的变换器向电容注入或抽取电流^[4-6]; 3) 通过调节PWM序列来平衡电容电压^[7-13]。前2种方法造成系统体积庞大、效率降低、成本增加, 第3种方法不会增加系统的硬件和控制系统, 因此最具吸引力, 但本身有

较大的局限性。

多电平调制策略大多是两电平调制策略的延伸，一般采用正弦载波PWM(sinusoidal carrier-based PWM, SPWM)和空间矢量PWM(space vector PWM, SVPWM)。当向SPWM的正弦载波信号中注入特定的零序分量后，两者能实现同样的开关序列，这2种方法是一致的^[14-15]。由于算法自身的局限性，在调制度较高、负载功率因数较低时，电容电压将出现低频振荡^[16-17]。

虚拟三矢量空间矢量合成算法(virtual three SVPWM, VTSVPWM)^[18-19]最早是针对三电平DCMLI的电容电压平衡问题提出的。算法增加了开关次数，但在全调制度和负载功率因数范围内能很好地平衡电容电压。VTSVPWM还存在如下缺陷：1) 算法复杂；2) 无法处理计算中近似和累积效应造成的电容电压不平衡；3) 未能建立任意电平电容电压平衡的通用方法。

本文首先建立多电平逆变器的含电容电压平衡条件的调制方程。通过附加对电容电压的约束条件，导出DCMLI的VTSVPWM算法。并将VTSVPWM算法推广到任意电平DCMLI的调制中，得到全范围电容电压可平衡的PWM调制方法(full condition capacitor voltage balance PWM, FCVPWM)。对算法近似处理和累积效应进行了修正，仿真和实验研究了算法的有效性。

1 二极管箝位型三电平逆变器拓扑结构与调制原理

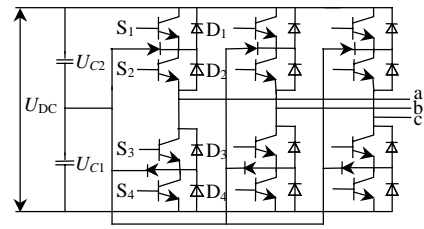
图1为二极管箝位型三电平逆变器的电路拓扑和空间矢量图。图1(a)的电路拓扑每相有4个功率管，分别为S₁、S₂、S₃、S₄。表1给出了输出电平与功率管导通之间的关系。

三电平DCMLI的空间矢量调制方法可参考文献[7-13]，该方法是基于如下伏秒平衡原理，例如当参考矢量 \dot{U} 位于A2小三角形内时，需满足

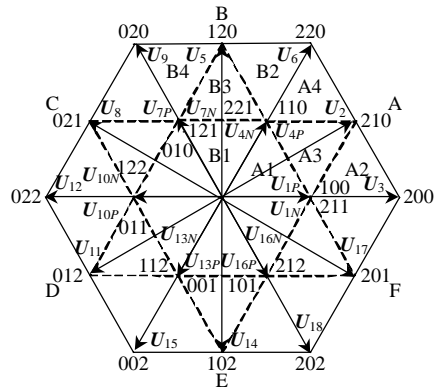
$$\begin{cases} \dot{U}_{[200]} \cdot t_{[200]} + \dot{U}_{[210]} \cdot t_{[210]} + \dot{U}_{[100]} \cdot t_{[100]} + \dot{U}_{[211]} \cdot t_{[211]} = \dot{U}T_s \\ t_{[200]} + t_{[210]} + t_{[100]} + t_{[211]} = T_s \end{cases} \quad (1)$$

表2给出了每个电压矢量对电容电压的影响。矢量 $\dot{U}_{[100]}$ 、 $\dot{U}_{[211]}$ 对负载效果是一致的，但对电容电压的作用是相反的，保证 $t_{[100]}$ 、 $t_{[211]}$ 不变，调节两者的分配就可调节电容电压。

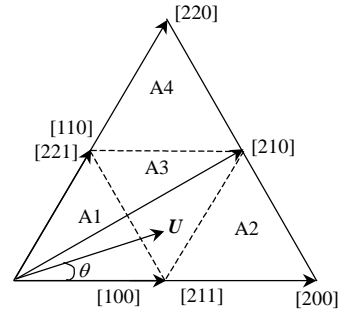
SPWM由三相正弦调制波与三角载波比较产



(a) 二极管箝位型三电平逆变器电路拓扑



(b) 三电平逆变器空间矢量图



(c) A 扇区的空间矢量图

图1 二极管箝位型三电平逆变器的电路拓扑结构和空间矢量图

Fig. 1 Schematic of diode clamped 3-level inverter and its space vector diagram

表1 三电平逆变器输出电平与导通器件的关系
Tab. 1 Relationship between output level and conducted device

输出电平	导通器件
2	S ₁ 、S ₂
1	S ₂ 、S ₃
0	S ₃ 、S ₄

表2 按矢量模长和对电容电压的作用对矢量的分类
Tab. 2 Classification of space vector of three-level inverter

类别	矢量符号	对电容电压影响
零矢量	[000],[111],[222]	无影响
下小矢量	[100],[010],[001],[110],[101],[011]	电容电压降低
上小矢量	[211],[121],[112],[221],[212],[112]	电容电压升高
中矢量	[210],[120],[021],[012],[102],[201]	按负载条件影响
大矢量	[200],[220],[020],[022],[002],[202]	无影响

生PWM波形。采样周期内，SPWM生成的脉冲序列为 $\dot{U}_{[100]}$ 、 $\dot{U}_{[200]}$ 、 $\dot{U}_{[210]}$ 、 $\dot{U}_{[211]}$ 、 $\dot{U}_{[210]}$ 、 $\dot{U}_{[200]}$ 、

$\dot{U}_{[100]}$, 对应参考矢量位于A2小三角形内。

2 含电容电压平衡的三电平 DCMLI 的 PWM 建模

2.1 含电容电压的广义 PWM 调制模型

若在一个采样周期内每相允许输出3个电平, 且满足线电压条件和时间约束:

$$\begin{cases} \sum_{n=0}^2 (n \cdot t_{a,n} - n \cdot t_{b,n}) = (U_a - U_b)T_s \\ \sum_{n=0}^{21} (n \cdot t_{b,n} - n \cdot t_{c,n}) = (U_b - U_c)T_s \end{cases} \quad (2)$$

$$\sum_{n=0}^2 t_{x,n} = T_s, \quad x = a, b, c \quad (3)$$

式(2)~(3)构成了三电平DCMLI广义PWM调制的方程。(2)~(3)共有5个方程, 9个未知数, 方程解不唯一, 必须附加其他约束条件。若一个采样周期内三相电流保持不变, 要使电容电压平衡, 需满足

$$i_a \cdot t_{a,1} + i_b \cdot t_{b,1} + i_c \cdot t_{c,1} = 0 \quad (4)$$

2.2 不同约束下 PWM 调制方法

在 $\omega t \in [0, \pi/6]$ 内, SPWM 调制的三相调制波为

$$\begin{cases} U_a = m \cos \omega t \\ U_b = m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c = m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (5)$$

SPWM 为一种自然约束。在 $\omega t \in [0, \pi/6]$ 内, $U_a > 0$, $U_b < 0$, $U_c < 0$, a相输出电平2、1, b相输出电平1、0, c相输出电平1、0。特定约束条件 $t_{b,0} = -m \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3)$, 式(2)~(3)的解为

$$\begin{cases} t_{a,2} = m \cos \omega t \\ t_{a,1} = 1 - m \cos \omega t \\ t_{a,0} = 0 \\ t_{b,2} = 0 \\ t_{b,1} = 1 + m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ t_{b,0} = -m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ t_{c,2} = 0 \\ t_{c,1} = 1 + m \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ t_{c,0} = -m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (6)$$

若 $t_{a,1} < t_{b,0} < t_{c,0}$, 最早与最后电平发生跳变的分别是a相和c相。对应参考矢量位于A2小三角形内, 各个矢量作用时间为

$$\begin{cases} t_{[100]} = t_{a,1} \\ t_{[200]} = t_{b,0} - t_{a,1} \\ t_{[210]} = t_{c,0} - t_{b,0} \\ t_{[211]} = t_{c,1} \end{cases} \quad (7)$$

SPWM的脉冲序列如图2所示。 $t_{b,0} < t_{a,1} < t_{c,0}$ 和 $t_{b,0} < t_{c,0} < t_{a,1}$ 产生的序列可类似分析。

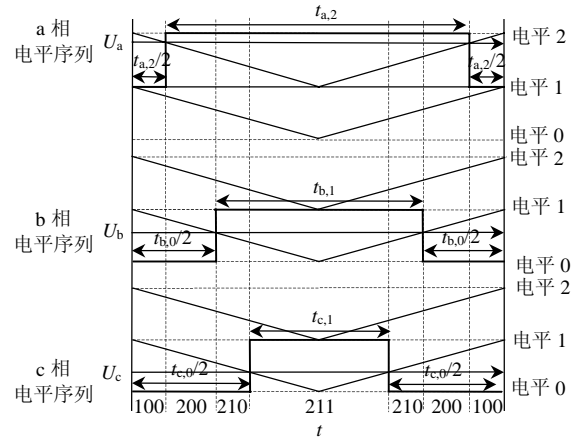


图2 SPWM 在 $\omega t \in [0, \pi/6]$ 内的脉冲序列

Fig. 2 Pulse sequence of SPWM at $\omega t \in [0, \pi/6]$

向三相调制波中注入零序电压 U_{CM} :

$$U'_x = U_x + U_{CM}, \quad x = a, b, c \quad (8)$$

在 $\omega t \in [0, \pi/6]$ 内, 注入零序电压分量的范围为

$$-1 - U_c \leq U_{CM} \leq 1 - U_a \quad (9)$$

各相电平作用时间为

$$\begin{cases} t'_{a,2} = t_{a,2} + U_{CM} \\ t'_{a,1} = t_{a,1} - U_{CM} \\ t'_{a,0} = 0 \\ t'_{b,2} = 0 \\ t'_{b,1} = t_{b,1} + U_{CM} \\ t'_{b,0} = t_{b,0} - U_{CM} \\ t'_{c,2} = 0 \\ t'_{c,1} = t_{c,1} + U_{CM} \\ t'_{c,0} = -t_{c,0} - U_{CM} \end{cases} \quad (10)$$

矢量作用时间为

$$\begin{cases} t'_{[100]} = t'_{a,1} \\ t'_{[200]} = t'_{b,0} - t'_{a,1} \\ t'_{[210]} = t'_{c,0} - t'_{b,0} \\ t'_{[211]} = t'_{c,1} \end{cases} \quad (11)$$

定义小矢量分配系数为

$$k_{L/U} = \frac{t'_{[100]}}{t'_{[211]} + t'_{[100]}} = \frac{1 - m \cos \omega t - U_{CM}}{1 - m \cos \omega t + 1 + m \cos(\omega t + 2\pi/3)} \quad (12)$$

式中: $t'_{[100]} = k_{L/U}(t'_{[211]} + t'_{[100]})$; $t'_{[211]} = (1 - k_{L/U})(t'_{[211]} + t'_{[100]})$ 。当 $U_{CM} = U_b/2$ 时, $k_{L/U} = 1/2$, $t_{[100]}$ 、 $t_{[211]}$ 相等, 是中央对称 SVPWM (centered SVPWM, CSVPWM), 脉冲序列如图3所示。

调节注入的零序电压分量, 可改变上小矢量和

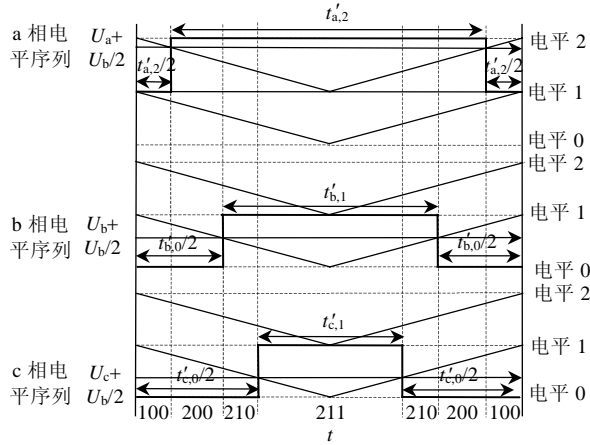


图 3 CSVPWM 在 A2 小区内的脉冲序列

Fig. 3 Pulse sequence of CSVPWM in sub-section A2

下小矢量的作用时间，对电容电压进行平衡。由于注入的零序电压分量被式(9)限制，该方法具有很大的局限性，在调制度较大和功率因数较低时，会出现电容电压三次低频振荡。

3 FCVBPWM 调制策略

VTSVPWM 能很好地处理三电平 DCMLI 的电容电压平衡问题，不会受功率因数和调制度的限制。但该方法是在空间矢量合成基础上的，计算和分析复杂。本文将推导一种新的 FCVBPWM 调制策略。在三电平情况下，FCVBPWM 与 VTSVPWM 是完全一致的，但计算简单，且容易扩展到任意电平 CDMLI 的调制中。

增加电容电压平衡方程(4)作为式(2)~(3)的一个约束。在 $\omega t \in [0, \pi/6]$ 内，a 相输出电平 2、1，b 相输出电平 2、1、0，c 相输出电平 1、0。当三相负载采用星形连接， $i_a + i_b + i_c = 0$ ，式(4)存在一个自然解：

$$t_{a,1} = t_{b,1} = t_{c,1} \quad (13)$$

另外有 $t_{a,0} = t_{c,2} = 0$ ，将式(13)带入式(2)~(3)中，求解出三相每个电平的作用时间为

$$\begin{cases} t_{a,2} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \\ t_{a,1} = 1 - 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \\ t_{a,0} = 0 \\ t_{b,2} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t + \pi/6) \\ t_{b,1} = 1 - 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \\ t_{b,0} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/2) \\ t_{c,2} = 0 \\ t_{c,1} = 1 - 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \\ t_{c,0} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (14)$$

一个采样周期内流入电容电流和为 0，电容电压理论上不存在偏移，FCVBPWM 脉冲序列如图 4 所示。

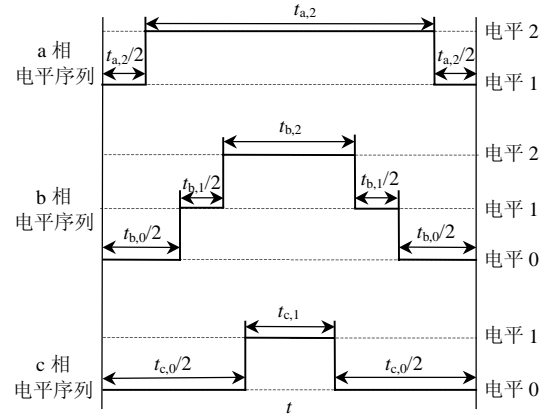


图 4 FCVBPWM 在 A2 小区的脉冲序列

Fig. 4 Pulse sequence of FCVBPWM in sub-section A2

4 改进的 FCVBPWM 调制方法

前面假定了一个采样周期内电流的大小和方向保持不变，由于三相出现电平 1 的时间不是同步的，将式(14)带入式(4)时，等号不再成立，流入中点的电流 I_{NP} 如图 5 所示。算法中消除近似误差和累积电容电压偏移。

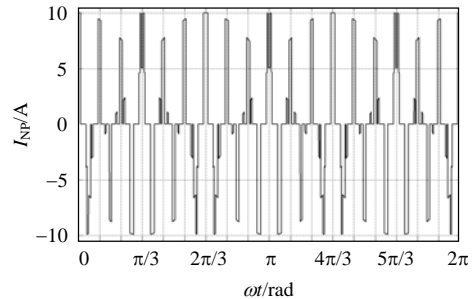


图 5 FCVBPWM 流入电容的电流

Fig. 5 Accumulation effect of error due to difference of occur time of level 1

对电平 1 而言，等效电容为上下电容并联，若电容电压偏移量为 $\Delta U = U_{NP} - U_{DC} / 2$ ，需要从电容抽取电荷 $Q = 2C\Delta U$ ：

$$i_a \cdot t_{a,1} + i_b \cdot t_{b,1} + i_c \cdot t_{c,1} = 2C\Delta U \quad (15)$$

分别选择 i_a 、 i_c 为平衡电流，定义平衡时间为

$$\begin{cases} \Delta t_c = \frac{C\Delta U}{i_a} \\ \Delta t_a = \frac{C\Delta U}{i_c} \end{cases} \quad (16)$$

选择 i_c 作为平衡电容电压的电流，可解出三相电平的分别作用时间为

$$\begin{cases} t'_{a,2} = t_{a,2} + \Delta t_a \\ t'_{a,1} = t_{a,1} - \Delta t_a \\ t'_{b,2} = t_{b,2} + \Delta t_a \\ t'_{b,1} = t_{b,1} - \Delta t_a \\ t'_{b,0} = t_{b,0} \\ t'_{c,1} = t_{c,1} + \Delta t_a \\ t'_{c,0} = t_{c,0} - \Delta t_a \end{cases} \quad (17)$$

以 i_c 作为平衡电流三相改进的FCVBPWM脉冲序列,如图6所示,也可选择 i_a 作为平衡电容电压的电流。

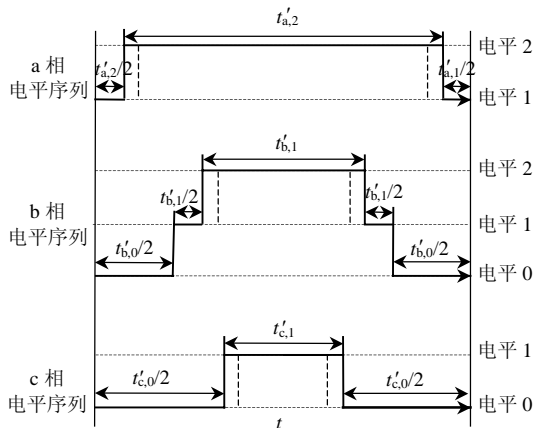


图6 改进的FCVBPWM A2小区的脉冲序列
Fig. 6 Pulse sequence of improved FCVBPWM in sub-section A2

$$\begin{cases} t'_{a,2} = t_{a,2} - \Delta t_c \\ t'_{a,1} = t_{a,1} + \Delta t_c \\ t'_{b,2} = t_{b,2} \\ t'_{b,1} = t_{b,1} - \Delta t_c \\ t'_{b,0} = t_{b,0} + \Delta t_c \\ t'_{c,1} = t_{c,1} - \Delta t_c \\ t'_{c,0} = t_{c,0} + \Delta t_c \end{cases} \quad (18)$$

5 二极管箝位型三电平逆变器的实验研究

在实验室搭建了二极管箝位型三电平逆变器原型机。功率器件为2MBI400N-060绝缘栅双极晶体管,箝位二极管为2FI200A-060D,分压电容容量为2 200 μ F。采用TMS320C2812数字信号处理器完成系统的采样和电平作用时间计算,采用现场可编程门阵列EPM7128E1C8420作为驱动信号分配,图7是系统框图。直流侧电压为511 V,阻感性负载,电阻10 Ω ,电感100 mH。逆变器输出频率为50 Hz,调制度 m 为0.9时,SPWM和SVPWM每周期采样18次,FCVBPWM为13.5次,逆变器

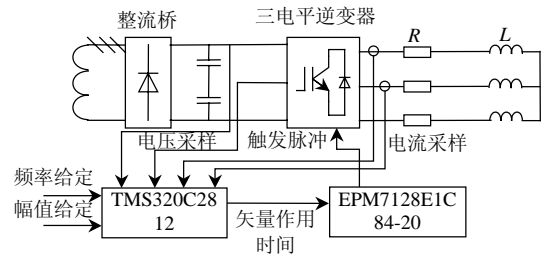


图7 实验室原型机结构图

Fig. 7 Structure of three-level inverter prototype

输出电流峰值为4.36 A。电流、电压通过Tek示波器DPO4104和配套的Openchoice软件测得。

图8给出了SPWM调制时逆变器输出的相电压、线电压电流和电容电压波形。电容电压自由振荡,振荡的峰峰值为20.3 V左右。图9给出了SVPWM调制时,传统的电容电压滞后反馈控制的相电压、线电压电流和电容电压波形,从图中可看出,电容电压的振荡的形式为三阶局部振荡,电容电压振荡的峰峰值为11.2 V。图10为FCVBPWM调制时相电压、线电压电流和电容电压波形。可看出,电容电压能被很好地控制在直流侧电压的一半处。从逆变器输出的电流波形看来,FCVBPWM的电流谐波含量最高,这时因为VSVPWM不是采用

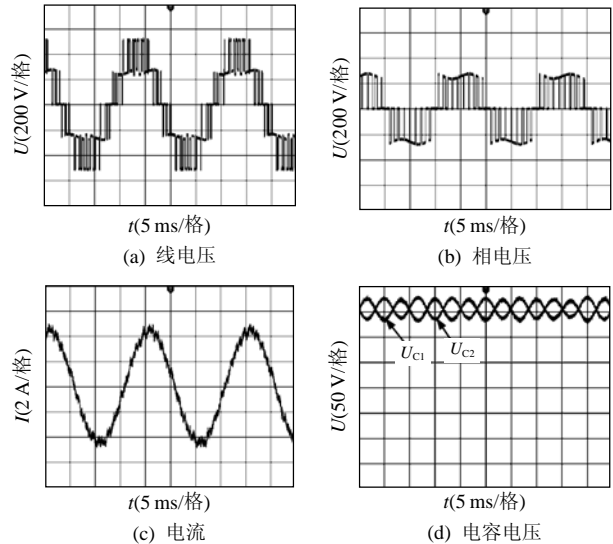
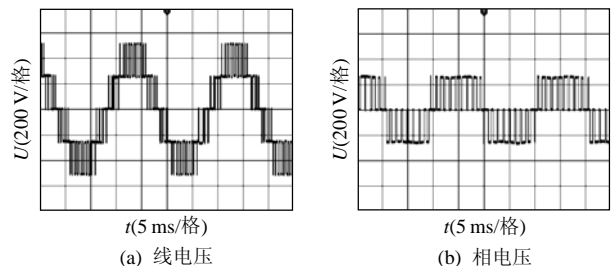


图8 二极管箝位型三电平逆变器 SPWM 调制时实验波形
Fig. 8 Experiment results of diode-clamped three-level inverter under SPWM



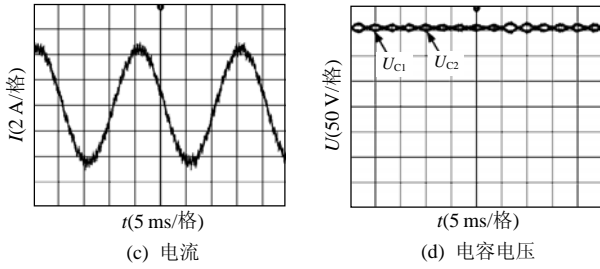


图 9 二极管箝位型三电平逆变器 SVPWM 调制时实验波形
Fig. 9 Experiment results of diode-clamped three-level inverter under SVPWM

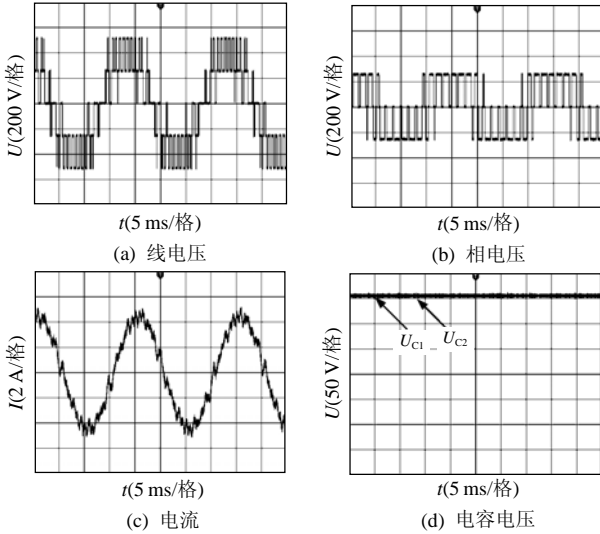


图 10 二极管箝位型三电平逆变器 FCVPWM 调制时实验波形

Fig. 10 Experiment results of diode-clamped three-level inverter under FCVPWM

的最近三矢量合成方式，且实际的采样频率也有所降低。SPWM 和 SVPWM 的电流谐波含量近似一致，但 SVPWM 的电流波形更加光滑。

6 算法向更多电平的扩展

二极管箝位型 N 电平逆变器电路拓扑如图 11。

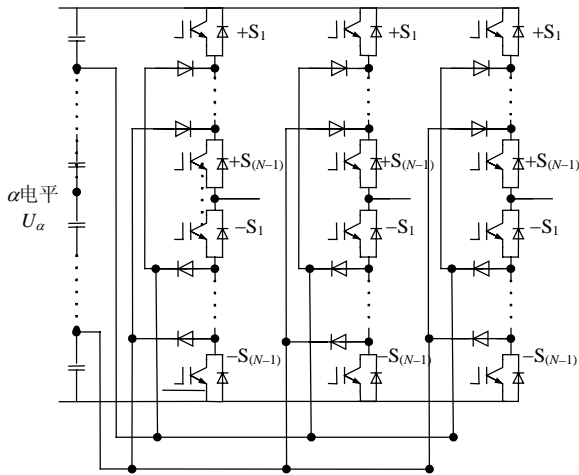


图 11 二极管箝位型 N 电平逆变器电路拓扑
Fig. 11 Schematic of diode clamped N -level inverter

由式(2)~(4)解出每相每个电平的作用时间：

$$\begin{cases} t_{a,N-1} = t_{c,0} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6) \\ t_{b,N-1} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/2) \\ t_{b,0} = 2\sqrt{3}m \cos(\omega t + \pi/6) \\ t_{a,N-2} = t_{b,N-2} = t_{c,N-2} = \dots = t_{a,1} = t_{b,1} = t_{c,1} = \\ \frac{1}{N-2} (1 - 2\sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/6)) \\ t_{a,0} = t_{c,N-1} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

逆变器的电平 α 处等效电容为

$$C_\alpha = \frac{C}{\alpha[(N-1) - \alpha]}, \quad \alpha = 1, \dots, N-2 \quad (20)$$

若电平 α 处电压出现了电压偏移 ΔU_α ，需向 α 电平处注入电荷，若选择 a 相电流作为平衡电流：

$$Q_\alpha = C_\alpha \Delta U_\alpha = 2i_a \Delta t_\alpha \quad (21)$$

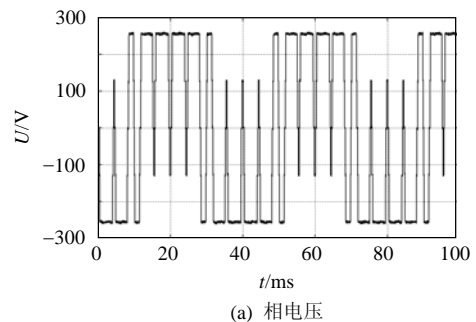
考虑累积误差后的修正电平作用时间为

$$\begin{cases} t'_{a,N-1} = t_{a,N-1} + \Delta t_{N-2} \\ t'_{a,N-2} = t_{a,N-2} + \Delta t_{N-3} - \Delta t_{N-2} \\ \vdots \\ t'_{a,1} = t_{a,1} - \Delta t_1 \\ t'_{a,0} = 0 \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} t'_{b,N-1} = t_{b,N-1} + \Delta t_{N-2} \\ t'_{b,N-2} = t_{b,N-2} + \Delta t_{N-3} - \Delta t_{N-2} \\ \vdots \\ t'_{b,1} = t_{b,1} - \Delta t_1 \\ t'_{b,0} = t_{b,0} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} t'_{c,N-1} = 0 \\ t'_{c,N-2} = t_{c,N-2} + \Delta t_{N-2} \\ t'_{c,N-3} = t_{c,N-3} + \Delta t_{N-3} - \Delta t_{N-2} \\ \vdots \\ t'_{c,1} = t_{c,1} + \Delta t_1 - \Delta t_2 \\ t'_{c,0} = t_{c,0} - \Delta t_1 \end{cases} \quad (24)$$

要实现这种控制策略在 1 个采样周期内，需要 $(3N-5)$ 次开关动作。图 12 给出了五电平 DCMLI 的



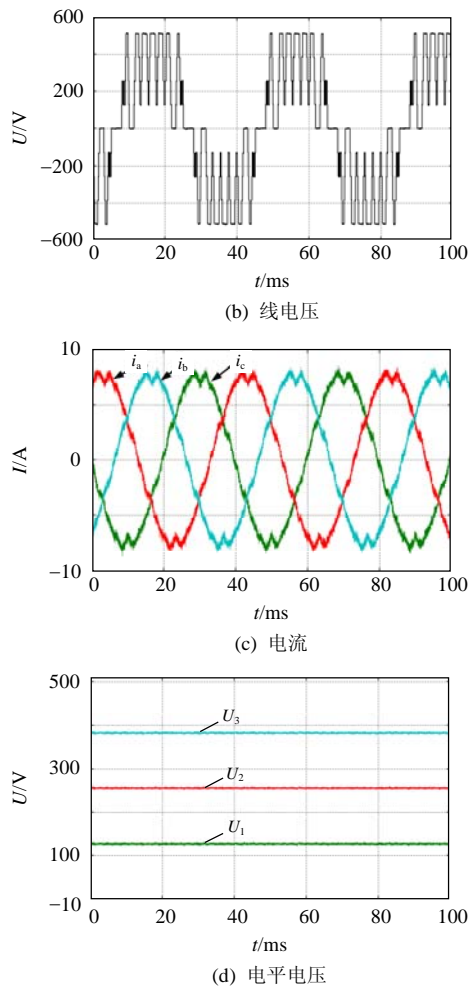


图12 $m=0.75$ 时二极管箝位型五电平逆变器的仿真结果

Fig. 12 Simulation results of diode-clamped 5-level inverter under FCVPWM at $m=0.75$

仿真结果, 参数为 $(1-5)U_{DC}=511\text{ V}$, 分压电容容量 $C=2200\text{ }\mu\text{F}$, $m=0.75$, 负载电阻 $R=2\text{ }\Omega$, $L=100\text{ mH}$, 每周采样次数为18次。从仿真结果中可看出, FCVPWM能很好地平衡电容电压, 但这种算法造成输出电压和电流中带有较大的谐波分量。

7 结论

本文首先建立了 PWM 调制的广义的约束方程, 针对二极管箝位型多电平逆变器提出了全范围电容电压平衡的调制方法, 该方法不会受到调制度和负载功率因数的限制。在二极管箝位型三电平逆变器样机上, 验证了该方法的有效性。最后, 将该算法推广到了任意电平逆变器的控制中。

参考文献

- [1] Nabea A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.
- [2] Yazdani A, Iravani R A. Generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1105-1114.
- [3] Menzies R W, Steimer P, Steinke J K. Five level GTO inverter for large induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 938-944.
- [4] Lee D H, Lee S R, Lee F C. An analysis of midpoint balance for the neutral-point-clamped three-level VSI[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, 1998.
- [5] Newton C, Sumner M. A novel arrangement for balancing the capacitor voltages of a five-level diode clamped inverter[C]. IEE Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, 1998.
- [6] Mishra M K, Joshi A, Ghosh A. Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 538-544.
- [7] Tallam R M, Naik R, Nondah T A. A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1734-1743.
- [8] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 34-39.
Lin Lei, Zou Yunping, Zhong Heqing, et al. Study of control diode-clamped three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 34-39(in Chinese).
- [9] 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等. 中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其 NP 控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 106-109.
Song Wenxiang, Chen Guocheng, Shu Mantang, et al. Research on SVPWM method and its neutral-point-potential control for three-level neutral-point-clamped (NPC) inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 106-109(in Chinese).
- [10] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94-97.
Weng Haiqing, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Improvement on DC-voltage balance control method of three-level inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 94-97(in Chinese).
- [11] 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.
Song Wenxiang, Chen Guocheng, Wu Hui, et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100(in Chinese).
- [12] 金舜, 钟彦儒, 明正峰, 等. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114-118.
Jin Shun, Zhong Yanru, Ming Zhengfeng, et al. A three-level PWM method of neutral-point balancing and narrow-pulse elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 114-118(in Chinese).
- [13] Lee Y H, Suh B S, Hyun D S. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 260-268.

- [14] Zhou K, Wang D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2002, 49(1): 186-196.
- [15] Bowes S R, Lai Y S. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 670-679.
- [16] Pou J, Pindado R, Boroyevich D, et al. Evaluation of the low frequency neutral-point voltage oscillation in three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 52(6): 1582-1588.
- [17] Jiang W D, Wang Q J, Chen Q. A theoretical study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped PWM VSI[C]. Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, Seoul, 2007.
- [18] Monge S B, Somavilla S, Bordonau J, et al. Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1128 -1135.
- [19] 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.



姜卫东

收稿日期: 2008-04-21。

作者简介:

姜卫东(1976—), 男, 博士后, 研究方向为电力电子与电力传动、电气传动系统控制策略, ahjwd@163.com;

王群京(1960—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、新型电力传动等。

(责任编辑 谷子)