

DOI: 10.7667/PSPC171341

一种降低三电平逆变器中性点电压交流纹波的新方法

张国荣, 方舒, 彭勃, 解润生

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 针对三电平中点箝位(NPC)逆变器的中点电位平衡问题, 基于载波脉宽调制的中点电压的交流不平衡分析, 提出了一种降低中性点电压交流纹波的精确补偿方法。该方法通过向相电压占空比注入一个最佳补偿值来消除中性点电压的交流不平衡, 对所需注入的最佳补偿值进行了准确的数学计算。并根据计算结果分析了完全消除中性点电压交流纹波所受的限制, 及由此决定的中性点交流纹波电压降低法的适用范围。利用 Matlab/Simulink 搭建了三电平逆变器的仿真模型, 并对该方法进行了仿真验证。仿真结果表明了所提方法是正确且有效的。

关键词: 三电平中点箝位逆变器; 中性点交流不平衡; 最佳补偿值; 中性点电位控制; 载波脉宽调制

A new method for neutral-point AC ripple voltage reduction in a three-level inverter

ZHANG Guorong, FANG Shu, PENG Bo, XIE Runsheng

(School of Electrical Engineering & Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: For the neutral point potential balancing problem of three level Neutral Point Clamped (NPC) inverter, this paper analyzes the AC unbalance of neutral point voltage based on carrier pulse width modulation, and proposes an accurate compensation method to reduce the AC ripple of neutral point voltage. The method eliminates the AC unbalance of the neutral point voltage by injecting an optimum compensation value to the phase voltage duty cycle, and the accurate mathematical calculation of the optimum compensation value is given. According to the calculation results, the limitation of completely eliminating the AC ripple of neutral point voltage and the applicable range of the neutral point AC ripple voltage reduction method are analyzed. A three level neutral point clamped inverter model is built using Matlab/Simulink. The proposed method is simulated and the simulation results show its correctness and effectiveness.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2017YFB0903100) and National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2015AA050104).

Key words: three-level NPC inverter; neutral-point voltage AC unbalance; optimum compensation value; neutral-point voltage control; CB-PWM

0 引言

三电平中性点钳位(3L-NPC)拓扑结构^[1]如图 1 所示, 是目前研究和应用最为广泛的多电平逆变器结构之一。这种拓扑结构具有很多优点^[2-7], 但中点电位平衡控制是 NPC 逆变器的一个固有问题^[8-15]。由于负载电流通过各相桥臂在 NPC 逆变器的中线上产生了一定的交流电流, 此中线电流流入到直流电容中, 使两个直流电容电压上都产生相应的交流波动。另外在扰动时出现的瞬时不平衡电流也可能

会使两个直流电容电压在动态过程中出现偏差。NPC 逆变器的中点电压交流不平衡问题一直是一个研究的热点, 如果只依赖大电容值来减轻直流侧的交流不平衡, 成本巨大昂贵, 因此很多不同的控制方法被提出^[11-16]。在小直流侧电容的系统中, 交流不平衡的解决方案有: 1) PI 控制器^[11], 它的输入是上下电容电压之间的电压差, 使用 PI 控制器的方法的性能取决于电压传感器的精度; 2) 零序电压注入法^[12-13], 根据逆变器输出电流和直流侧上下电压差值来选择零序电压, 同样需要精确的电压传感器来检测上下电容电压, 如果检测到的值包含一个噪声分量, 则不能保证中性点的平衡控制; 3) 时间偏移估计方法^[14], 通过添加一个开关导通时间的

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB0903100); 国家高技术研究发展计划(863 计划)(2015AA050104)

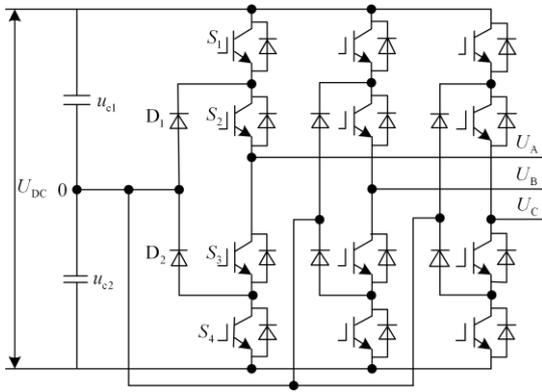


图 1 NPC 三电平逆变器的拓扑图

Fig. 1 Topology of NPC three-level inverter

偏移量来平衡中点电压，无复杂计算、建模或额外的硬件。但同样存在它的输入是上下电容电压之间的电压差的问题。因此，有人提出了一种基于载波脉宽调制的降低中性点交流纹波的精确计算方法^[15]。该方法将导致中性点电压不同变化的各种情况均考虑在列。根据不同情况选择适当的电流和参考电压，再据此计算偏移值，而不需要检测直流上下电压。然而，该精确计算方法下调制度的最大值为 0.87。此外，这种方法在功率因数较小时，不能消除交流不平衡。

本文提出了一种降低中性点电压交流纹波的精确补偿方法，通过向相电压占空比注入一个最佳补偿值，可以实现在任意功率因数和调制度时，均能降低中性点电压的交流纹波。其中最佳补偿值的概念是在文献[15]中首次提出，其计算交流不平衡问题的共模电压分两步计算。首先，利用导函数求得注入共模电压的传递函数。然后，由传输函数求得共模电压。计算较复杂。而本文借鉴文献[14]中数学分析和分情况考虑的方法，使得最优补偿值只需要结合中性点电流平均值和交流侧相电压占空比就可以准确计算，且计算过程只使用 6 个方程。通过仿真结果验证了所提方法的性能。

1 中点电压的交流不平衡分析

逆变器输出的三相参考电压为

$$\begin{cases} V_a^* = V_{\text{mag}} \cos(2\pi f_t t) \\ V_b^* = V_{\text{mag}} \cos(2\pi f_t t - 2\pi/3) \\ V_c^* = V_{\text{mag}} \cos(2\pi f_t t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中： V_{mag} 是参考电压幅值； f_t 是基波频率。

将三相电压作比较可得

$$\begin{cases} V_{\text{max}}^* = \max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) \\ V_{\text{mid}}^* = \text{mid}(V_a^*, V_b^*, V_c^*) \\ V_{\text{min}}^* = \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*) \end{cases} \quad (2)$$

为了扩大线性调制度，在各相参考电压中加入偏移量：

$$V_{\text{offset}} = -(V_{\text{max}}^* + V_{\text{min}}^*) / 2 \quad (3)$$

参考电压相应改为

$$V_{x,\text{offset}}^* = V_x^* + V_{\text{offset}} \quad (x = a, b, c) \quad (4)$$

上述关系如图 2 所示。

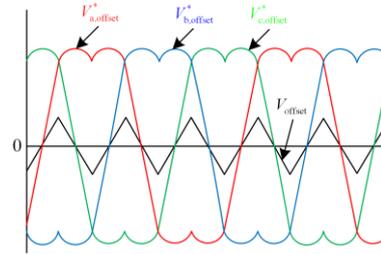


图 2 带补偿电压的相参考电压

Fig. 2 Reference voltage with V_{offset}

类似式(2)可将 $V_{x,\text{offset}}^*$ 按值大小表示为 $V_{\text{offset,max}}$ 、 $V_{\text{offset,mid}}$ 和 $V_{\text{offset,min}}$ 。

如图 3 所示，三者与两载波信号进行比较可得相应占空比 d_{max}^* 、 d_{mid}^* 和 d_{min}^* 。

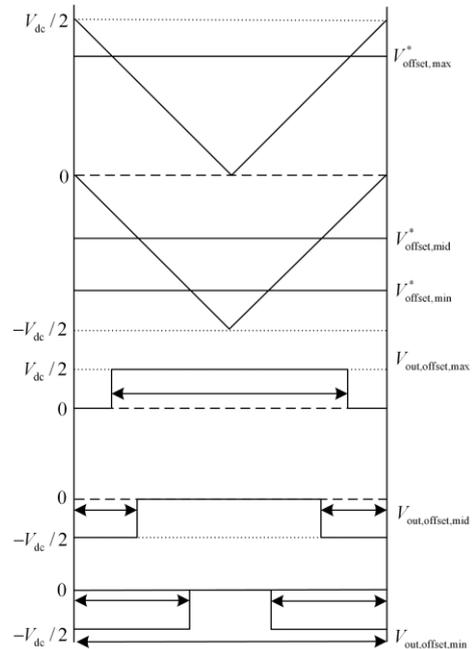


图 3 相参考电压与占空比之间的关系

Fig. 3 Relationship between the reference voltages and the duty signals

参考占空比可表示为

$$\begin{cases} d_{\max}^* = 2V_{\text{offset,max}}^* / V_{\text{dc}} \\ d_{\text{mid}}^* = 2V_{\text{offset,mid}}^* / V_{\text{dc}} \\ d_{\min}^* = 2V_{\text{offset,min}}^* / V_{\text{dc}} \end{cases} \quad (5)$$

在 $d_{\max}^* T_s$ 期间, 直流侧为 P 电位, 在 $[1-d_{\min}^*]T_s$ 期间, 直流侧为 N 电位, 然而, 在 $d_{\text{mid}}^* T_s$ 期间, 直流侧为 P 电位还是 N 电位取决于 d_{mid}^* 的符号。在一个开关周期内, 如果直流电压, 三相电流, 参考占空比均不改变且三相电流之和为零, 则一个 T_s 内的平均中性点电流可以表示为

$$I_{\text{NP}} = -(|d_{\max}^*| I_{\max} + |d_{\text{mid}}^*| I_{\text{mid}} + |d_{\min}^*| I_{\min}) \quad (6)$$

式中, I_{\max} 、 I_{mid} 和 I_{\min} 分别是三相参考电压对应的参考电流。

单位功率因数时的 CB-PWM 如图 4 所示, V_{top} 、 V_{bottom} 为直流侧上下电容电压, I_{NP} 为中性点电流平均值。

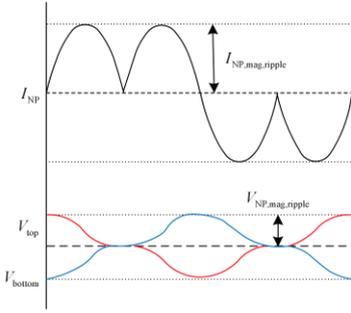


图 4 中性点电流引起的中点电位变化

Fig. 4 Change in the neutral-point voltage due to the average neutral-point current (I_{NP})

可见, I_{NP} 对中性点电压交流纹波有影响: I_{NP} 的频率与中性点交流纹波电压频率相同, 是输出电流基波频率的三倍。 I_{NP} 为正时, 上电容电压(V_{top})降低, 下电容电压(V_{bottom})提高; I_{NP} 为负时, V_{top} 提高, V_{bottom} 降低。中性点的交流纹波电压的幅值 ($V_{\text{NP,mag,ripple}}$) 取决于输出电流、直流侧电容值和功率因数的大小。输出电流越大, 直流侧电容值越小, 功率因数越小, 则 $V_{\text{NP,mag,ripple}}$ 越大。

2 中性点交流纹波电压的降低方法

通过向参考占空比中添加最佳补偿值(d_{comp}), 可以使 I_{NP} 为零, 则 $V_{\text{NP,mag,ripple}}$ 相应减小。

将式(6)改写为

$$I_{\text{NP,case1}} = -(|d_{\max}^* + d_{\text{comp}}| I_{\max} + |d_{\text{mid}}^* + d_{\text{comp}}| I_{\text{mid}} + |d_{\min}^* + d_{\text{comp}}| I_{\min}) \quad (7)$$

式中, $I_{\text{NP,case1}}$ 表示受 d_{comp} 影响的中性点电流平均值。

2.1 最佳补偿值(d_{comp})计算

式(7)中, d_{\max}^* 始终是正的, d_{\min}^* 总是负的; 然而, d_{mid}^* 和 d_{comp} 可以是正的或负的。考虑到 M_a 不能超过 1, $|d_{\text{comp}}|$ 则必须小于 $|d_{\min}^*|$ (或 $|d_{\max}^*|$), 有以下四种情况。

1) ($d_{\text{comp}} > 0$, $d_{\text{mid}}^* > 0$): 在这种情况下, d_{mid}^* 符号没有改变, 如图 5 所示。

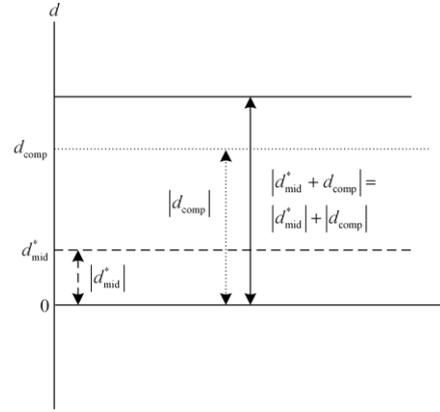


图 5 ($d_{\text{comp}} > 0$, $d_{\text{mid}}^* > 0$)

Fig. 5 Case 1: $d_{\text{comp}} > 0$ and $d_{\text{mid}}^* > 0$

式(7)可以表示为

$$I_{\text{NP,case1}} = -(|d_{\max}^*| I_{\max} + |d_{\text{mid}}^*| I_{\text{mid}} + |d_{\min}^*| I_{\min}) - (|d_{\text{comp}}| I_{\max} - |d_{\text{comp}}| I_{\min} + |d_{\text{mid}}^*| I_{\text{mid}}) \quad (8)$$

将式(6)代入式(8), 得

$$I_{\text{NP,case1}} = I_{\text{NP}} - (|d_{\text{comp}}| I_{\max} - |d_{\text{comp}}| I_{\min} + |d_{\text{comp}}| I_{\text{mid}}) \quad (9)$$

令 $I_{\text{NP,case1}} = 0$, 可得

$$|d_{\text{comp}}| = \frac{I_{\text{NP}}}{I_{\max} - I_{\min} + I_{\text{mid}}} \quad (10)$$

且 $d_{\text{comp}} > 0$, 式(10)表示为

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}}}{I_{\max} - I_{\min} + I_{\text{mid}}}, I_{\text{NP}} > 0 \quad (11)$$

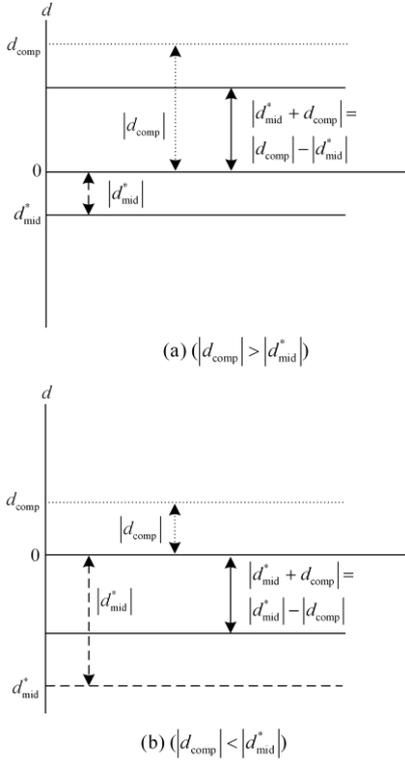
2) ($d_{\text{comp}} > 0$, $d_{\text{mid}}^* < 0$): 如图 6 所示。

(1) $|d_{\text{comp}}| > |d_{\text{mid}}^*|$, 式(7)可以表示为

$$I_{\text{NP,case2-1}} = I_{\text{NP}} - \left[|d_{\text{comp}}| I_{\max} - |d_{\text{comp}}| I_{\min} + (|d_{\text{comp}}| - 2|d_{\text{mid}}^*|) I_{\text{mid}} \right] \quad (12)$$

令 $I_{\text{NP,case2-1}} = 0$, 可得

$$|d_{\text{comp}}| = \frac{I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| I_{\text{mid}}}{I_{\max} - I_{\min} + I_{\text{mid}}} \quad (13)$$

图 6 ($d_{\text{comp}} > 0, d_{\text{mid}}^* < 0$)Fig. 6 $d_{\text{comp}} > 0$ and $d_{\text{mid}}^* < 0$

且 $d_{\text{comp}} > 0$, 式(13)表示为

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}} > 0 \quad (14)$$

(2) $|d_{\text{comp}}| < |d_{\text{mid}}^*|$, 式(7)可表示为

$$I_{\text{NP,case2-2}} = I_{\text{NP}} - (|d_{\text{comp}}| I_{\text{max}} - |d_{\text{comp}}| I_{\text{min}} - |d_{\text{comp}}| I_{\text{mid}}) \quad (15)$$

令 $I_{\text{NP,case2-2}} = 0$, 式(15)可以表示为

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} > 0 \quad (16)$$

类比情况 1), 2)可得情况 3)、4)。

3) $d_{\text{comp}} < 0, d_{\text{mid}}^* > 0$

(1) $|d_{\text{comp}}| > |d_{\text{mid}}^*|$

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}} < 0 \quad (17)$$

(2) $|d_{\text{comp}}| < |d_{\text{mid}}^*|$

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} < 0 \quad (18)$$

4) $|d_{\text{comp}}| < 0, |d_{\text{mid}}^*| < 0$

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} < 0 \quad (19)$$

且 $|d_{\text{max}}^*| = |d_{\text{mid}}^*|$, 则式(7)化为

$$I_{\text{NP}} = -(K \cdot I_{\text{max}} + |d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}} + K \cdot I_{\text{min}}) \quad (20)$$

式中, $K = |d_{\text{max}}^*| = |d_{\text{min}}^*|$ 。

式(20)简化为

$$I_{\text{NP}} = -K(I_{\text{max}} + I_{\text{min}}) + |d_{\text{mid}}^*| I_{\text{mid}} = (K - |d_{\text{mid}}^*|) I_{\text{mid}} \quad (21)$$

由 $K - |d_{\text{mid}}^*| > 0$, 则 I_{NP} 和 I_{min} 是同号。因此, 式(14)和式(17)化为

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} > 0 \quad (22)$$

$$d_{\text{comp}} = \frac{I_{\text{NP}} + 2|d_{\text{mid}}^*| \cdot I_{\text{mid}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - I_{\text{mid}}}, \quad I_{\text{NP}} < 0 \quad (23)$$

综合 d_{comp} 和 d_{max}^* , 从式(11)、式(19)、式(22)和式(23)可知, 在所有的情况下 d_{comp} 和 I_{NP} 同号。因此, I_{NP} 和 d_{min}^* 均被要求用于计算 d_{comp} 。在 2)和 3)中, 首先按照 2)中(1), 3)中(1)计算, 如果计算得到的 d_{comp} 不满足 $(|d_{\text{comp}}| > |d_{\text{mid}}^*|)$, 再按照 2)中(2), 3)中(2)计算 d_{comp} 。降低中性点交流纹波电压的 d_{comp} 计算流程见图 7。

补偿后的占空比为

$$d_{x,\text{comp}}^* = d_x^* + d_{\text{comp}} \quad (x = a, b, c) \quad (24)$$

因为这些方程只考虑 $d_{\text{min}}^*, d_{\text{mid}}^*, d_{\text{max}}^*$ 的符号, 本节所有方程均可用于非单位功率因数的情况。

综上, 所提出的方法的总的控制框图如图 8 所示。

2.2 中性点交流纹波电压降低法的适用范围

占空比 $d_{x,\text{comp}}^*$ 不能超过 1; 因此, 补偿值 d_{comp} 的边界表示为

$$d_{\text{margin}} = |1 - d_{\text{max}}^*| \quad (25)$$

d_{comp} 应满足式(26)。

$$|d_{\text{comp}}| < d_{\text{margin}} \quad (26)$$

使中性点交流纹波电压为零所需的 d_{comp} 如图 9 所示。

由图 9 可见, 随着 M_a 的增大或 pf 的降低都要求更大的 d_{comp} 来使中性点交流纹波电压为零。

图 9 还说明了所提出方法的适用范围, 例如, 当 $M_a = 0.7, d_{\text{margin}} = 0.3$, 该方法在 pf 从 0.6~1 能完全消除中性点交流纹波电压。在低功率因数的情况下, 必须要增大 d_{comp} 来降低中性点交流纹波电压。此外, 随着 M_a 的增加, d_{margin} 变小, d_{comp} 受制于 d_{margin} , 使得中性点交流纹波电压不能完全消除。

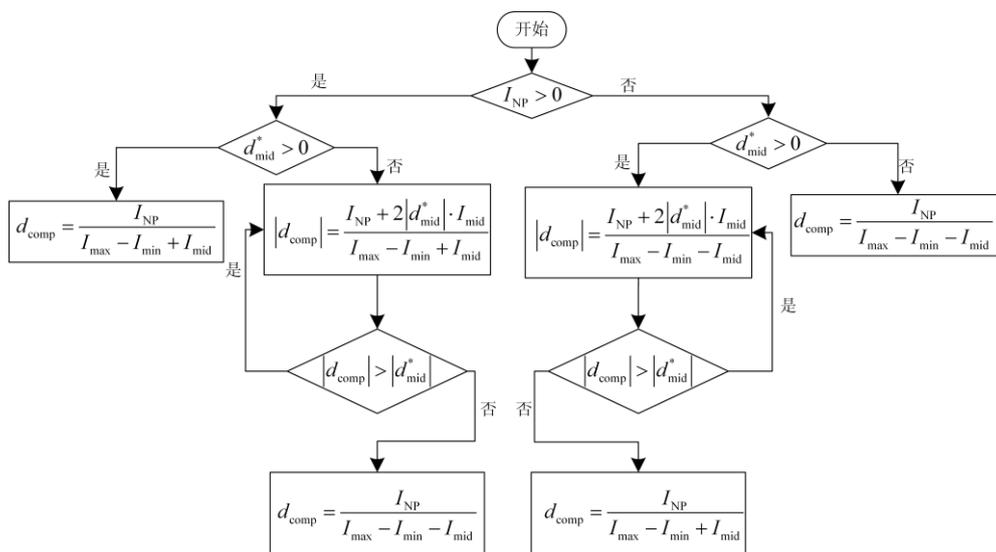


图 7 该方法的补偿值计算流程图

Fig. 7 Block diagram of compensation value calculation of the proposed method

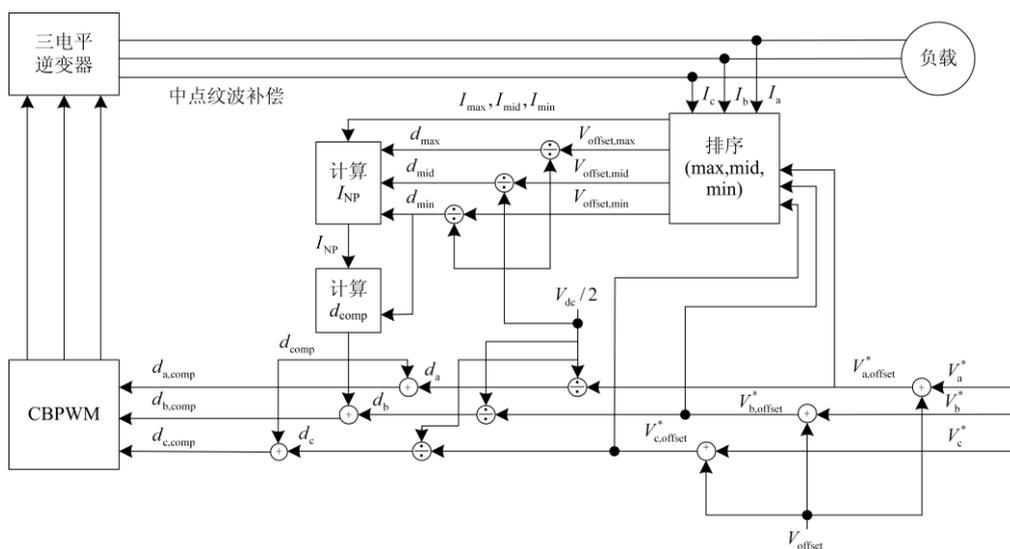


图 8 中点电压交流纹波降低法的框图

Fig. 8 Block diagram for a ripple voltage reduction

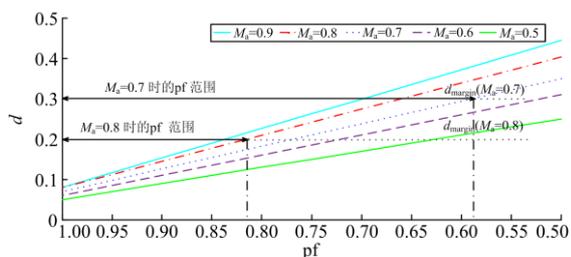


图 9 不同调制度 \$M_a\$ 下的中性点交流纹波电压为零时的占空比补偿值 \$d_{comp}\$

Fig. 9 \$d_{comp}\$ for the zero neutral-point AC ripple voltage according to \$M_a\$

3 仿真结果

使用 Matlab/simulink 仿真工具的仿真。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Experimental parameters

参数	数值
直流侧电压	200 V
直流侧电容	740 μF
参考输出相电流峰值	10 A
开关频率	10 kHz
电网频率	50 Hz

图 10 显示了所提出方法的关键波形：0.4 s 由普通 CB-PWM 法切换到本文的新方法。

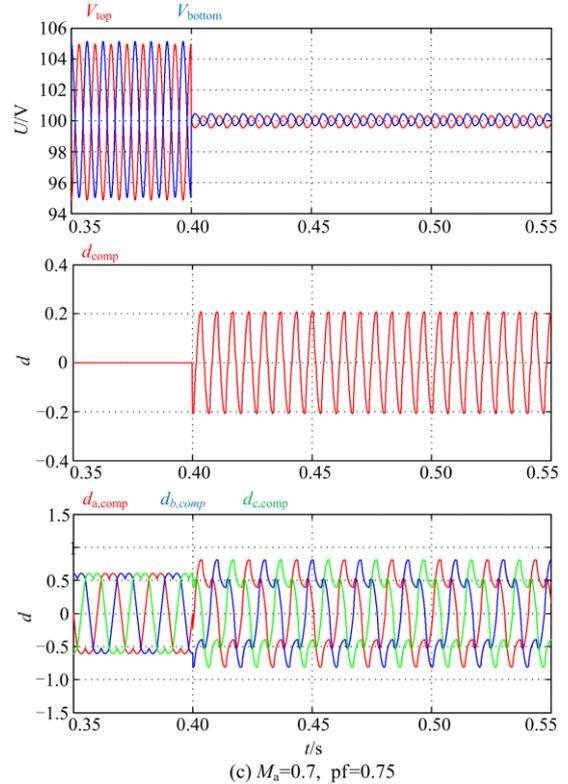
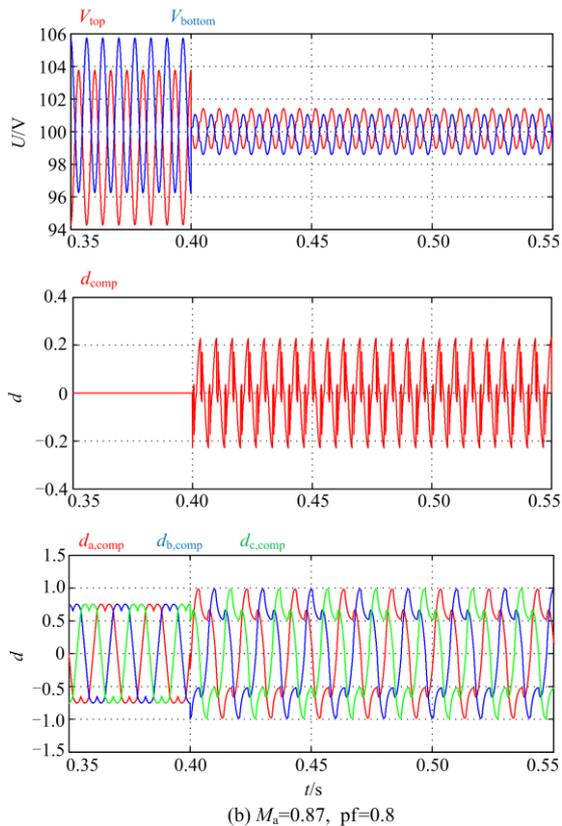
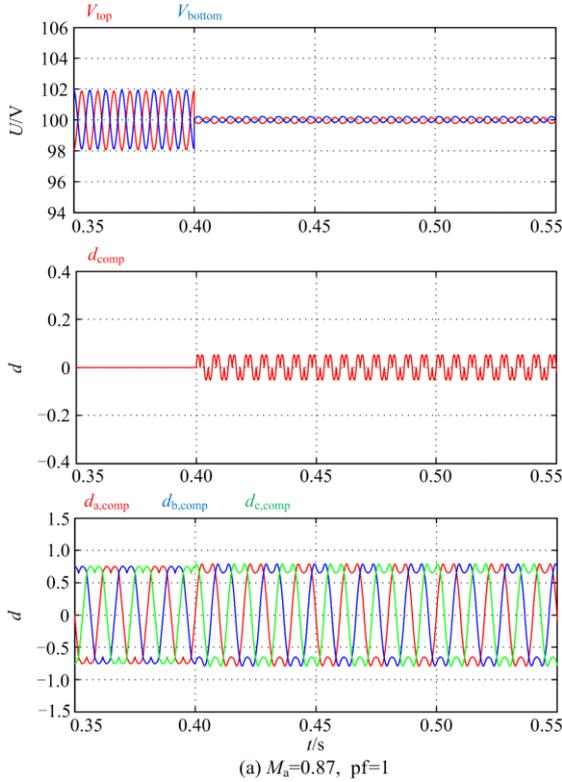


图 10 基于 CB-PWM 的中性点电压交流纹波降低法波形
Fig. 10 Waveforms of the CB-PWM method with neutral-point AC ripple voltage reduction

以图10(a)为例，在 $M_a=0.87, pf=1$ 时，随着新方法的切换， d_{comp} 和 $d_{x,comp}^*$ ($x=a, b, c$)均随之改变，直流侧上下电容电压由 98~102 V 之间的大幅振荡，变为在 100 V 左右的小幅波动，几乎完全消除了中点电位交流不平衡，说明该中点平衡控制策略起到调控作用。

在图 10(a)和图 10(c)中，当 $d_{x,comp}^*$ 在-1 到 1 之间时，中性点交流纹波电压几乎完全消除。然而，图 10(b)中，当 $M_a=0.87, pf=0.8$ 时，中性点电压交流纹波不完全减小，这是因为由式(24)计算得到的 $|d_{x,comp}^*|$ 超过 1，而各相占空比不能超过 1，此时只能根据符号取 $d_{x,comp}^*$ 为 1 或-1，故而限制了该方法对中性点交流不平衡的补偿。

根据仿真数据制得不同最大调制度 M_a 下中性点电压交流纹波的幅值 $V_{NP,mag,ripple}$ 随功率因数 pf 变化(pf 处于 1 至 0.5 区间)的散点图如图 11 所示。

综合图 11(a)—图 11(c)可见，新方法相比普通方法， $V_{NP,mag,ripple}$ 明显降低，在 pf 接近于 1 时，新方法的 $V_{NP,mag,ripple}$ 几乎为 0。

对比图 11(a)—图 11(c)发现，随着调制度 M_a 的下降，完全补偿($V_{NP,mag,ripple}=0$)可以达到的范围扩

大。图 11(d)更显示, 当 M_a 小于 0.6 时, 所提出的方法能完全补偿中性点交流不平衡。

但随着功率因数 pf 的降低, 新方法 $V_{NP,mag,ripple}$ 也在可接受范围内逐渐增大, 这也是该方法的局限性所在。

表 2 所示为不同调制度和功率因数条件下测得的线电压总谐波失真率(THD_v), 比较发现所提方法与普通 CB-PWM 几乎一致。

图 12 显示在不同开关频率下, 所提出的方法与普通方法对比的 THD_v 的相对变化率。各开关频率上该值几乎都接近于 1, 即本文所提方法与普通 CB-PWM 的 THD_v 几乎一致。以上均说明本文所提方法在消除直流侧电压交流纹波的同时几乎不改变交流侧的输出性能。

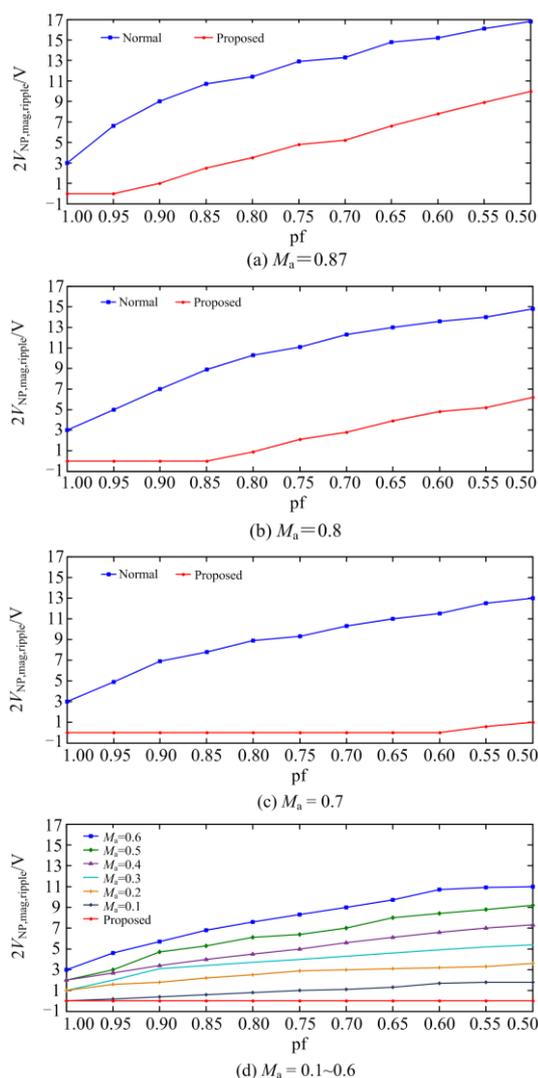


图 11 中点电压交流纹波降低法性能

Fig. 11 Performance of the proposed neutral-point AC ripple voltage reduction method according to M_a and pf

表 2 线电压总谐波失真率 THD_v 比较

Table 2 Line-to-line voltage THD comparison

因素	THD _v (CB-PWM)	THD _v (Proposed)
$M_a=0.87, pf=1$	3.347%	3.531%
$M_a=0.87, pf=0.75$	3.294%	3.540%
$M_a=0.7, pf=1$	4.211%	4.154%
$M_a=0.7, pf=0.75$	4.164%	4.151%

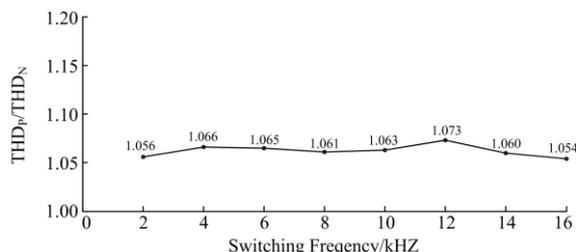


图 12 该方法在不同开关频率下的 THD_v 的相对变化率($M_a=0.87, pf=1$)

Fig. 12 Changed ratio of THD_v caused by the proposed method according to the switching frequency ($M_a=0.87, pf=1$)

4 结论

本文提出了一种降低中性点电压交流纹波的精确补偿方法, 通过向相电压占空比注入一个最佳补偿值, 以消除 CB-PWM 法的中性点电压的交流不平衡。

(1) 与普通 CB-PWM 调制相比, 本文所提方法在治理直流侧交流纹波的同时几乎不改变交流侧的输出性能。

(2) 可以实现在任意功率因数和调制度时, 均能降低有效中性点电压的交流纹波。

(3) 占空比最佳补偿值可通过数学分析精确计算, 且计算过程只使用 6 个方程。克服了已有零序电压注入法需要精确的电压传感器来检测上下电容电压的缺点。

但随着功率因数的降低和线性调制度的升高, 新方法控制下的中点交流不平衡也在可接受范围内逐渐增大, 这也是该方法的局限性所在, 将针对这一现象继续研究。

参考文献

[1] NABEA A, TAKAHASHI I, AKAG H I. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.

[2] 李瑞生, 翟登辉, 郭宝甫, 等. 三电平 DC/AC 电源转换技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(20): 24-30.

LI Ruisheng, ZHAI Denghui, GUO Baofu, et al. Research of three level DC/AC conversion technology[J]. Power

- System Protection and Control, 2016, 44(20): 24-30.
- [3] 郭利辉. T 型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 127-132.
- GUO Lihui. Deadbeat predictive current and neutral voltage balancing control method parallel three-level T-type inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 127-132.
- [4] 武敏, 孟润泉, 赵刚. 三电平并联型 APF 死区效应分析及对策研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(13): 20-26.
- WU Min, MENG Runquan, ZHAO Gang. Tri-level shunt APF dead-time effect analysis and its countermeasure research[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(13): 20-26.
- [5] 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空间矢量调制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 196-202.
- LIU Bin, HUANG Kailun, WU Jiaju, et al. A novel SVPWM method considering neutral-point potential balancing and reducing switching losses for three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 196-202.
- [6] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等. 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.
- JIANG Weidong, WANG Qunjing, SHI Xiaofeng, et al. Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral point lamped three-level VSI under SVPWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 49-55.
- [7] 范必双, 谭冠政, 樊绍胜, 等. 一种新的基于混合空间矢量调制的三电平逆变器直流侧电容电压平衡研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(27): 135-141.
- FAN Bishuang, TAN Guanzheng, FAN Shaosheng, et al. A new DC side capacitance voltages balancing method for three-level inverters based on hybrid space vector modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(27): 135-141.
- [8] JIAO Y, LEE F C, LU S. Space vector modulation for three-level NPC converter with neutral point voltage balance and switching loss reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5579-5591.
- [9] ZHAO Z, ZHONG Y, GAO H, et al. Hybrid selective harmonic elimination PWM for common-mode voltage reduction in three level neutral-point-clamped inverters for variable speed induction drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1152-1158.
- [10] 桂石翁, 吴芳, 万山明, 等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5013-5021.
- GUI Shiweng, WU Fang, WAN Shanming, et al. A strategy for considering neutral-point potential balance for three-level NPC inverters with the varied virtual space vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 5013-5021.
- [11] MAHESHWARI R, NIELSEN S M, MONGE S B. Design of neutral point voltage controller of a three-level NPC inverter with small DC-link capacitors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1861-1871.
- [12] 谢路耀, 金新民, 吴学智, 等. 基于零序电压注入与调制波分解的三电平脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 27-38.
- XIE Luyao, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Three-level pulse width modulation strategy based on zero sequence voltage injection and modulation-waves decomposition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 27-38.
- [13] POU J, ZARAGOZA J, CEBALLOS S, et al. A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 642-651.
- [14] CHOI U M, LEE K B. Neutral-point voltage balancing method for three-level inverter systems with a time-offset estimation scheme[J]. Journal of Power Electronics, 2013, 13(2): 243-249.
- [15] WANG C, LI Y. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2262-2271.
- [16] TAO Fen, XIE Zhujun, CHENG Jie, et al. Fast valve power loss evaluation method for modular multi-level converter operating at high-frequency[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 26-36. DOI: 10.1186/s41601-016-0015-z.

收稿日期: 2017-09-08; 修回日期: 2017-11-13

作者简介:

张国荣(1963—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量控制技术、储能系统中的电力变换技术和光伏发电技术研究; E-mail: zhanggrcao@163.com

方舒(1993—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电. E-mail: 1727245740@qq.com

(编辑 周金梅)