

# 三电平逆变器低共模电压调制算法的研究

吕嘉俊, 罗利文

(上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240)

**摘要:** 为了降低三电平逆变器输出共模电压, 首先提出了一种改进的三电平逆变器调制算法, 该方法通过弃用传统 N3V 调制算法中引起高共模的基本电压矢量, 将传统的七段式 N3V SVPWM 调制算法改为五段式 SVPWM 调制算法。这种改进的五段式 N3V SVPWM 调制算法可将三电平逆变器输出共模电压降低 50%, 开关损耗降低 1/3。考虑到五段式 N3V SVPWM 调制算法会导致中性点电位偏移, 设计了一种九段式调制算法, 仍然规避使用引起高共模的基本电压矢量, 通过引入虚拟矢量来调节流入和流出中性点电流达到平衡, 避免了中性点电位偏移, 同时有效抑制了三电平逆变桥输出共模电压的幅值。

**关键词:** 三电平逆变器; 共模电压; 空间矢量调制; 虚拟矢量; 中性点电位平衡

## Research on low common mode voltage modulation algorithm of three-level inverters

LV Jiajun, LUO Liwen

(Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion (SJTU), Ministry of Education, Shanghai Jiao tong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** To reduce the output common mode voltage of three-level inverters, this paper first proposes an improved three-level inverter modulation algorithm, which changes the traditional seven-segment N3V SVPWM modulation algorithm to five segment SVPWM modulation algorithm by discarding the basic voltage vector that causes high common mode. This improved five-segment N3V SVPWM modulation algorithm can reduce the output common mode voltage of the three-level inverter by 50% and the switching loss by 1/3. Considering that the five-segment SVPWM N3V modulation algorithm will lead to the midpoint potential oscillation, a nine-segment virtual vector modulation algorithm is designed, which still avoids using high CMV vectors. The virtual vector is introduced to adjust the inflow and outflow midpoint current to achieve balance, which avoids the midpoint potential oscillation, and also effectively suppresses the amplitude of the three-level inverter bridge output common mode voltage.

**Key words:** three-level inverter; common mode voltage; space vector modulation, virtual vector; midpoint balance

## 0 引言

逆变器广泛应用于储能系统、光伏和风力发电、电动机变频拖动等领域。由于逆变器在任意时刻的输出特性取决于开关状态, 每种开关状态对应输出一定的共模电压 (Common-Mode Voltage, CMV)。开关状态以开关频率高频切

换使逆变器输出高频的共模电压。该共模电压对周围的电气及通信设备产生电磁干扰, 带来一系列电磁兼容问题。如在光伏并网逆变器中, 非隔离型逆变器与电网之间无有效的电气隔离, 高频的共模电压作用在太阳能光伏板、逆变器及地之间的寄生电容上产生共模漏电流。高频共模电流

不仅带来并网电流谐波（国际标准IEEE 929—2000规定并网电流THD值应小于5%），降低电能质量，还引发电磁干扰等问题，甚至威胁人身安全。更严重的是在新能源车电动机变频拖动的应用中，逆变器输出的共模电压作用到驱动电动机的轴上产生轴电流，通过杂散回路作用到电动机的轴承上，导致润滑脂发生放电，造成轴承内滚珠表面发生电蚀，危及新能源车的安全行驶。另一方面，随着电力电子器件的发展，功率开关器件的开关频率和耐压水平不断提高，新能源车高压快充日益临近，共模电压的频率和幅值同步提高，共模电压带来的危害更加突出。

三电平逆变器在高电压、大容量应用场景下表现出优异性能，在过去二三十年间，三电平逆变器引起了广泛的关注。相较于两电平逆变器，三电平逆变器中每相桥臂含有更多开关器件，每个器件所需承受的电压更低。由于输出电压种类更多，三电平逆变器输出电压的谐波含量更低，但相比之下需要更多开关器件及更加复杂的调制算法。

可以通过软件或硬件方式降低共模电压。文献[1]中使用了无源或有源设备抑制逆变器共模电压。然而此类硬件方法导致逆变系统体积和成本增加。软件方案主要是通过改进逆变器的调制策略来抑制共模电压。文献[2-3]提出了新的空间电压矢量调制策略,通过选择零共模电压的矢量参与调制实现共模电压的抑制,但会导致逆变系统的直流电压利用率下降。文献[4-5]提出新的调制策略,使用大矢量、中矢量及零矢量合成目标矢量,将逆变器的共模电压幅值降低到直流电压的1/6,但也带来了开关损耗增加和输出谐波增大的问题。

## 1 传统N3V调制算法

逆变器的调制算法适用于所有种类的拓扑结构, 本文以二极管钳位型三电平逆变器 (Neutral Point Clamped, NPC) 为例, 其拓扑结构如图1所示。

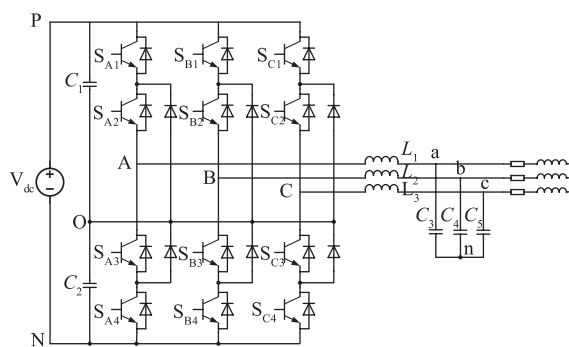
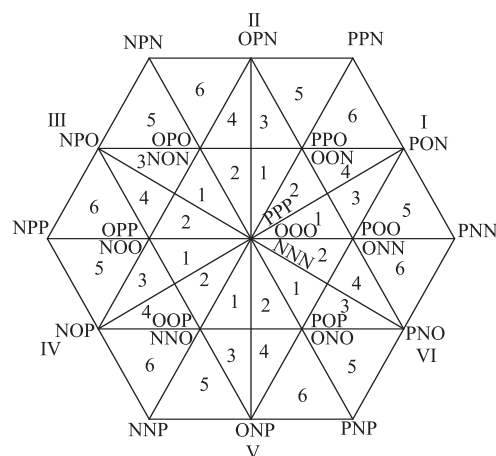


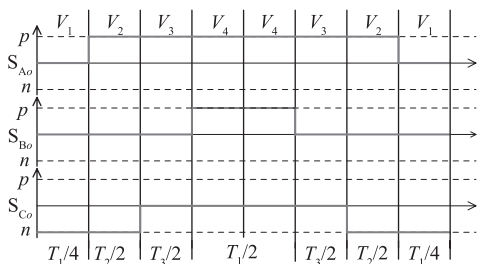
图 1 二极管嵌位型三电平逆变器

**Fig. 1 Topology of NPC inverter**

三电平逆变器的传统调制算法为最近三矢量合成法(Nearest three Vector, N3V),即使用与参考电压矢量最接近的三个基本电压矢量,按照伏秒守恒等效合成,即从参考电压矢量所在的三角形的三个顶点的位置选择基本电压矢量,同时首发矢量都为正小矢量或负小矢量以保证在扇区间的平滑切换。传统N3V算法的扇区划分及I大扇区4小扇区内触发信号波形如图2所示。



(a) N3V调制算法扇区划分



(b) I 扇区4小扇区内触发信号波形

图 2 N3V 调制策略

**Fig. 2 N3V modulation strategy**

共模电压分析：逆变器输出的共模电压可由

$V_{CM}=(V_{AO}+V_{BO}+V_{CO})/3$ 计算出<sup>[6]</sup>, 代入每种开关状态的输出三相电压即可得到对应输出的共模电压, 整理见表1。

表1 基本矢量分类与共模电压值

Tab. 1 Basic vector classification and CMV values

| 基本矢量类别 | 开关状态                         | 共模电压        |
|--------|------------------------------|-------------|
| 大矢量    | PPN, NPP, PNP                | $V_{dc}/6$  |
|        | PNN, NPN, NNP                | $-V_{dc}/6$ |
| 中矢量    | PON, OPN, NPO, NOP, ONP, PNO | 0           |
| 正小矢量   | POO, OOP, OPO                | $V_{dc}/6$  |
|        | PPO, POP, OPP                | $V_{dc}/3$  |
| 负小矢量   | ONN, NNO, NON                | $-V_{dc}/3$ |
|        | OON, ONO, NOO                | $-V_{dc}/6$ |
| 零矢量    | PPP                          | $V_{dc}/2$  |
|        | OOO                          | 0           |
|        | NNN                          | $-V_{dc}/2$ |

由表1可以看出, 基本矢量产生共模电压的规律为: 大矢量共模电压为 $\pm V_{dc}/6$ , 中矢量共模电压为0, 小矢量共模电压大小为 $V_{dc}/3$ 和 $V_{dc}/6$ 。N3V调制算法使用了除PPP和NNN外的所有基本矢量, 其带来的共模电压幅值为 $V_{dc}/3$ 。

## 2 改进N3V调制算法

改进的N3V调制算法通过规避使用共模电压幅值为 $\pm V_{dc}/3$ 的小矢量, 使逆变桥输出共模电压降为原来的1/2。除去高共模的小矢量及高共模的零矢量PPP、NNN后, 剩余基本电压矢量分布及改进N3V算法的扇区划分如图3所示。

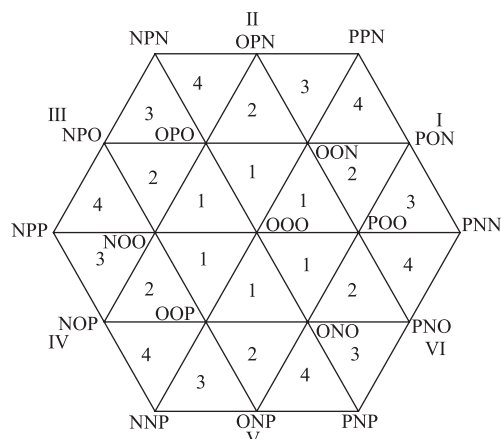


图3 改进N3V算法基本矢量分布及扇区划分

Fig. 3 Basic vectors distribution and sector partition of improved N3V

由图3可以看出, 此时基本电压矢量已无重合的情况, 即每个三角形扇区的顶点只有一个基本电压矢量。将每个大扇区划分为四个等边三角形构成的小扇区, 在每个小扇区内部, 使用三个顶点上的基本电压矢量合成目标电压矢量。设三个顶点的基本电压矢量为 $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ , 作用时间为 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ , 求解方法如下。

改进N3V调制策略中三个基本电压矢量作用的占空比分别为 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ , 由伏秒等效原则求出, 即

$$\begin{pmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中,  $V_{i\alpha}$ 、 $V_{i\beta}$ 为基本矢量 $V_i$ 在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的分量;  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$ 为目标电压矢量在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的分量。

以第I大扇区2小扇区为例, 代入 $V_1=(V_{dc}/6, \sqrt{3}V_{dc}/6)$ ,  $V_2=(V_{dc}/2, \sqrt{3}V_{dc}/6)$ ,  $V_3=(V_{dc}/3, 0)$ 有

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{6} & \frac{1}{2} & \frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ \frac{1}{V_{dc}} & \frac{1}{V_{dc}} & \frac{1}{V_{dc}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} V_{dc} = \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

解得

$$\begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta + 1}{V_{dc}} \\ \frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta - 1}{V_{dc}} \\ \frac{-2\sqrt{3}U_\beta + 1}{V_{dc}} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & d_3 \end{bmatrix}^T T_s \quad (4)$$

式中,  $T_s$ 为开关周期。

同理可求得每个扇区内各基本矢量的作用时间, 结合确定好的开关状态切换顺序即可得到触发信号波形。 $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ 需要按照 $V_1$ - $V_2$ - $V_3$ - $V_2$ - $V_1$ 的顺序依次作用相应的时间等效合成参考电压矢量, 整个过程中保证每次开关状态的切换只涉及某一相桥臂的一次切换, 如P状态切换到O或O状态切换到N, 不允许P状态直接切换到N状态, 以

此保证每次切换只变化最少数量的开关器件。

改进的N3V调制算法在 I 大扇区 2 小扇区内触发信号波形如图4所示。

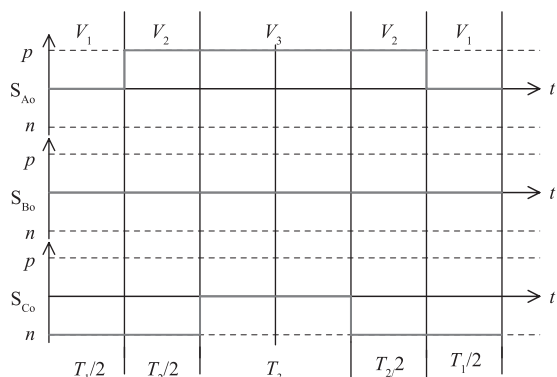


图4 改进的N3V算法 I 大扇区 2 小扇区内触发信号波形

Fig. 4 Pulse waveform of improved N3V

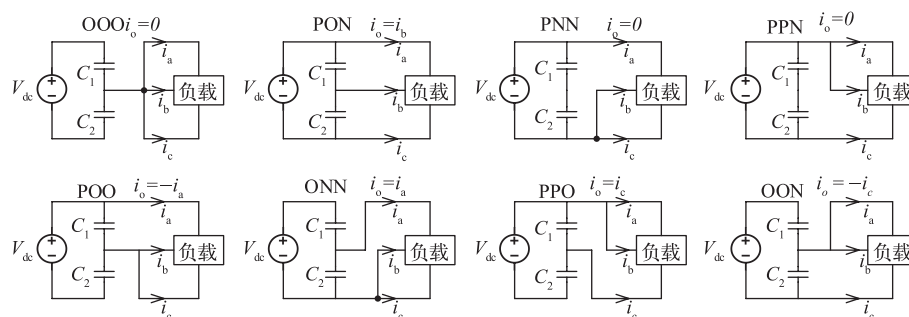


图5 第 I 扇区部分基本矢量等效电路及中性点电流

Fig. 5 Basic vector equivalent circuit and midpoint current

其中,  $i_o$  为中性点流出的电流, 由于大矢量不与中性点连接, 故大矢量作用时, 对中性点电位没有影响。零矢量作用时, 中性点电流为 0, 故零矢量也不影响中性点电位。基本电压矢量作用时, 中性点电流整理如图6所示。

由图6可以看出, 同一位置的正小矢量和负小矢量对中性点电位的影响是相反的。因为传统N3V方法在所有扇区内都用到了同一坐标的正负小矢量, 故可以通过调制两个小矢量的时间比例即可在不影响伏秒平衡的基础上调节中性点电位。改进的N3V调制算法无法通过软件方式调节中性点电位, 只能使用硬件方案, 图7提供了一种强制中性点电位稳定在  $0.5V_{dc}$  附近的硬件方案。

所以改进的低共模电压N3V更适用于直流电

图2b、图4中, 传统N3V算法每个开关周期内每相桥臂开关状态变化2次, 三相桥臂开关状态共变化6次。改进的N3V算法在一个开关周期内总有一相桥臂的开关状态保持不变, 所以三相桥臂开关状态总变化4次, 相比于传统N3V算法, 开关损耗降低了1/3。而由于改进N3V算法没有使用高共模电压的小矢量, 共模电压幅值降低了50%。

中性点电位平衡问题: 三电平逆变器的拓扑结构中, 中性点电位是通过  $C_1$ 、 $C_2$  电容分压得到的, 当中性点有电流流入或流出时, 导致中性点电位波动。分析基本电压矢量对中性点电位的影响, 图5为第 I 扇区部分基本矢量作用时的等效电路。

源侧有DC/DC稳压电路或采用多路独立直流源的应用场景。

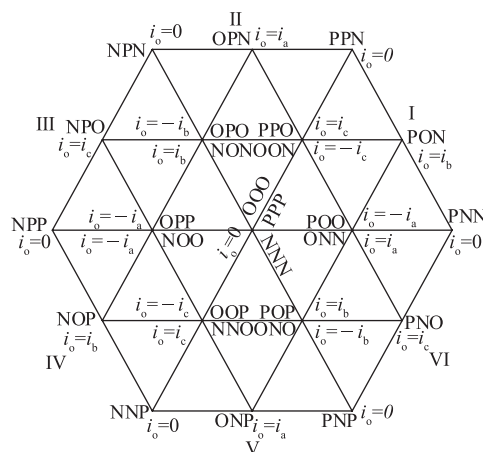


图6 基本电压矢量对应的中性点电流

Fig. 6 Neutral point current of voltage vectors

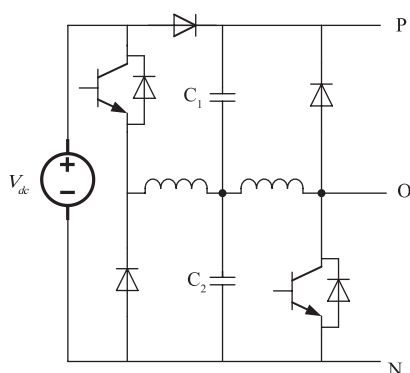


图7 三电平逆变器中性点电位平衡硬件方案

Fig. 7 Hardware scheme of neutral point potential balance

针对改进N3V调制算法无法通过软件手段平衡中性点电位的问题，由于虚拟矢量调制算法（Virtual Space Vector Pulse Width Modulation, VSVPWM）很好地实现中性点电位平衡。本文根据N3V算法的改进思路，提出了新虚拟矢量调制算法，在保证中性点电位平衡的前提下降低共模电压。

### 3 新虚拟矢量调制算法

经典的虚拟矢量调制算法通过使用特定的基本矢量，按照固定的时间比例作用等效出新的基本矢量，因为该矢量并没有确定的真实开关状态与其对应，故称为虚拟矢量。然后使用虚拟矢量作用相应的时间等效目标电压矢量。传统的虚拟矢量调制第I扇区内虚拟矢量的合成方法及扇区划分如图8所示。

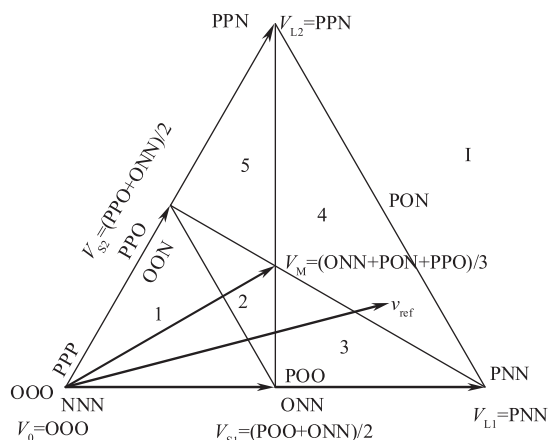


图8 传统虚拟矢量调制示意图

Fig. 8 Diagram of traditional VSVPWM strategy

传统虚拟矢量调制包括一个虚拟零矢量 $V_0$ ，两个虚拟小矢量 $V_{S1}$ 、 $V_{S2}$ ，一个虚拟中矢量 $V_M$ ，两个虚拟大矢量 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 。虚拟矢量由下式确定

$$\begin{cases} V_0 = \text{OOO} \\ V_{S1} = \frac{1}{2} \text{POO} + \frac{1}{2} \text{ONN} \\ V_{S2} = \frac{1}{2} \text{PPO} + \frac{1}{2} \text{OON} \\ V_M = \frac{1}{3} \text{ONN} + \frac{1}{3} \text{PON} + \frac{1}{3} \text{PPO} \\ V_{L1} = \text{PNN} \\ V_{L2} = \text{PPN} \end{cases} \quad (5)$$

因为开关周期远小于逆变器输出电流的周期，所以可以忽略相电流在开关周期内的增量。假设在一个开关周期内 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 保持不变，分析虚拟矢量对中性点电流的影响，有

$$\begin{cases} i_{o|V_0} = i_{o|OOO} = 0 \\ i_{o|V_{S1}} = \frac{1}{2} i_{o|POO} + \frac{1}{2} i_{o|ONN} = 0 \\ i_{o|V_{S2}} = \frac{1}{2} i_{o|PPO} + \frac{1}{2} i_{o|OON} = 0 \\ i_{o|V_M} = \frac{1}{3} (i_{o|ONN} + i_{o|PON} + i_{o|PPO}) = 0 \\ i_{o|V_{L1}} = i_{o|PNN} = 0 \\ i_{o|V_{L2}} = i_{o|PPN} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

可见虚拟矢量的中性点电流都为0，所以可以保证中性点电位平衡。图8中， $v_{ref}$ 为参考电压矢量，位于4扇区，使用虚拟矢量 $V_M$ 、 $V_{L1}$ 和 $V_{L2}$ 对其进行合成，如下式

$$\begin{cases} (V_{ONN} + V_{PON} + V_{PPO}) d_M / 3 + \\ V_{PNN} d_{L1} + V_{PPN} d_{L2} = V_{ref} \\ d_M + d_{L1} + d_{L2} = 1 \end{cases} \quad (7)$$

式中， $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 分别为虚拟矢量 $V_M$ 、 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 在一个开关周期内的占空比。可以看出在一个开关周期内中性点电流为0，共模电压为 $V_{dc}/3$ 。

为了实现抑制共模输出，同时消除中性点电压振荡，提出了新的虚拟矢量调制策略。新虚拟矢量方法遵循以下原则：①新虚拟矢量方法舍弃掉高共模电压的小矢量；②在一个开关周期内中性点平均电流为0；③每次切换开关状态只动作最少数量的开关器件。

第 I 扇区内新虚拟矢量的分布及扇区划分如图9所示。

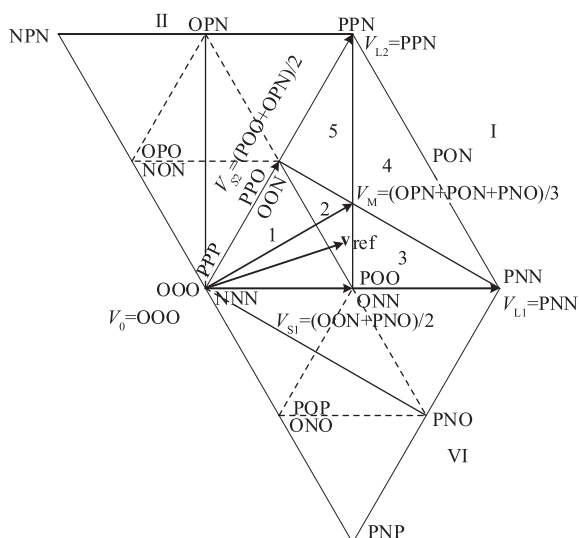


图9 新虚拟矢量调制算法示意图

Fig. 9 Diagram of new virtual vector modulation strategy

与经典虚拟矢量方法相同，新虚拟矢量方法在一个大扇区内包括一个虚拟零矢量，两个虚拟小矢量  $V_{S1}$ 、 $V_{S2}$ ，一个虚拟中矢量  $V_M$  及两个虚拟大矢量  $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 。其中虚拟小矢量使用相邻的小矢量和中矢量合成，虚拟中矢量使用相邻的三个基本中矢量合成，即

$$\begin{cases} V'_0 = \text{OOO} \\ V'_{S1} = \frac{1}{2} \text{OON} + \frac{1}{2} \text{PNO} \\ V'_{S2} = \frac{1}{2} \text{POO} + \frac{1}{2} \text{OPN} \\ V'_M = \frac{1}{3} \text{OPN} + \frac{1}{3} \text{PON} + \frac{1}{3} \text{PNO} \\ V'_{L1} = \text{PNN} \\ V'_{L2} = \text{PPN} \end{cases} \quad (8)$$

分析新虚拟矢量对中性点电流的影响，有

$$\begin{cases} i'_{o|V_0} = i_{o|OOO} = 0 \\ i'_{o|V_{S1}} = \frac{1}{2} (i_{o|OON} + i_{o|PNO}) = 0 \\ i'_{o|V_{S2}} = \frac{1}{2} (i_{o|POO} + i_{o|OPN}) = 0 \\ i'_{o|V_M} = \frac{1}{3} (i_{o|OPN} + i_{o|PON} + i_{o|PNO}) = 0 \\ i'_{o|V_{L1}} = i_{o|PNN} = 0 \\ i'_{o|V_{L2}} = i_{o|PPN} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

新虚拟矢量调制算法中所有虚拟矢量的中性点电流都为0，同时没有使用高共模的基本小矢量，可以实现在稳定中性点电位的条件下降低逆变器输出共模电压。以图6中参考电压矢量位于 I 大扇区2小扇区为例计算虚拟矢量作用时间，即

$$\begin{cases} (V_{OON} + V_{PNO})d_{S1}/2 + (V_{POO} + V_{OPN}) + \\ (V_{OPN} + V_{PON} + V_{PNO})d_M/3 = V_{ref} \\ d_{L1} + d_{L2} + d_M = 1 \\ [T_M \quad T_{L1} \quad T_{L2}]^T = [d_M \quad d_{L1} \quad d_{L2}]^T T_s \end{cases} \quad (10)$$

新虚拟矢量算法的开关状态序列同样按照最小切换次数确定，如 I 大扇区2小扇区的触发信号波形如图10所示。

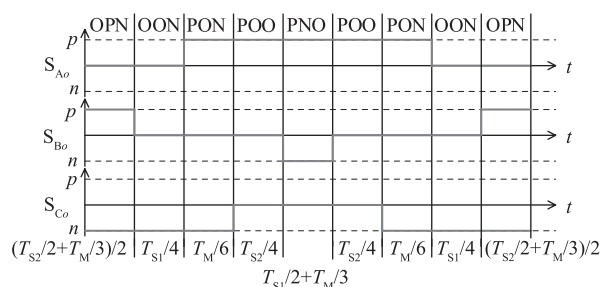


图10 新虚拟矢量调制算法触发信号波形

Fig. 10 Pulse waveform of new VSVPWM strategy

可以看出新虚拟矢量调制算法为九段式调制，在一个开关周期开关状态切换8次，与传统虚拟矢量调制算法相同，相比于传统N3V算法开关损耗增加了1/3。接下来简单介绍一下新虚拟矢量调制算法的实现策略。

### 3.1 扇区判断

扇区判断分为大扇区判断和小扇区判断两个部分。大扇区判断即根据输入的参考电压矢量取中间变量， $B_0$ 、 $B_1$ 、 $B_2$ 定义为

$$\begin{cases} B_0 = \text{sgn}(U_\beta) \\ B_1 = \text{sgn}\left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta\right) \\ B_2 = \text{sgn}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta\right) \end{cases} \quad (11)$$

式中， $(U_\alpha, U_\beta)$ 为参考电压矢量的坐标； $\text{sgn}()$ 为

符号函数,指出参数的正负号。

通过 $B_0$ 、 $B_1$ 、 $B_2$ 即可确定参考矢量所在的扇区,如图标记了 $B_1>0$ 、 $B_2>0$ 大的区域。

在本文的模型中使用 $N_1=2^2B_2+2^1B_1+2^0B_0$ ,即由 $B_0$ 、 $B_1$ 、 $B_2$ 构成的二进制数区分参考矢量所在的扇区。如 $N_1=2^2B_2+2^1B_1+2^0B_0=(011)_2=3$ ,此时参考矢量在 I 扇区。具体判断规则整理见表2。

表2 大扇区判断规则  
Tab. 2 Large sector judgment rules

| 扇区 $N$ | $B_2$ | $B_1$ | $B_0$ | $2^2B_2+2^1B_1+2^0B_0$ |
|--------|-------|-------|-------|------------------------|
| I      | 0     | 1     | 1     | $(011)_2=3$            |
| II     | 0     | 0     | 1     | $(001)_2=1$            |
| III    | 1     | 0     | 1     | $(101)_2=5$            |
| IV     | 1     | 0     | 0     | $(100)_2=4$            |
| V      | 1     | 1     | 0     | $(110)_2=6$            |
| VI     | 0     | 1     | 0     | $(010)_2=2$            |

由于各大扇区具有对称性,小扇区判断

首先将参考电压矢量映射到第 I 扇区,然后进行详细判断。设 $(U'_\alpha, U'_\beta)$ 为参考矢量映射到第 I 扇区后的坐标。根据小扇区划分规律,参考矢量所在的小扇区可通过如下方式判断:若 $U'_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3}U'_\beta \leq \frac{V_{dc}}{3}$ 成立,则位于1扇区;若 $U'_\alpha \geq \frac{V_{dc}}{3}$ 且 $U'_\alpha + \sqrt{3}U'_\beta \geq \frac{2V_{dc}}{3}$ 成立,则位于4扇区;若 $U'_\alpha \geq \frac{V_{dc}}{3}$ 成立,则位于3扇区;若 $U'_\alpha + \sqrt{3}U'_\beta \geq \frac{2V_{dc}}{3}$ 成立,则位于2扇区。

### 3.2 虚拟矢量时间计算

式(10)给出了虚拟矢量时间计算公式,由于各大扇区间的对称性,本文将各大扇区内的虚拟矢量时间计算映射到第 I 扇区,根据式(10)给出的虚拟矢量作用时间计算方法,直接给出各小扇区内虚拟矢量作用时间,见表3。

表3 虚拟矢量作用时间计算公式

Tab. 3 Formula of virtual vector action time

| $n$ | $V_1$    | $V_2$    | $V_3$    | $T_1(T_s/V_{dc})$                       | $T_2(T_s/V_{dc})$                  | $T_3(T_s/V_{dc})$                      |
|-----|----------|----------|----------|-----------------------------------------|------------------------------------|----------------------------------------|
| 1   | $V_0$    | $V_{s1}$ | $V_{s2}$ | $-3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta + 1$      | $3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta$      | $2\sqrt{3}U_\beta$                     |
| 2   | $V_{s1}$ | $V_{s2}$ | $V_m$    | $-3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta + 2$      | $-6U_\alpha + 2$                   | $9U_\alpha + 3\sqrt{3}U_\beta - 2$     |
| 3   | $V_{s1}$ | $V_m$    | $V_{L1}$ | $-3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta + 2$      | $3\sqrt{3}U_\beta$                 | $3U_\alpha - 1$                        |
| 4   | $V_m$    | $V_{L1}$ | $V_{L2}$ | $-9U_\alpha/2 - 3\sqrt{3}U_\beta/2 + 3$ | $3U_\alpha - 1$                    | $3U_\alpha/2 + 3\sqrt{3}U_\beta/2 - 1$ |
| 5   | $V_{s2}$ | $V_m$    | $V_{L2}$ | $-6U_\alpha + 2$                        | $9U_\alpha/2 - 3\sqrt{3}U_\beta/2$ | $3U_\alpha/2 + 3\sqrt{3}U_\beta/2 - 1$ |

其中 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 为虚拟矢量 $v_1$ 、 $v_2$ 、 $v_3$ 的作用时间。接下来要确定各路触发信号开始切换的时间点。以图10中第2小扇区波形为例,触发脉冲切换的四个时间节点为 $T_{cm1}=T_{s2}/2+T_m/3$ 、 $T_{cm2}=T_{cm1}+T_{s1}/4$ 、 $T_{cm3}=T_{cm2}+T_m/6$ 、 $T_{cm4}=T_{cm3}+T_{s2}/4$ 。同样由于各大扇区具有对称性,这四个时间节点只与小扇区 $n$ 有关。

### 3.3 调制过程

最后根据扇区生成对应的触发信号波形。此处以图10中 I (2)扇区为例说明该过程:观察图10波形可以发现三相触发脉冲信号有两种形式:一是A、C两相的触发信号可由一个参数确定;二是B相触发信号的波形需要两个参数确定。具

体过程如图11所示。

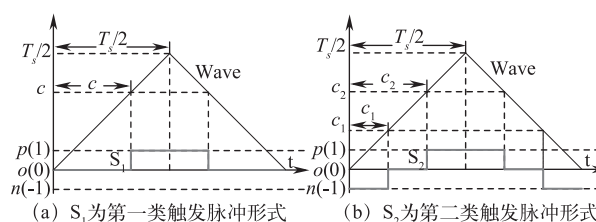


图11 触发信号波形

Fig. 11 Trigger signal waveform

图11a的 $S_1$ 为第一类触发脉冲形式, Wave为调制波,当调制波大于 $c$ 时输出 $p$ ,否则输出 $o$ ,故只需要一个参数 $c$ 即可确定输出波形,调制过程中需要根据具体不同扇区做微调,例如图10中 I (2)扇区的A相触发信号为第一类脉冲,所需参

数 $c$ 为前一模块计算出的 $T_{cm2}$ 。而B相触发信号同样为第一类脉冲,所需参数为 $T_{cm3}$ ,但需要将输出信号整体减1。

图11b的 $S_2$ 为第二类触发脉冲形式,当调制波小于 $c_1$ 时输出 $n$ ,大于 $c_1$ 且小于 $c_2$ 时输出 $o$ ,大于 $c_2$ 时输出 $p$ 。图10中I(2)扇区的B相触发信号,参数 $c_1$ 为 $T_{cm1}$ ,参数 $c_2$ 为 $T_{cm4}$ 。调制过程需要针对不同的扇区进行分类处理。

最后为研究新虚拟矢量输出电压质量,本文分析了不同调制算法的谐波通量轨迹(Harmonic Flux Trajectory, HFT)。HFT是输出基本矢量与目标矢量之差在一个开关周期内的积分,HFT可以用来分析其谐波失真程度。此处使用的分析

手段基于HFT的定义

$$\lambda = \int_0^{T_s} (V_k - V_{ref}) dt \quad (12)$$

本文主要关注HFT的模值在开关周期内的平均值,取

$$\lambda_{HFT} = \sum_{n=1} |V_{ref} - V_n| d_n \quad (13)$$

式中, $V_{ref}$ 为目标电压矢量; $V_n$ 为用于合成目标矢量使用的基本电压矢量; $d_n$ 为对应的基本电压矢量的占空比。

代入 $\alpha$ - $\beta$ 平面内各点为目标电压矢量,得到了各处的 $\lambda_{HFT}$ ,由于六个大扇区具有对称性,本文以第I大扇区为例说明。图12为新虚拟矢量算法、传统虚拟矢量算法和N3V算法的 $\lambda_{HFT}$ 分布情况。

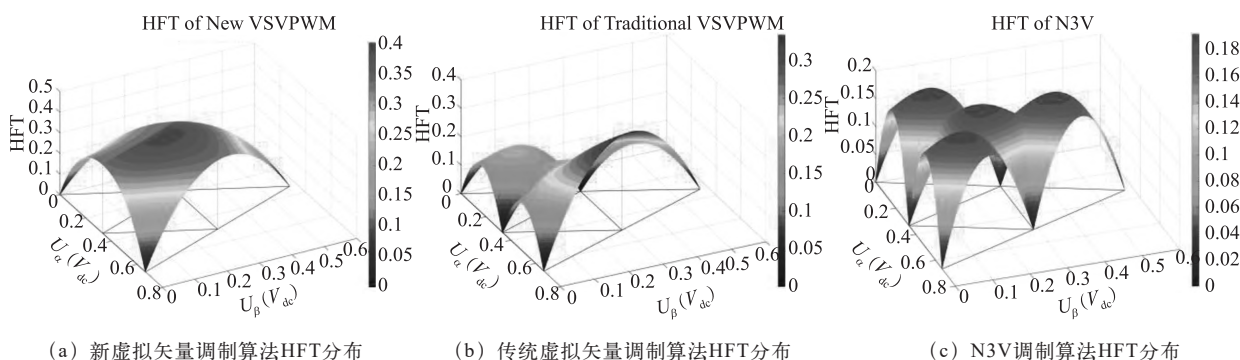


图12 各调制算法 HFT 分布

Fig. 12 HFT distribution of each modulation algorithm

可以看出VSVPWM相较于N3V会在中矢量位置输出更多的谐波分量,主要是因虚拟矢量是通过基本矢量的组合等效得到的,并没有真实的开关状态与之对应。在传统VSVPWM调制策略中,中矢量由两个小矢量和一个中矢量合成得到,所以此处输出电压的谐波更高;小矢量位置虽然也是通过两个基本小矢量合成得到,但用来合成的两个小矢量坐标相同,所以在小矢量位置不会带来谐波;而新虚拟矢量调制算法中的虚拟小矢量、虚拟中矢量都是通过其他基本矢量合成得到,所以在两个小矢量位置和中矢量位置都会带来谐波。改进N3V调制算法因使用的基本矢量坐标与N3V调制算法相同,所以其HFT分布与N3V算法相同。

## 4 仿真实验

针对各种调制算法在MATLAB/ Simulink软件中搭建了仿真模型。其中 $V_{dc}=600$  V,开关频率 $f_{sw}=10$  kHz, $C_1=C_2=2\ 000$   $\mu$ F,参考电压矢量幅值 $|V_{ref}|=250$  V,负载为 $R_L=5$   $\Omega$ 、 $X_L=50$   $\mu$ H,滤波电感 $L_f=1.2$  mH;滤波电容 $C_f=50$   $\mu$ F。

图13为N3V算法、改进N3V算法及新虚拟矢量调制算法输出线电压的PWM波形图,对其进行频谱分析,如图14所示。

从图14中可以看出改进的N3V算法输出线电压的波形畸变率(THD)为41.37%,与传统N3V算法的波形畸变率(41.4%)几乎相同;而新虚拟矢量调制算法输出电压中谐波含量更高

(94.19%)，通过滤波后，所有算法都可以达到THD标准要求。

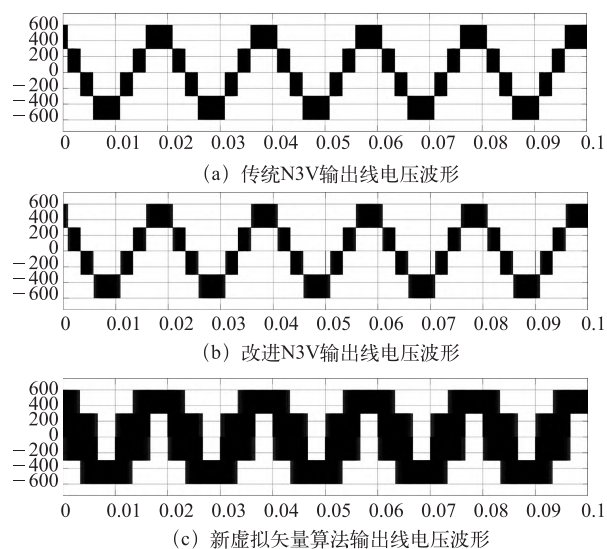


图 13 各调制算法输出线电压波形

Fig. 13 Line voltage waveform of each modulation strategy

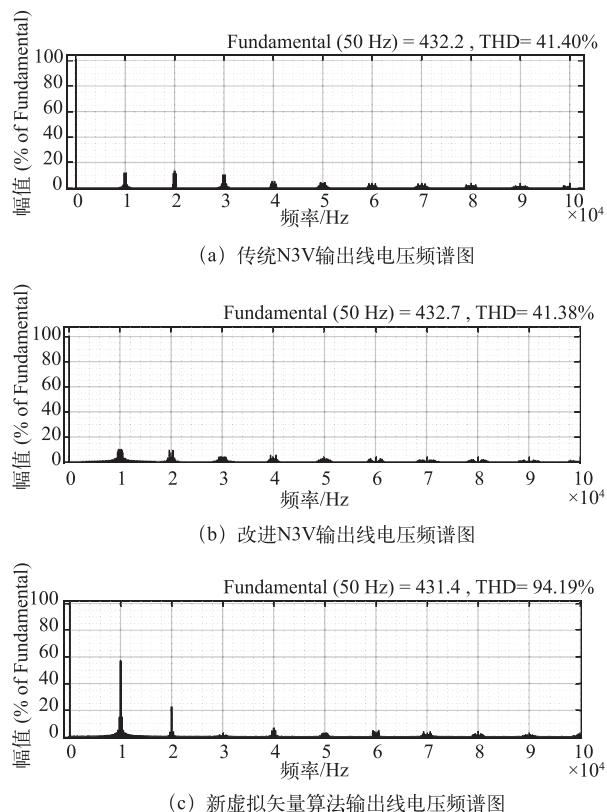


图 14 各调制算法输出线电压频谱图

Fig. 14 Line voltage spectrum of each modulation strategy

在本例中，参考电压矢量为250 V，参考电

压矢量在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系第 I 扇区中的轨迹为 $60^\circ$ 的圆弧。将该圆弧分别代入到图12a和图12c的曲面中，即可得到此时新虚拟矢量调制算法及改进N3V调制算法HFT的变化轨迹。通过计算得到N3V调制算法在本例中的HFT轨迹平均值为0.162 2；而新虚拟矢量调制算法的HFT平均值为0.366 3；后者是前者的2.259倍。两者在频谱分析中计算出的THD分别为41.4%及94.19%，后者是前者的2.275倍，与理论分析的HFT数据一致。相比于传统N3V算法，新虚拟矢量算法输出谐波含量更高。

N3V算法、改进N3V算法及新虚拟矢量调制算法输出共模电压波形如图15所示。

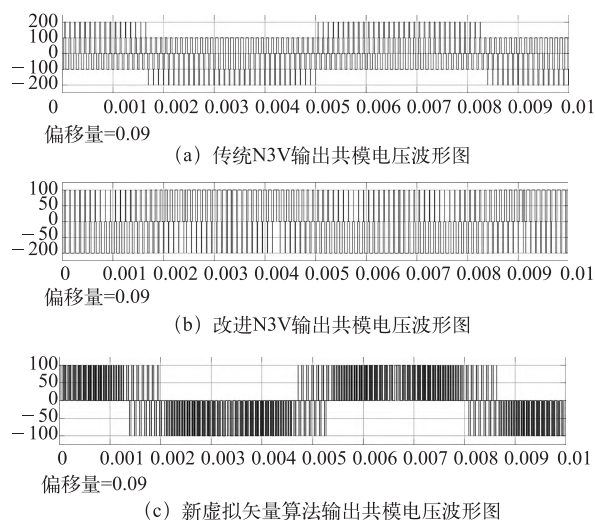


图 15 各调制算法共模电压波形图

Fig. 15 CMV waveform of each modulation strategy

N3V算法共模电压幅值为200 V，即1/3倍的直流母线电压；改进N3V算法与新虚拟矢量算法输出共模电压幅值均为100 V，即1/6倍的直流母线电压，与理论分析数值一致，证实了本文提出的调制算法可以有效抑制共模电压。同时观察各调制算法输出共模电压的波形，传统N3V算法在一个开关周期内的跳变电压为300 V；改进N3V算法为200 V；新虚拟矢量算法大部分时间为100 V，说明本文提出的调制算法策略的共模电压不仅在幅值上降低了一半，同时 $dv/dt$ 也得到了抑制，进一步降低了其危害。

改进N3V算法及新虚拟矢量调制算法中性点

电压变化规律如图16所示,图16中两条曲线为直流侧稳压电容 $C_1$ 与 $C_2$ 的电压变化曲线。

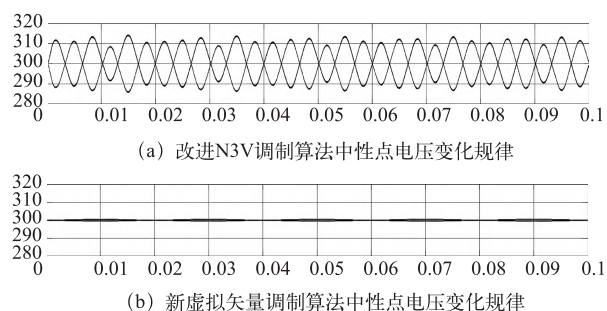


图 16 中性点电压变化规律

Fig. 16 Variation of midpoint voltage

本例中没有对改进N3V算法做额外的中性点电位平衡硬件方案,由于其本身并没有平衡中性点电位的能力,因此只适用于直流侧已有中性点稳压措施的应用场景。而新虚拟矢量调制算法中性点电位平稳,与理论分析结果一致。

## 5 结束语

针对三电平逆变器存在输出高频共模电压的问题,本文提出了改进的N3V调制算法,将三电平逆变器的共模电压降低至 $\pm V_{dc}/6$ ,开关损耗减少,但带来中性点电位振荡问题。由于虚拟矢量调制算法可以很好地稳定中性点电位,本文将改进N3V调制算法,降低共模电压的思路,与虚拟矢量调制相结合,使用低共模电压的基本矢量构成虚拟矢量。提出了新虚拟矢量调制策略,保证

中性点电位平衡条件下实现低共模输出,并通过谐波通量轨迹分析比较了各调制算法带来的谐波情况,最后通过MATLAB/Simulink对各调制算法进行仿真实验,验证了理论分析的结论。

## 参考文献

- [1] 王言邦,施洪生,柴亚盼.基于改进SVPWM与改进滤波电路在抑制共模干扰上的研究[J].电气应用,2014,33(1):58-63.
- [2] 黄立培,浦志勇等大容量PWM逆变器对交流电机的轴电压和轴承电流的影响[J].电工电能新技术,2000(4):39-43.
- [3] 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中点控制研究[J].中国电机工程学报,2006(5):105-109.
- [4] 牟金善.一种海上风电机组变流器共模电流干扰的抑制方法[J].电气应用,2021,40(5):76-81,106.
- [5] 陶生桂,龚熙国,袁登科.三电平逆变器中点电位平衡电路的设计与仿真[J].同济大学学报(自然科学版),2005,33(3):395-399.

## 作者简介

吕嘉俊(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为逆变器共模电压分析与抑制。

(收稿日期:2022-10-21)