

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1804052

# 电压源逆变器混合多矢量预测共模电压抑制方法\*

李琰琰<sup>1</sup>, 晋玉祥<sup>2</sup>, 郭磊磊<sup>1</sup>, 罗魁<sup>3</sup>

(1. 郑州轻工业大学电气信息工程学院 郑州 450002; 2. 国网河南省电力公司许昌供电公司 许昌 461000;  
3. 新能源与储能运行控制国家重点实验室(中国电力科学研究院有限公司) 北京 100192)

**摘要:**近年来,为了减小共模电压对电压源逆变器的影响,模型预测共模电压抑制方法得到广泛研究。然而,常规的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法每个控制周期仅采用一个非零电压矢量作用,导致其电流谐波较大。为此,提出了一种混合多矢量模型预测共模电压抑制方法。首先给出了所提多矢量模型预测共模电压抑制方法的实现原理。其次详细分析了死区和电流纹波对共模电压的影响,并进一步对所提多矢量法进行改进。改进的方法在电流扇区7内使用单个非零电压矢量作用,而在其他扇区内使用多个非零电压矢量作用,从而不仅可以完全将共模电压限制在 $\pm V_{dc}/6$ 之内,而且可以减小电流的总谐波畸变率。仿真和实验结果验证了该方法的有效性。

**关键词:**电压源逆变器;多矢量;模型预测控制;共模电压抑制

中图分类号: TM464 TH701 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.4031

## A hybrid multi-vector-based predictive common-mode voltage reduction method for voltage source inverters

Li Yanyan<sup>1</sup>, Jin Yuxiang<sup>2</sup>, Guo Leilei<sup>1</sup>, Luo Kui<sup>3</sup>

(1. College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;  
2. State Grid Henan Electric Power Company Xuchang Power Supply Company, Xuchang 461000, China;  
3. State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems  
(China Electric Power Research Institute), Beijing 100192, China)

**Abstract:** In recent years, to reduce the influence of common-mode voltage on voltage source inverters, model predictive common-mode voltage reduction methods are widely studied. However, the conventional methods use only one nonzero voltage vector per control period, in which may bring large current harmonics. Therefore, a hybrid multi-vector-based model predictive common-mode voltage reduction method is proposed. First, the principle of the proposed method is presented. Then, the influences of dead time and current ripples on the common-mode voltage are analyzed in detail, and the proposed multi-vector-based model predictive control method is further improved. In the improved method, only one nonzero voltage vector is applied at current sector 7. While in other current sectors, multi nonzero voltage vectors are applied. In this way, not only can the common-mode voltage be restricted within  $\pm V_{dc}/6$ , but also the current total harmonic distortion is reduced. Simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** voltage source inverter; multi-vector; model predictive control; common-mode voltage reduction

## 0 引言

随着新能源技术的蓬勃发展,电力电子技术,包括电力电子器件、拓扑和控制技术,都得到广泛关注和应

用<sup>[1-3]</sup>。作为最常用的一种电力电子拓扑,两电平电压源逆变器(two-level voltage source inverter, TL-VSI)被广泛的应用于光伏发电、风力发电、储能、微网、电动汽车驱动等领域<sup>[4-6]</sup>。然而,电力电子器件的快速开关导致 TL-VSI 在其工作过程中会产生较大的高频共模电压。在光

发电系统中,高频共模电压会作用在光伏电池板对地的杂散电容上,从而产生较大的漏电流,影响逆变器的运行效率,甚至会危害维修安装人员的人身安全<sup>[7]</sup>。在风力发电系统和电动汽车驱动系统中,高频共模电压会作用在电机定转子与机壳轴承之间的杂散电容上,进而会产生轴电压和轴电流,从而会损坏电机轴承,加速电机的老化<sup>[8]</sup>。为此,为了保证 TL-VSI 的安全可靠运行,必须对共模电压进行抑制。

常用的 TL-VSI 共模电压抑制方法主要包括增加无源滤波器<sup>[9]</sup>、采用新型电力电子拓扑<sup>[10]</sup>的硬件方法和改变调制策略的软件方法<sup>[11-12]</sup>。基于硬件电路的方法会给系统增加额外的硬件成本,而常用改变调制策略的软件方法则需要设计复杂的脉冲宽度调制模块。一定程度上限制了这两类方法的应用。

近年来,在微处理器技术蓬勃发展的支持下,诸多新型控制策略得到广泛应用。其中,作为一种新型非线性控制策略,模型预测控制因其具有实现简单、控制灵活、可实现多目标优化等优点而得到广泛关注和研究<sup>[13]</sup>。借助于模型预测控制所具有的优点,文献[14-15]研究了基于模型预测控制的逆变器共模电压抑制方法。该方法在所定义的目标函数中增加了共模电压抑制项,并选择使目标函数最小的电压矢量作为最优矢量,从而达到共模电压抑制的目的。然而,该方法需要合理设计权重因子以权衡共模电压抑制和电流控制等多个控制目标,而权重因子的设计较复杂,且目前尚没有较完善的设计理论<sup>[16]</sup>。

为了实现共模电压抑制,并消除权重因子,文献[17-20]研究了基于电压矢量预选的 TL-VSI 模型预测控制共模电压抑制方法。这类方法在预选电压矢量时,直接屏蔽产生共模电压较大的零电压矢量,然后只采用非零电压矢量进行目标函数优化,并选择一个最优电压矢量作用于逆变器。然而,文献[17-19]所设计的方法未考虑死区对共模电压尖峰的影响。为了消除因死区而产生的共模电压尖峰,文献[20]提出了一种考虑死区影响的 TL-VSI 共模电压抑制方法,然而,由于该方法没有充分利用 TL-VSI 的 6 个非零电压矢量,导致其电流总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 明显增大。

为了将 TL-VSI 的共模电压完全限制在  $\pm V_{dc}/6$  之内,并尽可能的降低电流的 THD,本文提出了一种 TL-VSI 的混合多矢量模型预测共模电压抑制方法。该方法在每个控制周期内同时采用两个非零电压矢量作用,从而达到抑制共模电压和降低电流 THD 的目的。同时,为了消除因死区而产生的共模电压尖峰,本文进一步根据电流扇区对该方法进行改进,并在电流过零点附近采用单矢量法,而在其他位置使用双矢量法,从而形成一种混合多矢量模型预测共模电压抑制方法。最后,本文给出了仿真和实验结果以验证所提方法的有效性。

## 1 共模电压的基本定义

TL-VSI 被广泛应用于光伏、风电、电动汽车驱动等领域。在这些应用场合,其负载无论是电网,还是电机,均可认为是电阻电感和反电动势 (RLE) 负载。因此,本文以 TL-VSI 接 RLE 负载为例进行研究,其拓扑如图 1 所示。

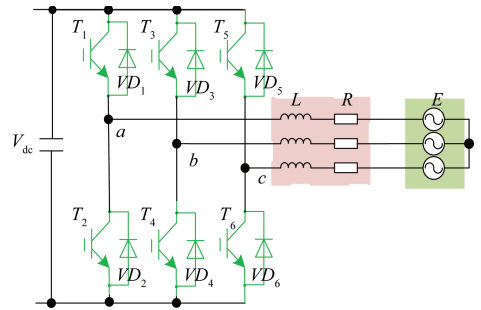


图 1 TL-VSI 接 RLE 负载的拓扑

Fig.1 Topology of TL-VSI with a RLE load

TL-VSI 共有 8 个电压矢量,依次为  $V_0(000)$ 、 $V_1(100)$ 、 $V_2(110)$ 、 $V_3(010)$ 、 $V_4(011)$ 、 $V_5(001)$ 、 $V_6(101)$  和  $V_7(111)$ 。共模电压常定义为负载中性点与直流侧中性点之间的电压<sup>[18]</sup>,因此,在 TL-VSI 的 8 个电压矢量中,零电压矢量  $V_0(000)$  和  $V_7(111)$  所产生的共模电压最大,其峰值为  $\pm V_{dc}/2$ 。为了抑制共模电压,最直接的方法就是仅采用非零电压矢量进行模型预测控制。为此,文献[17-20]设计了相应的控制方法。然而,由于这类方法每个周期仅采用一个非零电压矢量作用,因此其电流 THD 较大。

## 2 多矢量共模电压抑制方法

为了解决常规模型预测共模电压抑制方法存在电流 THD 较大的问题,本文提出了一个控制周期同时使用两个非零电压矢量的多矢量模型预测共模电压抑制方法。以下介绍该方法的实现原理。

### 2.1 多矢量法的实现过程

以下介绍本文所提出的多矢量模型预测共模电压抑制方法的具体实现过程。

1) 为了实现延时补偿,可根据图 1 所示 TL-VSI 拓扑的数学模型和当前时刻所作用的电压矢量,预测下一时刻的电流矢量  $i(k+1)$ ,满足:

$$i(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right) i(k) + \frac{T_s}{L}(V(k) - e(k)) \quad (1)$$

式中:  $L$  为滤波电感;  $R$  为滤波电感上的杂散电阻;  $\mathbf{e}(k)$  为反电动势矢量; 满足  $\mathbf{e}(k) = [e_a(k), e_b(k)]^T$ ;  $\mathbf{i}(k)$  为电流矢量, 满足  $\mathbf{i}(k) = [i_a(k), i_b(k)]^T$ ;  $\mathbf{V}(k)$  为当前时刻作用的电压矢量;  $T_s$  为控制周期; 下标  $ab$  表示该变量在静止  $ab$  坐标系上的分量。

2) 为了减小计算量, 本文采用无差拍控制的思想计算目标电压矢量<sup>[18]</sup>, 并用于建立目标函数。目标电压矢量的计算方法如式(2)所示。

$$\mathbf{V}^*(k+1) = R\mathbf{i}(k+1) + \frac{L}{T_s}[\mathbf{i}^*(k+2) - \mathbf{i}(k+1)] + \mathbf{e}(k+1) \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{i}^*(k+2)$  为目标电流矢量, 满足  $\mathbf{i}^*(k+2) = [i_a^*(k+2), i_b^*(k+2)]^T$ , 可根据前一时刻的目标电流矢量外推得到;  $\mathbf{V}^*(k+1)$  为目标电压矢量, 满足  $\mathbf{V}^*(k+1) = [V_a^*(k+1), V_b^*(k+1)]^T$ , 由于反电动势变化较慢, 可近似认为  $\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{e}(k)$ 。

3) 根据式(2)建立基于目标电压矢量的目标函数  $g_i$  ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), 满足:

$$g_i = |\mathbf{V}^*(k+1) - \mathbf{V}(k+1)| \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{V}(k+1)$  为 TL-VSI 的 6 个非零电压矢量所对应的电压值  $V_a, V_b$ 。如表 1 所示, 其中  $V_{adc} = V_a/V_{dc}$ ,  $V_{bdc} = V_b/V_{dc}$ 。

表 1 非零电压矢量对应的电压值

Table 1 The voltage values of nonzero voltage vectors

参数	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
$V_{adc}$	2/3	1/3	-1/3	-2/3	-1/3	1/3
$V_{bdc}$	0	$\sqrt{3}/3$	$\sqrt{3}/3$	0	$-\sqrt{3}/3$	$-\sqrt{3}/3$

4) 依次将 TL-VSI 的 6 个非零电压矢量带入式(3)计算目标函数值, 并得到 6 个一一对应的  $g_i$ 。

5) 将 TL-VSI 的 6 个非零电压矢量组成 6 个组合, 分别为  $(V_1, V_2)$ 、 $(V_2, V_3)$ 、 $(V_3, V_4)$ 、 $(V_4, V_5)$ 、 $(V_5, V_6)$ 、 $(V_6, V_1)$ , 并根据调制模型预测控制的原理计算每组电压矢量组合中每个电压矢量的作用时间, 满足:

$$\begin{cases} t_i = \frac{g_{i+1}}{g_i + g_{i+1}} T_s \\ t_{i+1} = \frac{g_i}{g_i + g_{i+1}} T_s \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $t_i$  和  $t_{i+1}$  分别为每组电压矢量组合里第 1 和第 2 个电压矢量  $V_i$  和  $V_{i+1}$  的作用时间。

6) 根据式(4)计算得到的电压矢量作用时间, 重新合成一个新的电压矢量, 满足:

$$\mathbf{V}_j = (t_i \mathbf{V}_i + t_{i+1} \mathbf{V}_{i+1}) / T_s \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{V}_j$  为新合成的目标电压矢量。每一组电压矢量组合均可以合成一个新的电压矢量  $\mathbf{V}_j$  ( $j=1, 2, 3, 4, 5, 6$ )。

7) 将新合成的电压矢量  $\mathbf{V}_j$  带入式(3), 再次进行目标函数优化计算, 并选择使  $g_i$  最小的电压矢量组合在下一周期作用于 TL-VSI。

## 2.2 脉冲宽度调制方法

2.1 节给出了本文所提出的多矢量模型预测共模电压抑制方法的电压矢量优化过程。在得到最优电压矢量组合及其作用时间后, 需要设计脉冲宽度调制方法以实现多矢量调制。本文采用最常用的载波调制方法来实现多矢量输出。

以电压矢量组合  $(V_2, V_3)$  为例说明本文所提出的脉冲宽度调制方法的具体原理, 如图 2 所示。当三角载波大于调制波时, 相应输出的开关信号为 0, 即对应该相桥臂的上管关断, 下管导通。否则, 输出开关信号为 1, 即对应该相桥臂的上管导通, 下管关断。由于电压矢量组合  $(V_2, V_3)$  作用时, b 相桥臂始终是上管  $T_3$  导通, 下管  $T_4$  关断, 因此, b 相的调制信号  $V_b$  应该等于三角载波的峰值  $M$ 。同理, 由于 c 相桥臂始终是上管  $T_5$  关断, 下管  $T_6$  导通, 因此 c 相的调制信号  $V_c$  应该等于 0。而在  $(V_2, V_3)$  作用时, a 相的调制信号  $V_a$  决定了电压矢量  $V_2$  和  $V_3$  的作用时间。

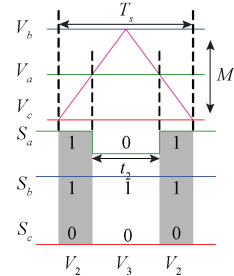


图 2 矢量组合  $(V_2, V_3)$  的脉冲宽度调制方法

Fig.2 Pulse width modulation method of the voltage vector combination  $(V_2, V_3)$

由图 2 所示几何关系可得:

$$\frac{M - V_a}{M} = \frac{t_2}{T_s} \quad (6)$$

式中:  $t_2$  为电压矢量  $V_3$  的作用时间。

由式(6)进一步可得:

$$V_a = M \left( 1 - \frac{t_2}{T_s} \right) \quad (7)$$

由此可根据 2.1 节计算得到的电压矢量作用时间, 计算得到 a 相的调制信号  $V_a$ , 并基于所提出的脉冲宽度调制方法实现多矢量发波, 从而最终实现所提出的多矢量模型预测共模电压抑制方法。

同时, 需要指出的是, 采用上述脉冲宽度调制方法时, 在  $(V_2, V_3)$  作用时, 其脉冲序列为  $V_2 - V_3 - V_2$ 。同理可得其他电压矢量组合作用时的调制信号和脉冲序列。

表2所示给出了6组电压矢量组合分别作用时所对应的6种脉冲序列。

表2 不同电压矢量组合对应的脉冲序列

Table 2 Pulse sequences corresponding to different voltage vector combinations

电压矢量组合	脉冲序列
$(V_1, V_2)$	$V_2 - V_1 - V_2$
$(V_2, V_3)$	$V_2 - V_3 - V_2$
$(V_3, V_4)$	$V_4 - V_3 - V_4$
$(V_4, V_5)$	$V_4 - V_5 - V_4$
$(V_5, V_6)$	$V_6 - V_5 - V_6$
$(V_6, V_1)$	$V_6 - V_1 - V_6$

2.3 仿真研究

为了验证上述多矢量模型预测共模电压抑制方法的有效性,基于MATLAB/Simulink仿真软件建立了预测电流控制仿真系统。仿真所使用的参数如表3所示。

表3 仿真所使用的参数

Table 3 The parameters used in the simulation

参数	数值	参数	数值
直流电压 $V_{dc}$	250 V	电阻电感	0.05 $\Omega$ /20 mH
采样频率	15 kHz	死区时间	2 $\mu$ s

仿真时,设反电动势频率为50 Hz,峰值为56 V。采用锁相环得到反电动势的角度并用于定向控制,并将反电动势矢量定向在d轴上。图3给出了d轴电流参考值为8 A时三相电流和共模电压  $V_{cm}$  的仿真结果。

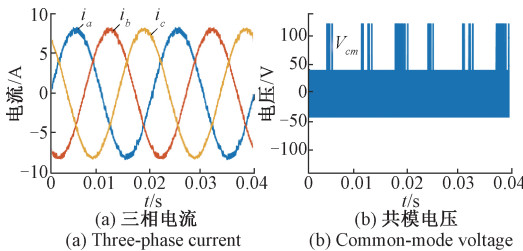


图3 多矢量法的仿真结果

Fig.3 Simulation results of the multi-vector method

由图3可见,采用所设计的双矢量法时,三相电流可以得到稳定控制,然而,共模电压却依然存在较多的  $+V_{dc}/2$  的电压尖峰,这会明显增大共模电压的有效值。为此,需要进一步研究尖峰产生的原因和消除方法。

3 死区影响分析与改进

文献[17-19]设计了TL-VSI的单矢量模型预测共模电压抑制方法,但由于这些方法没有考虑死区的影响,导致其实际输出的共模电压依然含有较多的  $\pm V_{dc}/2$  的电压尖峰。本文所设计的多矢量模型预测共模电压抑制方法也没有考虑死区的影响,因此,必须分析死区对其产生的影响,然后进一步设计死区影响抑制方法。

3.1 死区影响分析

如文献[20]所述,当相邻或相反电压矢量切换时,不会因死区影响而产生共模电压尖峰。然而,当不相邻且不相反的电压矢量进行切换时,则有可能会产生共模电压尖峰。以下对此进行具体分析。

首先,定义电流由直流流向交流为正,以  $i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$ , 电压矢量  $V_2$  向  $V_6$  切换为例进行分析。当电压矢量  $V_2$  向  $V_6$  切换时,由于死区的影响,将会出现开关管  $T_3, T_4, T_5$  和  $T_6$  同时关断的情况,如图4所示。此时,由于  $i_b < 0, i_c < 0$ , 电流  $i_b$  只能通过  $VD_3$  续流,而电流  $i_c$  只能通过  $VD_5$  续流,此时等同于电压矢量  $V_7$  在作用。由于  $V_7$  所产生的共模电压尖峰为  $+V_{dc}/2$ , 所以图3所示的仿真结果中含有  $+V_{dc}/2$  的电压尖峰。

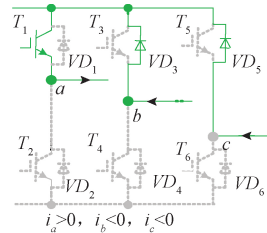


图4  $i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$  时电压矢量  $V_2$  向  $V_6$  切换时的分析  
Fig.4 Analysis when  $V_2$  is switched to  $V_6$  with  $i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$

同时,当电流  $i_c$  的方向变为大于0,电压矢量  $V_2$  向  $V_6$  切换时,虽然因为死区的影响也会产生开关管  $T_3, T_4, T_5$  和  $T_6$  同时关断的情况,但是由于  $i_c > 0, i_c$  将通过二极管  $VD_6$  进行续流,如图5所示。此时因死区而产生的等效电压矢量为  $V_2$ , 而不是  $V_7$ , 所以不会产生共模电压尖峰。

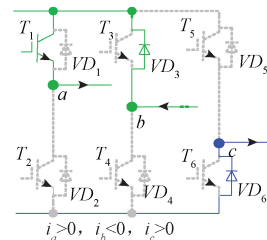


图5  $i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$  时电压矢量  $V_2$  向  $V_6$  切换时的分析  
Fig.5 Analysis when  $V_2$  is switched to  $V_6$  with  $i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$

同理,可根据三相电流的方向分析每一组电压矢量切换时对共模电压尖峰的影响。为了方便分析,本文将三相电流分为 6 个扇区,如表 4 所示,其中,  $S$  代表电流的扇区。

表 4 电流扇区划分  
Table 4 Current sector division

电流	扇区 $S$	电流	扇区 $S$
$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$	1	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0$	4
$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$	2	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0$	5
$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0$	3	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0$	6

基于表 4 所示的扇区划分方法可得,当  $S=2$  时,  $V_2$  向  $V_6$  切换或  $V_6$  向  $V_2$  切换会产生等效零矢量  $V_7$ ; 当  $S=4$  时,  $V_2$  向  $V_4$  切换或  $V_4$  向  $V_2$  切换会产生等效零矢量  $V_7$ ; 当  $S=6$  时,  $V_4$  向  $V_6$  切换或  $V_6$  向  $V_4$  切换会产生等效零矢量  $V_7$ 。由表 2 所示的脉冲序列可知,无论哪两组电压矢量组合进行切换,都只会导致  $V_2$ 、 $V_4$  和  $V_6$  之间进行切换。 $V_2$ 、 $V_4$  和  $V_6$  进行任意切换只会因死区而产生等效零矢量  $V_7$ ,而不会产生  $V_0$ 。这就揭示了图 3 所示的仿真结果中共模电压只有  $+V_{dc}/2$  的电压尖峰的原因。

### 3.2 多矢量法的改进

为了采用多矢量模型预测控制方法来实现共模电压抑制,并消除因死区而产生的共模电压尖峰,结合 3.1 节的分析提出了一种改进的多矢量模型预测共模电压抑制方法。其电压矢量预选方法如图 6 所示。

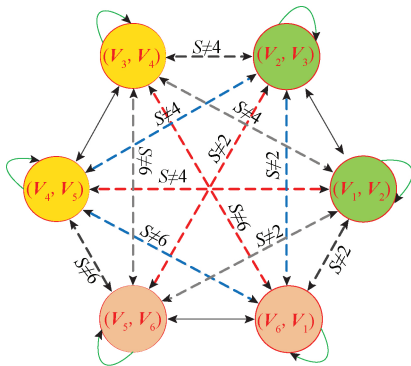


图 6 改进的多矢量预选方法

Fig.6 The improved multi-vector preselection method

该方法的主要特点是:在电流扇区  $S=2$  时,不允许  $V_2$  和  $V_6$  之间进行切换,也就是不允许电压矢量组合  $(V_1, V_2)$ 、 $(V_2, V_3)$  和电压矢量组合  $(V_5, V_6)$ 、 $(V_6, V_1)$  之间进行切换;在电流扇区  $S=4$  时,不允许  $V_2$  和  $V_4$  之间进行切换,也就是不允许电压矢量组合  $(V_1, V_2)$ 、 $(V_2, V_3)$  和电压矢量组合  $(V_3, V_4)$ 、 $(V_4, V_5)$  之间进行切换;

在电流扇区  $S=6$  时,不允许  $V_4$  和  $V_6$  之间进行切换,也就是不允许电压矢量组合  $(V_3, V_4)$ 、 $(V_4, V_5)$  和电压矢量组合  $(V_5, V_6)$ 、 $(V_6, V_1)$  之间进行切换。加上这些限制之后,理论上可以完全消除因死区而产生的共模电压尖峰,从而可将共模电压完全限制在  $\pm V_{dc}/6$  之间。

### 3.3 仿真研究

为了进一步验证改进的多矢量模型预测共模电压抑制方法的有效性,在与图 3 完全相同的仿真条件下进一步进行了仿真研究。仿真结果如图 7 所示。

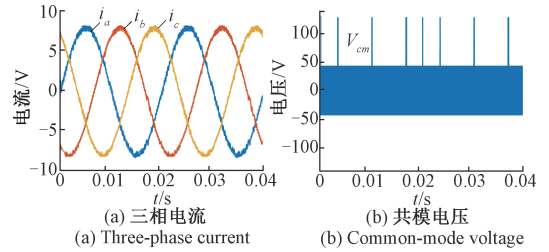


图 7 改进的多矢量法的仿真结果

Fig.7 Simulation results of the improved multi-vector method

由图 7 可见,经过改进之后,与图 3 相比,共模电压的尖峰明显得到了减少,但是仍然没有得到完全抑制。为此,本文对此进一步进行了改进,以完全消除共模电压尖峰。

### 4 电流纹波的影响分析与改进

虽然 3.2 节所设计的改进多矢量模型预测共模电压抑制方法理论上可完全消除共模电压尖峰,但 3.3 节的仿真结果却表明该方法仍然含有共模电压尖峰。这主要是因为由于电流纹波的影响,导致电流存在多个过零点,因此很难准确进行电流扇区判断<sup>[21]</sup>。当电流扇区判断错误时,就会导致选择错误的电压矢量作用,进而会产生共模电压尖峰。

为了避免电流扇区判断错误,本文对电流扇区划分方法进一步进行改进,并增加了滞环,如图 8 所示。其中,  $d_i$  为所设置的电流滞环宽度。

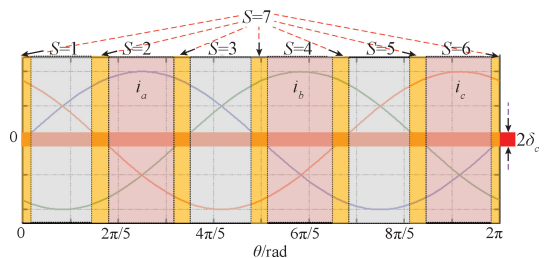


图 8 改进的电流扇区划分方法

Fig.8 The improved current sector division method

与表4不同的是,当三相电流的任一相在过零点附近时,改进的电流扇区划分方法都将其定义为扇区7。同时,当电流处于扇区7时,由于电流的方向很难准确判断,为了完全消除共模电压尖峰,可直接采用文献[20]所给出的单矢量法进行电压矢量预选。其电压矢量预选方法如图9所示。

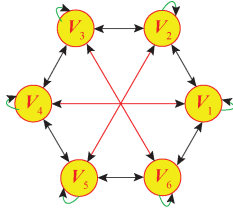


图9 单矢量预选方法

Fig.9 Single-vector preselection method

结合图6,8和9,可得本文所提方法的整体电压矢量预选规则,即当电流处于扇区7时,根据上一周期作用的电压矢量和图9所示的单矢量预选方法预选4个备选电压矢量,然后将其带入式(1)~(3)进行目标函数优化,从而得到最优电压矢量,并作用于TL-VSI。当电流处于其他扇区时,则根据上一周期作用的电压矢量和图6所示的多矢量预选方法预选4个或6个电压矢量组合,并将其带入到式(1)~(5)进行矢量作用时间计算和目标函数优化,从而得到最优电压矢量组合,并作用于TL-VSI。

为了对改进后的方法进行验证,进一步进行了仿真研究。仿真条件与图3和图7一致。仿真时,取 $d_i = 0.4$  A。仿真结果如图10所示。

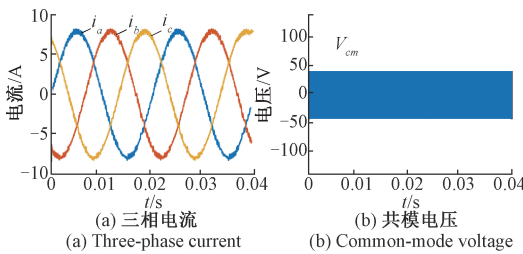


图10 基于改进电流扇区划分方法的多矢量法仿真结果  
Fig.10 Simulation results of the multi-vector method based on the improved current sector division method

由图10可见,改进电流扇区划分方法之后,共模电压可以完全被控制在 $\pm V_{dc}/6$ 之间,所有的共模电压尖峰都被消除了,因此共模电压有效值也得到了减小。

### 5 实验结果

为了验证本文所提方法的有效性,进一步建立了实验平台,并进行了实验研究。图11所示给出了本文所建

立的实验平台。该平台采用 Myway 型号为 APL-II 的可编程双向直流电源来作为直流侧,采用 Ametek 型号为 MX30 的可编程交流电源来模拟交流反电动势负载,采用横河 DLM4000 系列示波器来存取实验波形。实验所用的参数与前文的仿真参数一致。实验中,考虑到采样误差、负载参数不匹配等因素的影响, $d_i$  设为 0.6 A。

可编程双向直流电源

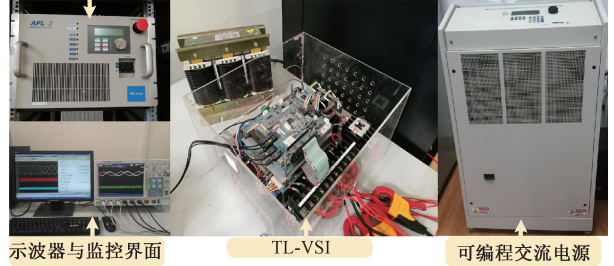


图11 实验平台

Fig.11 Experimental platform

为了验证本文所提混合多矢量模型预测共模电压抑制方法的有效性,如图12所示,对比了采用图9所示单矢量法和本文所提方法的稳态控制效果。实验时,反电动势幅值为 56 V,频率为 50 Hz。 $d$  轴电流设为 8 A, $q$  轴电流为 0。图12中, $V_{cm}$  为共模电压, $V_{aN}$  为 a 相桥臂输出端与直流侧负母线之间的电压。

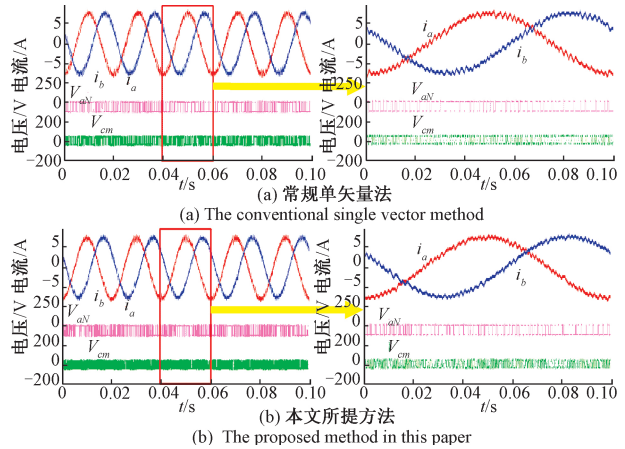


图12 两种方法的稳态实验结果(50 Hz, 8 A)

Fig.12 Steady state experimental results of the two methods (50 Hz, 8 A)

由图12可见,本文所提方法和常规单矢量法均可以完全将共模电压限制在 $\pm V_{dc}/6$ 之间。同时,由于本文所提方法每个控制周期采用多个电压矢量作用,因此,与常规单矢量法相比,其电流纹波明显得到减小。

图13所示给出了反电动势幅值为 56 V,频率为 20 Hz时常规单矢量法和本文所提方法的稳态实验结果。实验时,仍然给定  $d$  轴电流为 8 A, $q$  轴电流为 0。

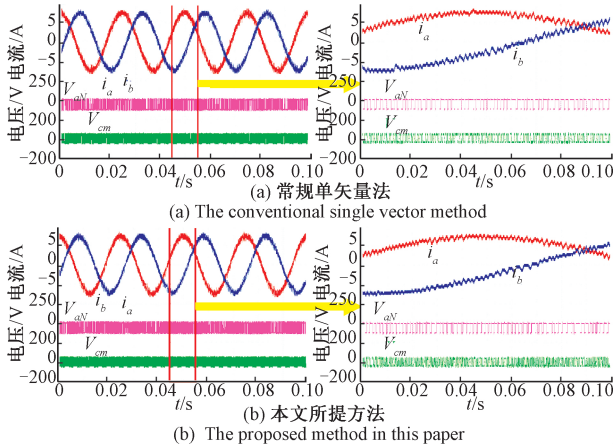


图 13 两种方法的稳态实验结果(20 Hz, 8 A)

Fig.13 Steady state experimental results of the two methods(20 Hz, 8 A)

由图 13 可见,当频率发生变化时,本文所提方法仍然可以较好的实现共模电压抑制。同时,其电流纹波也较小。

为了进一步对比这两种方法的稳态控制效果。图 14 所示给出了反电动势幅值为 56 V,频率为 50 Hz 时两种方法在不同电流下的电流 THD 对比结果。图 15 所示给出了反电动势幅值为 56 V,频率为 20 Hz 时两种方法的电流 THD 对比结果。

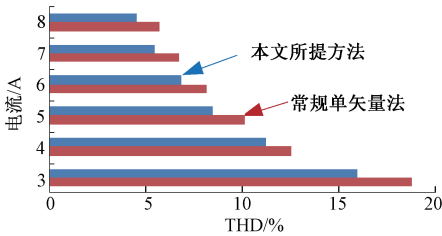


图 14 电流 THD 对比 (50 Hz)

Fig.14 Comparison of the current THD (50 Hz)

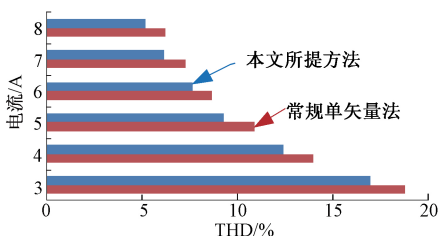


图 15 电流 THD 对比 (20 Hz)

Fig.15 Comparison of the current THD (20 Hz)

由图 14 和 15 可见,与常规单矢量法相比,在不同的频率下本文所提的方法由于每个周期使用了多个电压矢

量,因此其电流 THD 明显得到减小。这就验证了本文所提方法的有效性。

图 16 所示进一步对比了这两种方法的动态响应过程。实验时,反电动势幅值设为 56 V,频率设为 50 Hz,  $d$  轴电流由 3 A 突增为 8 A。

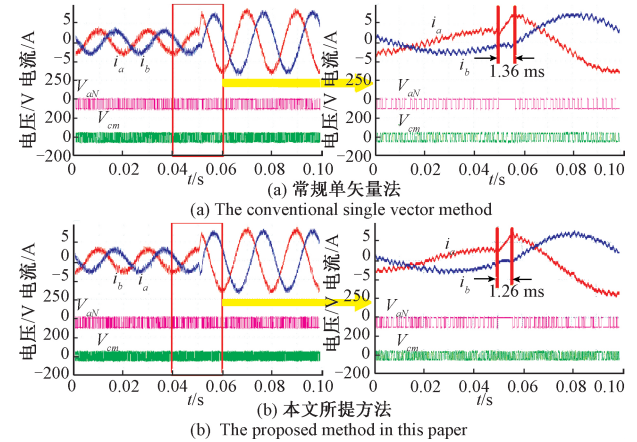


图 16 两种方法的动态实验结果(50 Hz, 3 到 8 A)

Fig.16 Dynamic state experimental results of the two methods (50 Hz, 3 to 8 A)

由图 16 可见,与常规单矢量法相比,本文所提出的方法不仅稳态控制效果较好,电流纹波较小,而且具有更快的动态响应过程。进一步验证了本文所提方法的有效性。

## 6 结 论

为了实现 TL-VSI 的共模电压抑制,并降低电流 THD,本文提出了一种混合多矢量模型预测共模电压抑制方法。文中详细分析了该方法的实现原理,并通过改进解决了死区影响和电流过零点难以判断的问题。与常规单矢量法相比,本文所提方法在电流扇区 7 内采用单个电压矢量,而在其他扇区内使用多个电压矢量。两种方法虽然均能够将共模电压限制在  $\pm V_{dc}/6$  之间,但本文所提方法减小了电流纹波,降低了电流的稳态 THD,提高了电流的动态响应过程。仿真和实验结果均验证了该方法的有效性。

## 参考文献

[ 1 ] 余运俊,裴石磊,万晓凤,等. NPC 三电平光伏逆变器开路故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(5): 41-49.

YU Y J, PEI SH L, WAN X F, et al. Open-circuit fault diagnosis of NPC three-level photovoltaic inverter [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(5): 41-49.

- [ 2 ] 曹靖,童朝南,周京华,等.一种并网逆变器的新型复合控制设计[J].仪器仪表学报,2017,38(5):1296-1303.  
CAO J, TONG CH N, ZHOU J H, et al. New composite control design for grid-connected inverter [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(5):1296-1303.
- [ 3 ] 彭丽维,张彼德,孔令瑜.级联H桥七电平逆变器故障的SKSNN-LPP特征提取方法[J].电子测量与仪器学报,2019,33(2):110-116.  
PENG L W, ZHANG B D, KONG L Y. Fault feature extraction method for cascaded H-bridge seven-level inverter based on SKSNN-LPP[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33 ( 2 ): 110-116.
- [ 4 ] 董德智,王悦,汪谦,等.非理想电网下PWM整流器的多谐振控制研究[J].仪器仪表学报,2018,39(7):92-101.  
DONG D ZH, WANG Y, WANG Q, et al. Research on the multiple resonant control in PWM rectifier under non-ideal power source [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(7): 92-101.
- [ 5 ] 邹志策,张玉,雷一,等.基于转子多阶串联动态电阻的DFIG自适应LVRT控制策略[J].仪器仪表学报,2018,39(6):224-233.  
ZHOU ZH C, ZHANG Y, LEI Y, et al. Adaptive low voltage ride through control strategy based on rotor multi-step series dynamic resistor for doubly fed induction generator [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(6): 224-233.
- [ 6 ] 万晓凤,詹子录,廖志鹏,等.虚拟同步发电机并离网无缝切换策略研究[J].电子测量与仪器学报,2018,32(5):33-40.  
WAN X F, ZHAN Z L, LIAO ZH P, et al. Research on seamless switching strategy of virtual synchronous generator [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(5): 33-40.
- [ 7 ] 郭小强,贾晓瑜.无变压器三相直流旁路光伏逆变器共模特性研究[J].中国电机工程学报,2017,37(11):3270-3277.  
GUO X Q, JIA X Y. Common mode behavior analysis of transformerless three-phase DC-bypass PV inverters [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11):3270-3277.
- [ 8 ] JIANG D, CHEN J, SHEN Z. Common mode EMI reduction through PWM methods for three-phase motor controller [ J ]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2019, 3(2): 133-142.
- [ 9 ] 姜艳姝,刘宇,徐殿国,等. PWM变频器输出共模电压及其抑制技术的研究[J].中国电机工程学报,2005,25(9):47-53.  
JIANG Y SH, LIU Y, XU D G, et al. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 47-53.
- [ 10 ] 郭小强,王学惠,贺冉. NNPC四电平逆变器共模电压抑制技术研究[J].太阳能学报,2019,40(4):1050-1058.  
GUO X Q, WANG X H, HE R. CMV reduction of four-level nested neutral point clamped inverter [ J ]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2019, 40(4): 1050-1058.
- [ 11 ] RAHMAN K, AI-EMADI N, AI-HITMI M, et al. CMV reduction in a three-to-seven phase direct matrix converter using SVPWM [ J ]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(8): 1219-1228.
- [ 12 ] AGHAZADEH A, KHODABAKHSHI-JAVINANI N, NAFISI H, et al. Adapted near-state PWM for dual two-level inverters in order to reduce common-mode voltage and switching losses [ J ]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 676-685.
- [ 13 ] 尚姝钰,陈豪,姜素霞,等.基于模型预测控制的有源电力滤波器开关损耗优化设计[J].轻工学报,2017,32(2):103-108.  
SHANG SH Y, CHEN H, JIANG S X, et al. Optimized design of active power filter switching loss based on model predictive control [ J ]. Journal of Light Industry, 2017, 32(2): 103-108.
- [ 14 ] ROJAS C A, AGUIRRE M, KOURO S, et al. Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9344-9354.
- [ 15 ] GUZMAN H, IQBAL A, BARRERO F. Reduction of common-mode voltage using a simplified FSC-MPC for a five-phase induction motor drive [ J ]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(17): 3772-3777.
- [ 16 ] GUO L L, ZHANG X, YANG SH Y, et al. Simplified model predictive direct torque control method without weighting factors for permanent magnet synchronous generator-based wind power system [ J ]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 793-804.
- [ 17 ] 郭磊磊,金楠,窦智峰,等.一种改进的永磁同步发电机模型预测共模电压抑制方[J].中国电机工程学报,2017,37(16):4810-4818.  
GUO L L, JIN N, DOU ZH F, et al. An improved model



predictive control based common-mode voltage suppression strategy for permanent magnet synchronous generators [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4810-4818.

- [18] MUN S K, KWAN S. Reducing common-mode voltage of three-phase VSIs using the predictive current control method based on reference voltage[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(3): 712-720.
- [19] HOSEINI S K, ADABI J, SHEIKHOLESLAMI A. Predictive modulation schemes to reduce common-mode voltage in three-phase inverters-fed AC drive systems[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(4): 840-849.
- [20] KWAK S, MUN S. Common-mode voltage mitigation with a predictive control method considering dead time effects of three-phase voltage source inverters[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(9): 1690-1700.
- [21] 王高林,于泳,杨荣峰,等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79-83.
- WANG G L, YU Y, YANG R F, et al. Dead-time compensation of space vector PWM inverter for induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 79-83.

## 作者简介



李琰琰,分别在 2009 年和 2012 年于河南理工大学获得学士和硕士学位,2017 年于南开大学获得博士学位,现为郑州轻工业大学讲师,主要研究方向为新能源并网逆变器的模型预测控制。

E-mail: lyy0825@zzuli.edu.cn

**Li Yanyan** received her B. Sc. and M. Sc. degrees both from Henan Polytechnic University in 2009 and 2012, and received her Ph. D. degree from Nankai University in 2017. She is currently a lecturer at Zhengzhou University of Light Industry. Her main research interests include model predictive control of new energy grid-connected inverters.



晋玉祥,分别在 2015 年和 2019 年于河南城建学院和郑州轻工业大学获得学士学位和硕士学位,现工作于国网河南省电力公司许昌供电公司,主要研究方向为新能源发电并网技术。

E-mail: jin\_yuxianghappy@163.com

**Jin Yuxiang** received his B. Sc. and M. Sc. degrees from Henan University of Urban Construction and Zhengzhou University of Light Industry in 2015 and 2019, respectively. He is currently working at State Grid Henan Electric Power Company Xuchang Power Supply Company. His main research interest is grid connection technology of new energy power generation.



郭磊磊(通信作者),分别于 2010 年和 2016 年于合肥工业大学获得学士学位和博士学位。现为郑州轻工业大学讲师,主要研究方向为新能源电能变换系统的模型预测优化控制技术。

E-mail: 2006guoleilei@163.com

**Guo Leilei** (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Hefei University of Technology in 2010 and 2016, respectively. He is currently a lecturer at Zhengzhou University of Light Industry. His main research interest is the model predictive optimal control technology of new energy power conversion system.



罗魁,分别在 2010 年和 2013 年于合肥工业大学获得学士学位和硕士学位。现为中国电力科学研究院工程师,主要研究方向为分布式发电系统的优化控制。

E-mail: luokui@epri.sgcc.com.cn

**Luo Kui** received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from Hefei University of Technology in 2010 and 2013, respectively. He is currently an engineer at China Electric Power Research Institute. His main research interest is optimal control of distributed generation system.