

# 基于混合电压矢量预选的逆变器模型预测共模电压抑制方法

郭磊磊<sup>1</sup>, 韩东许<sup>1</sup>, 芮涛<sup>2</sup>

(1. 郑州轻工业学院 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002;

2. 安徽大学 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室, 安徽 合肥 230601)

**摘要:**死区会导致常规的模型预测共模电压抑制方法出现 $\pm u_{dc}/2$ 的电压尖峰。针对该问题,详细分析了死区对共模电压尖峰的影响,并得出了共模电压尖峰产生的原理。根据该分析结果,设计了一种基于电流扇区的新电压矢量预选方法,以克服死区的影响。对于因电流纹波较大导致电流扇区难以准确判断的问题,进一步改进电流扇区划分方法,并最终设计了一种混合电压矢量预选方法,以完全克服死区的影响。仿真和实验结果表明,所提出的方法不仅可以完全将共模电压限制在 $\pm u_{dc}/6$ 之内,而且可以降低电流总谐波畸变率。

**关键词:**逆变器;模型预测控制;电压矢量预选;共模电压抑制;死区

**中图分类号:** TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2019.01.005

## 0 引言

近年来,电压源逆变器在光伏发电技术<sup>[1]</sup>、风力发电技术<sup>[2]</sup>、储能技术<sup>[3]</sup>及电机驱动技术<sup>[4-5]</sup>等领域得到了广泛应用。其常用的控制方法包括矢量控制、直接功率控制和直接转矩控制等。然而,由于这些常规的控制策略均使用了零电压矢量,导致逆变器输出的共模电压较大。较大的共模电压在光伏系统中会产生较大的漏电流,进而影响人身安全<sup>[6]</sup>;在电机驱动系统中会产生轴电压和轴电流,进而会降低电机的使用寿命<sup>[7]</sup>。此外,较大的共模电压还会产生高频电磁干扰,进而影响周围电气设备的正常工作。

目前,逆变器输出共模电压的抑制方法主要包括基于硬件的方法和基于软件的方法 2 类。基于硬件的方法需要额外增加硬件电路,或者需要特殊的逆变器拓扑,这会增加系统的成本<sup>[8]</sup>。而基于软件的方法具有实现简单、成本较低、可靠性较高等优点,因此得到更多关注。

常规的基于软件的逆变器共模电压抑制方法多采用改进的脉宽调制(PWM)策略,但这需要复杂的调制计算,实现较为困难<sup>[9]</sup>。近年来,模型预测控制因其独特的优势而被广泛地应用于逆变器的控制中。为了抑制逆变器输出的共模电压,文献<sup>[10-16]</sup>开展了基于模型预测控制的共模电压抑制策略研

究。这种方法也可以分为 2 类,即基于目标函数优化的方法<sup>[10-11]</sup>和基于电压矢量预选的方法<sup>[12-16]</sup>。基于目标函数优化的方法需要合理设计权重因子,而其设计理论尚不成熟。为此,文献<sup>[12-16]</sup>设计了无需权重因子的逆变器共模电压抑制方法。其中,文献<sup>[12]</sup>通过直接计算目标电压矢量所在的位置来进行电压矢量选择,且只使用非零电压矢量以实现共模电压抑制;文献<sup>[13]</sup>所设计的方法只使用 6 个非零电压矢量进行控制目标的预测和目标函数的优化计算,也可以实现共模电压抑制;文献<sup>[14]</sup>设计了一种既可以降低共模电压又可以降低开关损耗的模型预测控制方法,可适用于大功率逆变器场合。然而,文献<sup>[12-14]</sup>均没有考虑死区对共模电压抑制的影响。文献<sup>[15]</sup>的研究表明,死区会引起共模电压尖峰。为此,文献<sup>[16]</sup>进一步设计了一种考虑死区影响的逆变器模型预测共模电压抑制方法,但该方法会导致电流的总谐波畸变率(THD)增大。

为了同时克服文献<sup>[13]</sup>所设计方法受死区影响的缺点和文献<sup>[16]</sup>所设计方法的电流 THD 较大的缺点,本文设计了一种基于混合电压矢量预选的逆变器模型预测共模电压抑制方法。本文首先分析了死区对共模电压尖峰的影响,并得出了所有会产生共模电压尖峰的电压矢量切换组合;然后基于该分析结果设计了一种改进的电压矢量预选方法;进一步地,为了克服电流过零点难以准确判断的问题,将三相电流划分为 7 个扇区,并在不同的扇区内分别选择不同的电压矢量预选方法。所提出的方法在电流过零点附近选择文献<sup>[16]</sup>的方法进行电压矢量预选,在其他区域则选择本文设计的电压矢量预选方法,从而形成一种混合电压矢量预选方法。仿真和实验结果均验证了本文所设计方法的有效性。

## 1 常规的模型预测共模电压抑制方法

三相电压源逆变器的共模电压定义为直流侧中

收稿日期:2017-09-28;修回日期:2018-10-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707176);河南省高等学校重点科研项目(18A470020);安徽大学高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金资助项目(KFKT201610)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707176), the High School Key Research Program of Henan Province(18A470020) and the Open Program of Anhui University National Engineering Laboratory of Energy-saving Motor & Control Technique(KFKT201610)

计点和三相负载中性点之间的电压,其示意图如图 1 所示。

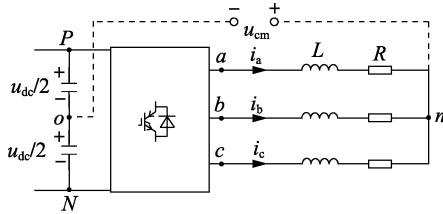


图 1 共模电压的示意图

Fig.1 Schematic diagram of common-mode voltage

典型的三相两电平电压源逆变器包含 8 个电压矢量,即  $u_0(000)$ 、 $u_1(100)$ 、 $u_2(110)$ 、 $u_3(010)$ 、 $u_4(011)$ 、 $u_5(001)$ 、 $u_6(101)$  和  $u_7(111)$ 。其中,2 个零电压矢量所产生的共模电压最大,其峰值为  $\pm u_{dc}/2$ 。因此,为了抑制共模电压,经常直接摒弃零电压矢量。

文献[13]所设计的模型预测共模电压抑制方法在任何一个控制周期内都只采用 6 个非零电压矢量进行优化运算,因此理论上可以将共模电压限制在  $\pm u_{dc}/6$  之内。然而,逆变器死区的作用导致这种方法仍然存在  $\pm u_{dc}/2$  的电压尖峰<sup>[15]</sup>。

文献[16]分析了死区产生共模电压尖峰的原理,并进一步设计了一种改进的电压矢量预选方法以完全将共模电压限制在  $\pm u_{dc}/6$  之内。

本文首先分析死区对共模电压尖峰的影响,为后文提出新的电压矢量预选策略奠定基础。分析时,定义电流流向负载为正,如图 1 所示。当  $i_a > 0$ ,  $i_b < 0$ ,  $i_c < 0$ , 矢量  $u_2(110)$  向  $u_6(101)$  切换时,由于逆变器死区的作用,  $S_3$  和  $S_6$  必须先关断,而经过死区延时后,  $S_4$  和  $S_5$  才开通。此时,在死区时间内,存在  $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$  和  $S_6$  同时关断的情况。由于  $i_b < 0$ ,  $i_c < 0$ , b、c 相的电流必须通过二极管  $D_3$  和  $D_5$  进行流通,这种情况下,相当于产生了等效零电压矢量  $u_7(111)$ ,共模电压就出现了  $u_{dc}/2$  的电压尖峰。具体如附录中图 A1(a) 所示。

此外,文献[15-16]的分析还表明,在相邻或相反电压矢量进行切换时,不会因为死区而产生共模电压尖峰。因此,基于该分析结果,文献[16]设计了一种改进的电压矢量预选策略。该方法只允许相邻电压矢量和相反电压矢量进行切换,从而可以完全克服死区的影响,其基本原理如附录中表 A1 所示。

同时,为了减小电流 THD,文献[16]所设计的方法仍然采用零电压矢量进行优化运算,并在实际应用时采用 2 个相反的非零电压矢量进行替代。

## 2 改进的模型预测共模电压抑制方法

与文献[13]所设计的方法相比,文献[16]所设

计的方法由于减少了用于目标函数优化的电压矢量个数,导致电流的 THD 有一定程度的增大。由于两电平逆变器只有 6 个非零电压矢量,为了抑制共模电压并减小电流 THD,需要充分利用这 6 个非零电压矢量。

本文在文献[16]的基础上,进一步分析了死区对共模电压尖峰的影响,并提出了一种改进的电压矢量预选策略。

如附录中图 A1(b) 所示,仍然以电压矢量  $u_2(110)$  向  $u_6(101)$  切换为例进行分析,与图 A1(a) 不同,当  $i_c$  的方向改变时,  $D_5$  会关断,而  $D_6$  会导通,此时由于死区而产生的等效电压矢量为  $u_2(110)$ ,而不是零矢量  $u_7(111)$ 。同理,当  $i_b$  的方向改变时,  $D_3$  会关断,而  $D_4$  会导通,此时由于死区而产生的等效电压矢量为  $u_6(101)$ ,而不是零矢量  $u_7(111)$ 。由此可见,并不是所有不相邻且不相反的电压矢量进行切换都会产生等效零矢量。因此,在这种情况下,应该允许不会产生等效零矢量的不相邻且不相反的电压矢量进行切换,以充分利用逆变器的 6 个非零电压矢量来减小电流 THD。

根据这个原理,本文将电流分为 6 个扇区,并得到了所有需要屏蔽的电压矢量切换组合,如表 1 和表 2 所示。表中, S 代表电流的扇区。

表 1 状态电流扇区划分

Table 1 Current sector division

电流	S	电流	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

表 2 等效零电压矢量的电压矢量切换组合

Table 2 Voltage vector switching combinations that can generate equivalent zero voltage vector

S	切换组合	等效零矢量	S	切换组合	等效零矢量
1	$u_1 \leftrightarrow u_5$	$u_0$	2	$u_2 \leftrightarrow u_6$	$u_7$
3	$u_1 \leftrightarrow u_3$		4	$u_2 \leftrightarrow u_4$	
5	$u_3 \leftrightarrow u_5$		6	$u_4 \leftrightarrow u_6$	

根据该分析结果,本文提出了一种基于电流扇区的电压矢量预选方法,以充分利用 6 个非零电压矢量,在实现共模电压抑制的同时,减小电流 THD。所提出的电压矢量预选方法如表 3 所示。同时,与文献[16]一样,本文也采用零电压矢量进行优化运算,并在实际应用中采用 2 个相反的非零电压矢量进行替代。

对比附录中表 A1 和表 3 可见,本文所提出的方法在不同的电流扇区内均增加了预选电压矢量个数,从而可以充分利用两电平逆变器的 6 个非零电压矢量,实现减小电流 THD 的目的。

表 3 本文提出的电压矢量选择方法  
Table 3 Proposed voltage vector selection method

当前矢量	S	预选矢量
$u_1$	1	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_6$
$u_1$	3	$u_1, u_2, u_4, u_5, u_6$
$u_1$	2, 4, 5, 6	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_2$	2	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5$
$u_2$	4	$u_1, u_2, u_3, u_5, u_6$
$u_2$	1, 3, 5, 6	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_3$	3	$u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_3$	5	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_6$
$u_3$	1, 2, 4, 6	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_4$	4	$u_1, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_4$	6	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5$
$u_4$	1, 2, 3, 5	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_5$	1	$u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_5$	5	$u_1, u_2, u_4, u_5, u_6$
$u_5$	2, 3, 4, 6	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_6$	2	$u_1, u_3, u_4, u_5, u_6$
$u_6$	6	$u_1, u_2, u_3, u_5, u_6$
$u_6$	1, 3, 4, 5	$u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$

### 3 电流纹波影响的分析与改进

由于常规的模型预测控制每个控制周期均只采用 1 个电压矢量进行优化运算, 导致其电流纹波较大, 从而进一步导致其电流扇区难以准确判断。这给表 3 所示的电压矢量预选方法的实际应用带来了新的问题。为了描述该问题, 进行了仿真研究。仿真中, 直流侧电压设定为 150 V, 负载电感为 20 mH, 电阻为 0.05  $\Omega$ , 控制频率为 20 kHz, 死区时间为 2  $\mu$ s。采用表 3 所示的电压矢量预选方法进行预测电流控制。图 2 给出了逆变器输出频率为 50 Hz,  $i_q=0, i_d$  在 0.02 s 由 5 A 突减为 1 A 时的仿真结果。

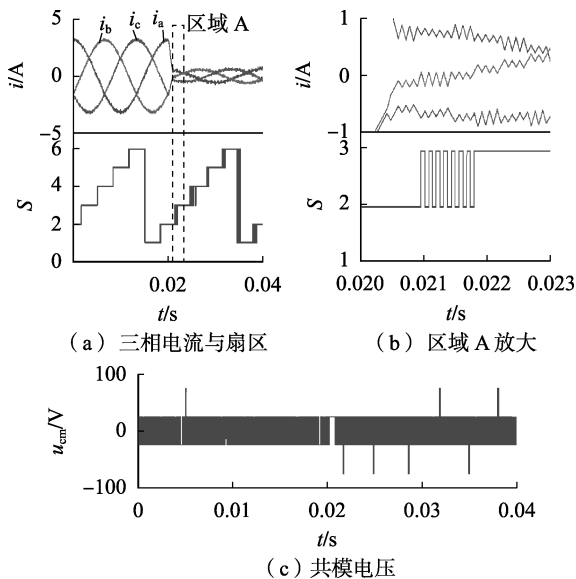


图 2 基于表 3 方法的仿真结果

Fig.2 Simulative results based on method in table 3

由图 2(a) 可见, 在电流减小时, 电流的纹波明显增大, 且电流扇区  $S$  的抖动也更加明显。由图

2(b) 可见, 在电流减小为 1 A 时, 由于电流纹波较大, 导致存在多个过零点, 使电流扇区的准确判断较困难。图 2(c) 给出了基于表 3 所示的电压矢量预选方法得到的共模电压  $u_{cm}$  的波形。由此可见, 由于电流扇区判断困难, 导致基于表 3 所示的方法无法完全将共模电压限制在  $\pm u_{dc}/6$  之内。为此, 还需要对此进行改进。

为了克服电流过零点难以判断的问题, 本文通过引入电流滞环, 进一步将三相电流划分为 7 个扇区, 如图 3 所示。当三相电流中的任意一相电流在过零点附近时, 即满足  $|i_j| < \delta_i (j = a, b, c)$  时, 即为扇区 7。当电流在其他区域时, 则仍然按照表 1 所示的方法进行电流扇区划分。

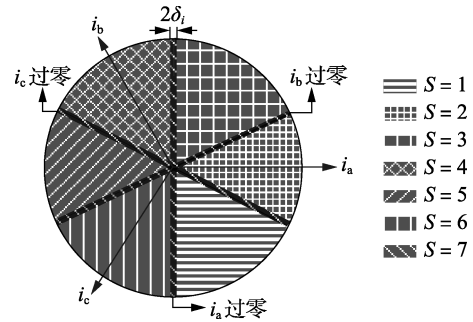


图 3 基于滞环的电流扇区划分

Fig.3 Current sector division based on hysteresis

基于图 3 所示的电流扇区划分方法, 本文进一步提出了一种混合电压矢量预选方法, 即在电流处于扇区 7 时, 选用文献 [16] 设计的方法进行电压矢量预选, 如附录中表 A1 所示; 当电流处于其他扇区时, 采用本文所设计的电压矢量预选方法, 如表 3 所示。

如图 3 所示, 通过合理设计电流滞环  $\delta_i$  就可以得到这种混合电压矢量预选方法。当  $\delta_i$  偏大时, 文献 [16] 方法的使用区域就会增大, 这会导致电流 THD 增大。而当  $\delta_i$  偏小时, 本文设计的方法的使用区域就会增大, 进而又可能会导致出现共模电压尖峰。因此, 需要合理地设计参数  $\delta_i$ 。

为此, 本文对模型预测控制系统的电流纹波变化进行了分析, 为设计  $\delta_i$  提供理论基础。

例如, 当电压矢量  $u_1(100)$  作用时, 逆变器的等效电路如图 4 所示。

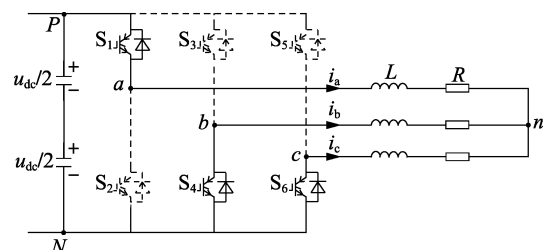


图 4 矢量  $u_1(100)$  作用时的逆变器等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of inverter when  $u_1(100)$  is applied

此时,根据基尔霍夫电压和电流定律,可得:

$$\begin{cases} u_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} \\ u_{dc} = u_{an} - u_{bn} \\ u_{bn} = u_{cn} = -\frac{1}{2}u_{an} \\ i_b = i_c = -\frac{1}{2}i_a \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $u_{dc}$  为直流侧电压;  $u_{an}$ 、 $u_{bn}$  和  $u_{cn}$  为三相相电压;  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_c$  为三相相电流;  $R$  为负载电阻;  $L$  为负载电感。

由式(1)可得:

$$\frac{2}{3}u_{dc} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} \quad (2)$$

对式(2)进行稳态工作点的小信号分析,可得:

$$\Delta i_a = \frac{T_s}{L} \left( \frac{2}{3}u_{dc} - Ri_a \right) \quad (3)$$

其中,  $\Delta i_a$  为 a 相电流的纹波值;  $T_s$  为控制周期。

同理,在这种情况下可得:

$$\Delta i_b = \Delta i_c = -\frac{1}{2}\Delta i_a \quad (4)$$

其中,  $\Delta i_b$ 、 $\Delta i_c$  分别为 b、c 相电流的纹波值。

同理,也可以对其他电压矢量作用下的三相电流纹波进行分析,最终可得电流纹波最大值如式(5)的  $P_j$  或式(6)的  $Q_j$  所示。

$$P_j = \frac{T_s}{L} \left( \frac{2}{3}u_{dc} - Ri_j \right) \quad (5)$$

$$Q_j = \frac{T_s}{L} \left( -\frac{2}{3}u_{dc} - Ri_j \right) \quad (6)$$

为此,可根据本文第 3 节仿真时所使用的逆变器参数对  $P_j$  和  $Q_j$  的变化规律进行研究,从而可得图 5。其中,  $f_s = 1/T_s$ 。

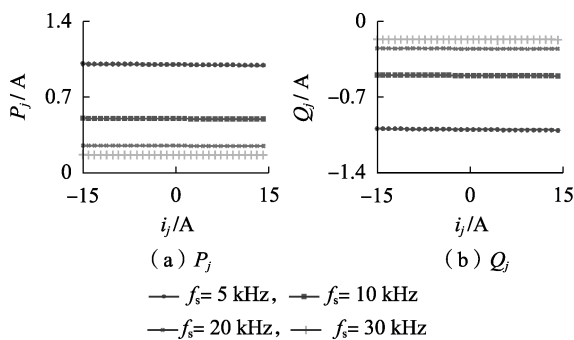


图 5 电流纹波分析

Fig.5 Current ripple analysis

由图 5 可见,随着控制频率的提高,电流的纹波值  $P_j$  和  $Q_j$  都明显减小。而当电流变化时,电流的纹波值变化很小。这是因为  $Ri_j$  远小于  $2u_{dc}/3$ 。由

此可见,无论电流为多大,其最大纹波值基本相同。由于本文选择的控制频率为 20 kHz,因此,本文选择  $\delta_i$  为 0.25 A。

为了验证该方案的有效性,在与图 2 一样的仿真条件下进一步进行仿真研究,仿真时取  $\delta_i = 0.25$  A,仿真结果如图 6 所示。

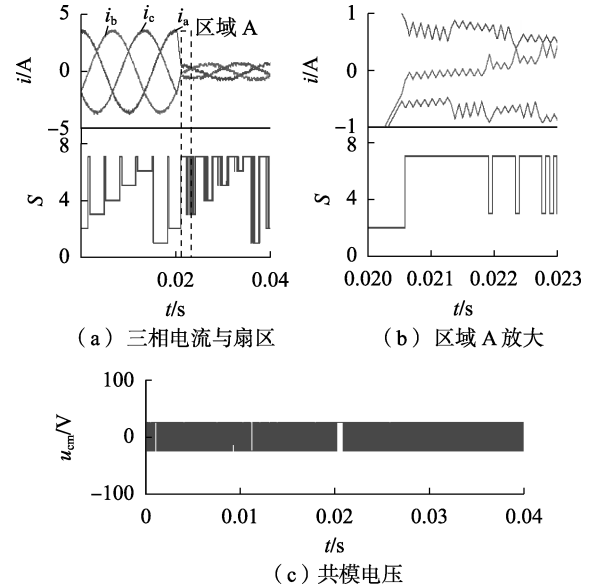


图 6 改进方法的仿真结果

Fig.6 Simulative results of improved method

由图 6(c) 可以明显看到,经过改进之后,共模电压的所有尖峰均得到抑制。由图 6(a) 可见看到,当电流减小时,出现了较多的电流扇区为 7 的情况,这证明了图 3 所示的扇区判断方案的有效性。由图 6(b) 也可以清晰地看到,当有一相电流在零点附近的滞环内时,电流扇区取 7。此时,通过屏蔽所有不相邻且不相反的电压矢量切换组合,可以完全将共模电压抑制在  $\pm u_{dc}/6$  之内。

为了清晰起见,进一步对本文所设计的混合电压矢量预选方法进行总结,其执行步骤如下。

步骤 1 采样三相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ,并读取上一周期所选用的电压矢量  $u$ 。

步骤 2 根据步骤 1 得到的三相电流进行扇区判断,得到扇区  $S$ 。

步骤 3 根据步骤 2 得到的扇区  $S$  选择电压矢量预选方法。如果  $S=7$ ,则根据步骤 1 得到的电压矢量  $u$  和附录中表 A1 所示的方法进行电压矢量预选;如果  $S \neq 7$ ,则根据步骤 1 得到的电压矢量  $u$  和表 3 所示的本文提出的电压矢量预选方法进行矢量预选。

步骤 4 根据步骤 3 预选得到的电压矢量进行控制目标预测和目标函数优化,进而得到下一周期的最优电压矢量。

步骤 5 返回步骤 1。

### 4 实验结果

为了进一步验证所提方法的有效性, 搭建实验平台进行实验验证。实验中所使用的参数与第 3 节的仿真参数一致。实验中, 采用 DSP28335 作为主控制器, 采用恒河 DLM4000 系列示波器进行数据采集。实验平台如附录中图 A2 所示。

图 7 给出了输出频率为 50 Hz,  $i_d = 6$  A,  $i_q = 0$  时 3 种方法的实验结果。其中,  $u_{aN}$  为指逆变器 a 相输出点与逆变器负母线之间的电压, 即图 1 中的 a 点与 N 点之间的电压。

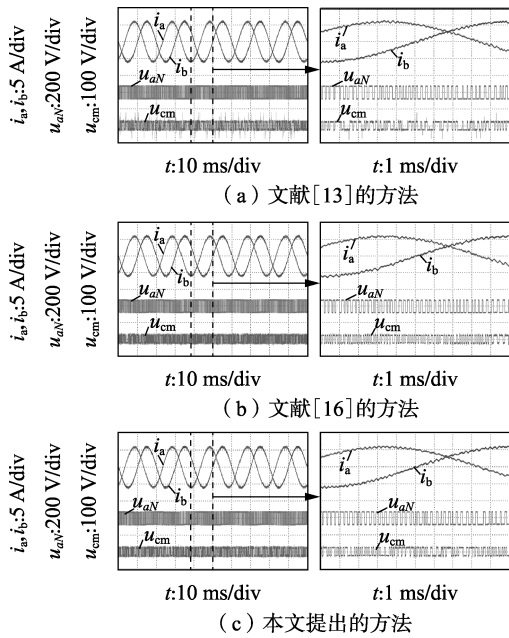


图 7 稳态实验结果

Fig.7 Steady-state experimental results

由图 7(a) 可见, 文献 [13] 所设计的方法电流纹波较小, 但由于该方法没有考虑死区的影响, 导致其输出的共模电压存在  $\pm u_{dc}/2$  的电压尖峰。其共模电压均方根 RMS (Root-Mean-Square) 值为 26 V。由图 7(b) 可见, 文献 [16] 通过禁止所有不相邻且不相反的电压矢量进行切换, 从而可以完全消除共模电压尖峰, 其共模电压 RMS 值也减小为 25.5 V。但由于该方法没有充分利用逆变器的 6 个非零电压矢量, 导致其电流纹波较大。由图 7(c) 可见, 本文设计的方法通过充分利用逆变器的非零电压矢量, 从而既可以消除共模电压尖峰, 将共模电压 RMS 值减小到 25.5 V, 又可以减小电流纹波。这验证了本文所设计方法的有效性。

图 8 进一步地给出了输出频率为 50 Hz, 电流由 4 A 变为 14 A 时, 3 种方法的电流 THD 对比结果。

由图 8 可见, 与文献 [16] 的方法相比, 本文提出的方法在实现共模电压尖峰抑制的同时, 可减小电流 THD。这进一步验证了本文所设计方法的有效性。

图 9 对比了这 3 种方法的动态响应过程。实验

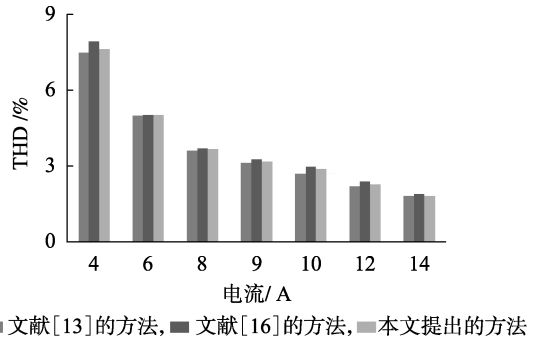


图 8 电流 THD 实验结果

Fig.8 Experimental results of current THD

时, 输出频率设为 50 Hz,  $i_q = 0$ ,  $i_d$  由 9 A 突减为 6 A。由图 9 可见, 虽然这 3 种方法具有不同的电压矢量预选策略, 但其动态响应过程基本相同。

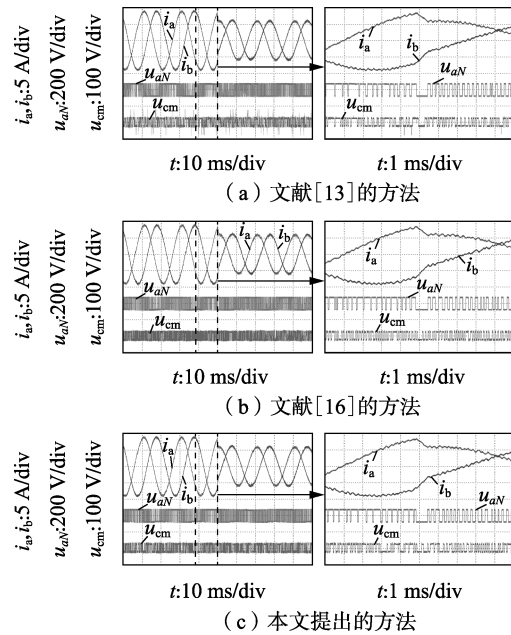


图 9 动态实验结果

Fig.9 Dynamic experimental results

同时, 对比图 9(b) 和图 9(c) 可见, 本文所提方法由于增加了预选矢量个数, 导致其电流纹波有所减小。

图 10 和图 11 给出了本文所提方法等效开关频率  $f_{eq}$  的变化波形。实验时, 在一个基波周期内对开关次数求和, 然后再进行平均, 从而可得到等效开关频率。本实验采用控制系统的上位机捕捉并显示三

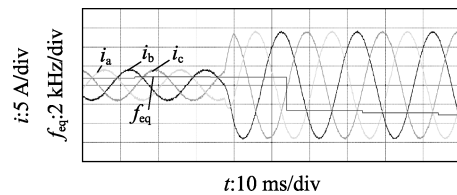


图 10 等效开关频率波形 ( $i_d$  由 4 A 突增为 14 A)

Fig.10 Waveform of equivalent switching frequency when  $i_d$  increases from 4 A to 14 A

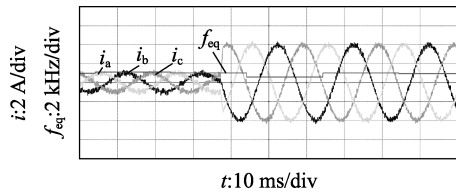


图 11 等效开关频率波形 ( $i_d$  由 1 A 突增为 4 A)

Fig.11 Waveform of equivalent switching frequency when  $i_d$  increases from 1 A to 4 A

相电流和等效开关频率波形,图 10 给出了电流频率为 50 Hz,  $i_q=0$ ,  $i_d$  由 4 A 突增为 14 A 时的等效开关频率波形。

由图 10 可见,在电流突增时,等效开关频率迅速降低。当  $i_d$  为 4 A 时,等效开关频率为 8.7 kHz; 当  $i_d$  为 14 A 时,等效开关频率为 4.7 kHz。

图 11 进一步给出了电流频率为 50 Hz,  $i_q=0$ ,  $i_d$  由 1 A 突增为 4 A 时的等效开关频率波形。

由图 11 可见,在电流突增时,等效开关频率在 9 kHz 附近波动。理论上,当采样频率为 20 kHz 时,模型预测控制的等效开关频率小于 10 kHz。通过测试其他电流频率和电流幅值下的等效开关频率,可得本文所提方法的等效开关频率在 4.5~9 kHz 之间波动,这也与理论结果一致。

此外,图 12 和图 13 测试了本文所提方法的电流动态响应过程。图 12 对应电流频率为 50 Hz,  $i_q=0$ ,  $i_d$  由 4 A 突增为 14 A 时的动态实验结果;图 13 对应电流频率为 50 Hz,  $i_q=0$ ,  $i_d$  由 14 A 突减为 4 A 时的动态实验结果。

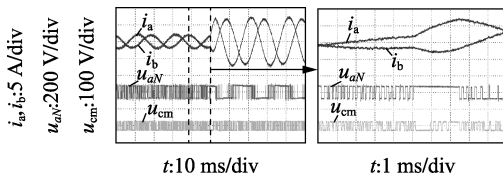


图 12 所提方法的动态实验结果 ( $i_d$  由 4 A 突增为 14 A)

Fig.12 Dynamic experimental results of proposed method when  $i_d$  increases from 4 A to 14 A

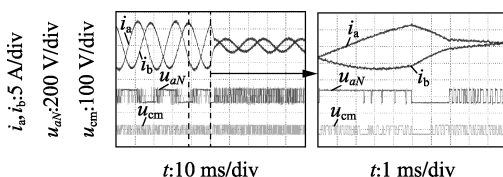


图 13 所提方法的动态实验结果 ( $i_d$  由 14 A 突减为 4 A)

Fig.13 Dynamic experimental results of proposed method when  $i_d$  decreases from 14 A to 4 A

由图 12 和 13 可见,本文所提方法在电流大范围突变时仍具有较好的动态特性。这进一步验证了本文所提方法的有效性。

## 5 结论

本文提出了一种基于混合电压矢量预选的逆变

器模型预测共模电压抑制方法,从而可以充分利用两电平逆变器的 6 个非零电压矢量,在实现共模电压抑制的同时,可以减小电流 THD。与文献[13]所设计的方法相比,本文所设计的方法考虑了死区的影响,从而可以完全消除共模电压尖峰。与文献[16]所设计的方法相比,本文所设计的方法增加了预选矢量个数,从而可在抑制共模电压尖峰的同时,实现电流 THD 的减小。仿真和实验结果均验证了本文所设计方法的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 顾浩瀚,蔡旭,李征. 基于改进型电网电压前馈的光伏电站低电压穿越控制策略[J]. 电力自动化设备,2017,37(7):13-19.  
GU Haoan, CAI Xu, LI Zheng. LVRT control strategy based on improved grid-voltage feed-forward for photovoltaic station[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 13-19.
- [2] 朱云国,张兴,刘淳,等. 无刷双馈风力发电机的无速度传感器矢量控制技术[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):125-130.  
ZHU Yunguo, ZHANG Xing, LIU Chun, et al. Sensorless vector control technology for brushless doubly-fed wind power generator[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 125-130.
- [3] 王帅,段建东,孙力,等. 基于超级电容储能的微型燃气轮机发电系统功率平衡控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(2):126-133.  
WANG Shuai, DUAN Jiandong, SUN Li, et al. Power balance control based on super-capacitor energy storage for micro-turbine power generation system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2): 126-133.
- [4] 高道男,陈希有. 一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(4):197-202,217.  
GAO Xiaonan, CHEN Xiyu. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 197-202, 217.
- [5] 郑安平,程福春,张智强. 一种改进的永磁同步电机矢量控制 MRAS 方案[J]. 郑州轻工业学院学报(自然科学版),2014(4):46-49.  
ZHENG Anping, CHENG Fuchun, ZHANG Zhiqiang. An improved MRAS scheme of PMSM vector control[J]. Journal of Zhengzhou University of Light Industry (Natural Science), 2014(4): 46-49.
- [6] 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 Xiaoqiang, JIA Xiaoyu. Common mode behavior analysis of transformerless three-phase DC-bypass PV inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11): 3270-3277.
- [7] 张亚玉,苏建徽,王其兵. 大功率电流源型变频器共模电压研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):85-88.  
ZHANG Yayu, SU Jianhui, WANG Qibing. Study of common-mode voltage in high-power current source converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(10): 85-88.
- [8] 张瑾. 一种抑制 Z 源逆变器共模电压的 PWM 方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):81-86.  
ZHANG Jin. Common-mode voltage suppression by PWM for Z-source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(6): 81-86.
- [9] CAVALCANTI M C, DE O K C, DE F A M, et al. Modulation tech-

- niques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1360-1368.
- [10] VARGAS R, RODRIGUEZ J, ROJAS C A, et al. Predictive control of an induction machine fed by a matrix converter with increased efficiency and reduced common-mode voltage[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 473-485.
- [11] DURAN M J, RIVEROS J A, BARRERO F, et al. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2059-2067.
- [12] MUN S, KWAK 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.
- [13] 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(6): 840-849.
- [14] GUO L, ZHANG X, YANG S, et al. A model predictive control based common-mode voltage suppression strategy for voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6115-6125.
- [15] KWAK S, MUN S K. Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5019-5035.
- [16] 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.

#### 作者简介:



郭磊磊

郭磊磊(1987—),男,河南新乡人,讲师,博士,主要研究方向为逆变器及交流电机的模型预测控制等(**E-mail**:2006guoleilei@163.com);

韩东许(1990—),男,河南平顶山人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子及电力传动(**E-mail**:handongxu@zzuli.edu.cn);

芮涛(1990—),男,安徽金寨人,博士研究生,主要研究方向为微网能量管理、需求侧管理、逆变器控制等(**E-mail**:ruitao5555@163.com)。

## Hybrid voltage vector preselection strategy based model predictive control method for inverters to reduce common-mode voltage

GUO Leilei<sup>1</sup>, HAN Dongxu<sup>1</sup>, RUI Tao<sup>2</sup>

(1. College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. National Engineering Laboratory of Energy-saving Motor & Control Technique, Anhui University, Hefei 230601, China)

**Abstract:** Dead time may lead the conventional MPC (Model Predictive Control) based CMV (Common-Mode Voltage) reduction method to generate CMV spikes around  $\pm u_{dc}/2$ . For this problem, the effects of dead time on CMV spikes are analyzed in detail, and the generation principles of the CMV spikes are obtained. Based on this analysis results, a new current sector based voltage vector preselection method is designed to eliminate the effects of dead time. As it is difficult to identify the current sector accurately due to the large current ripples, the current sector division method is further modified, and a hybrid voltage vector preselection strategy is finally designed to completely overcome the effects of dead time. The simulative and experimental results show that the proposed method can not only completely restrict the CMV within  $\pm u_{dc}/6$ , but also reduce the current total harmonic distortion.

**Key words:** electric inverters; model predictive control; voltage vector preselection; common-mode voltage reduction; dead time

## 附录

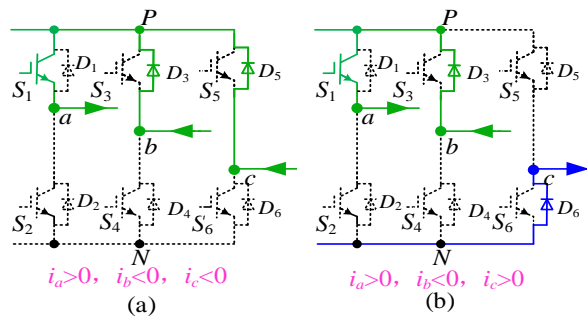


图 A1 矢量  $u_2(110)$  向  $u_6(101)$  切换时的分析

Fig.A1 Analysis of switching from  $u_2(110)$  to  $u_6(101)$

表 A1 文献[16]的电压矢量预选策略

Table A1 Voltage vector preselection strategy in reference[16]

当前矢量	预选矢量	当前矢量	预选矢量
$u_1$	$u_1, u_2, u_4, u_6$	$u_4$	$u_1, u_3, u_4, u_5$
$u_2$	$u_1, u_2, u_3, u_5$	$u_5$	$u_2, u_4, u_5, u_6$
$u_3$	$u_2, u_3, u_4, u_6$	$u_6$	$u_1, u_3, u_5, u_6$



图 A2 实验平台

Fig.A2 Experimental platform