

基于斜角坐标系下的三电平逆变器调制方法研究

针对三电平NPC逆变器的研究,传统的基于直角坐标系下的空间矢量脉宽调制算法(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)需要扇区判定以及烦琐的三角函数运算,增加了控制器的计算工作量,难以实现数字控制,因此研究了一种基于 60° 斜角坐标系下的空间矢量脉宽调制算法。该方法是通过Clarke-Park变换将基于三相静止坐标系下的三相电压转换为基于非正交 60° 斜角坐标系下的两相电压,可省去扇区判断过程,降低了计算工作量,且只有普通的四则运算。随后采用仿真软件PSIM对改进的空间调制方法进行了仿真研究,对所做的理论分析进行了验证,结果表明改进算法具有有效性,并且在运算时间上优于传统算法。最后在三电平NPC逆变器控制平台上进行了实验验证。

尹飞凰 徐瑞丽/河南职业技术学院电气工程系



尹飞凰/讲师

关键词/Keywords

三电平NPC逆变器 ·
空间矢量脉宽调制 ·
Clarke-Park变换 ·
 60° 斜角坐标系 ·

新型多电平变换器降低了开关过程中的 dv/dt ,解决了在中高压场合功率元件耐压低的问题,改善了变换器的输出波形,因而在交流柔性供电系统FACTS、高压变频调速等领域得到了广泛应用^[1-3]。多电平变换器的PWM控制方法和其拓扑结构密切相关,是多电平变换器研究中的关键技术之一,不仅决定了输出电压波形的质量,而且关系着功率变换目标能否实现,对系统效率的提升和系统开关损耗的减少起着非常关键的作用。

目前正弦脉宽调制(SPWM)、空间矢量脉宽调制(SVPWM)和特定谐波消除(SHEPWM)是应用于三电平NPC逆变器PWM控制的主要3种方法。SPWM主要通过将3次谐波注入到调制波以达到提高直流母线电压利用率的目的,但操作复杂,实现起来较为困难^[4]。SVPWM具有电压利用率高、噪

声低以及转动脉动小的特点,且易于实现数字化控制,但当处于高频时,其载波比变小,谐波特性变差^[5]。SHEPWM通过优化选择开关时刻,以便消除选定的低次谐波,具有最优的输出电压波形,有效地减小电动机电流纹波和转矩脉动,直流电压的利用率较高,并且有效降低开关损耗,但其控制不够灵活,开关角度固定,需要离线计算,实现起来较为复杂,特别在处于低频时,由于开关角度多而对存储空间提出了更高的要求^[6,7]。

针对上述问题,本文研究了一种基于 60° 斜角坐标系下的SVPWM算法,该方法是通过Clarke-Park变换将基于三相静止坐标系下的三相电压转换为基于非正交 60° 斜角坐标系下的两相电压,可省去扇区判断过程,降低了计算工作量,且只有普通的四则运算。随后采用PSIM对改进的空间调制方法进行了仿真研究,对所做的理论分析进行了验证,结果表明改进算法具有有效性,并且在运算时间上优于传统算法。最后在三电平NPC逆变器控制平台上进行了实验验证。

三电平NPC逆变器的主电路

图1为三电平NPC逆变器的主电路框图。其中逆变器各桥臂的开关状态分别由 S_a 、 S_b 、 S_c 表示。以A相为例,开关状态如表1所示。表中, $S_{ax}=1$ 对应于A相各开关器件的开通状态; $S_{ax}=0$ 对应于A相各开关器件的关断状态,则三相桥臂的

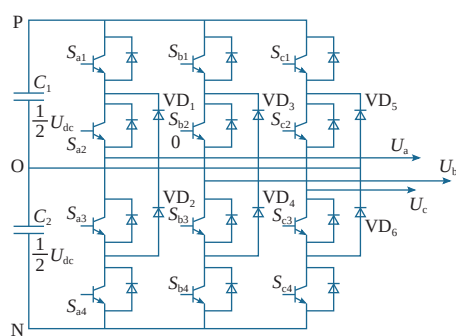


图1 三电平钳位逆变器主电路

输出电压可表示为

$$\begin{pmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} U_{dc} \quad (1)$$

表1 A相开关变量表

U_a	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{ax}
$+U_{dc}/2$	1	1	0	0	2
0	0	1	1	0	1
$-U_{dc}/2$	0	0	1	1	0

图2为三电平NPC逆变器空间矢量，由图中可以看出，三电平逆变器对应 $3^3=27$ 组不同的开关状态，每一种开关状态对应输出一个电压矢量。此时，定义电压空间矢量 $U(V)$ 为

$$\begin{aligned} U(V) &= U_a + U_b + U_c = \frac{1}{3} U_{dc} (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \\ &= \frac{1}{6} U_{dc} [(2S_a - S_b - S_c) + j\sqrt{3}(S_b - S_c)] \end{aligned} \quad (2)$$

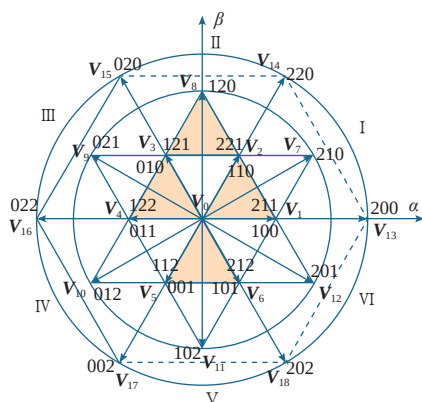


图2 三电平逆变器空间矢量

27组开关状态对应着19个空间电压基本矢量。根据这19个电压矢量在坐标平面的位置，可以画出逆变器空间矢量图，整个坐标平面根据19

个基本电压矢量的位置被分为6个区间，其中每个区间包括4个扇区。按照图中电压矢量幅值的不同，可将其分为4类：零矢量 V_0 ；小矢量 $V_1 \sim V_6$ ；中矢量 $V_7 \sim V_{12}$ 和大矢量 $V_{13} \sim V_{18}$ 。

三电平SVPWM方法

当处于低频 ($< 45 \text{ Hz}$) 状态时，本文采用SVPWM调制方法，如图1所示，在NPC三电平逆变器中存在大量冗余矢量 (P表示每相桥臂上面2个开关管导通，O表示每相桥臂中间2个功率器件导通；N表示每相桥臂下面2个功率器件导通)。SVPWM控制方法的基本原理是根据参考电压矢量的幅角首先判断该矢量所处扇区，再判断其所处小三角形区域，然后选择参考电压矢量邻近的3个基本电压矢量，通过伏秒平衡原则计算所需3个基本电压矢量的作用时间，最后通过5段式或7段式调制方法得出所需的脉宽调制波形^[8]。

分别引入 U_{r1} 、 U_{r2} 和 U_{r3} 3个变量，即

$$\begin{cases} U_{r1} = U_\beta \\ U_{r2} = U_\alpha - U_\beta / \sqrt{3} \\ U_{r3} = -U_\alpha - U_\beta / \sqrt{3} \end{cases} \quad (3)$$

式中， U_α 、 U_β 分别为 U_{ref} 在 $\alpha-\beta$ 坐标系上的电压矢量，其中 U_{ref} 为参考电压矢量。

判断 U_{ref} 所处扇区为

$$N = \text{sgn}(U_{r1}) + 2\text{sgn}(U_{r2}) + 4\text{sgn}(U_{r3}) \quad (4)$$

$$\text{sgn}(U_{ri}) = \begin{cases} 1 & U_{ri} > 0 \\ 0 & U_{ri} \leq 0 \end{cases}, i = 1, 2, 3.$$

判断 U_{ref} 位于扇区中所处具体的小三角形区域原则为：

1) 原则1。若 $(U_\alpha + U_\beta / \sqrt{3}) \leq U_{dc} / 3$ ，则 U_{ref} 处于小三角形区域A。

2) 原则2。若 $(U_\alpha - U_\beta / \sqrt{3}) > U_{dc} / 3$ ，则 U_{ref} 处于小三角形区域B。

3) 原则3。若 $U_\beta > \sqrt{3}U_{dc} / 6$ 同时满足：
① $(U_\alpha + U_\beta / \sqrt{3}) > U_{dc} / 3$ ；② $(U_\alpha - U_\beta / \sqrt{3}) < U_{dc} / 3$ ，则 U_{ref} 处于小三角形区域C。

4) 原则4。若 $U_\beta \leq \sqrt{3}U_{dc} / 6$ 同时满足：
① $(U_\alpha + U_\beta / \sqrt{3}) > U_{dc} / 3$ ；② $(U_\alpha - U_\beta / \sqrt{3}) < U_{dc} / 3$ ，则 U_{ref} 处于小三角形区域D。

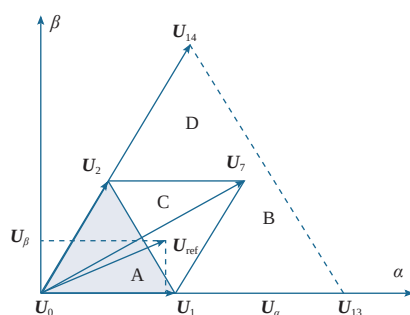


图3 三电平第一扇区空间矢量合成

从图3可以看出,在直角坐标系下,矢量 U_0 、 U_1 、 U_2 分别可直接表示为 $(U_{dc}/2, 0)$ 和 $U_7 (U_{dc}/2, 0)$,除可用坐标直接表示外,矢量 U_0 、 U_1 、 U_2 还需要进行三角函数计算,即

$$U_{14} = U_{dc}(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ) = \left(\frac{U_{dc}}{2}, \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{2} \right)$$

表2 扇区I中各基本矢量的作用时间

区域	T_1	T_2	T_3
A	$2T_s M \sin(\pi/3 - \theta)$	$2T_s M \sin \theta$	$T_s [1 - 2M \sin(\pi/3 + \theta)]$
B	$2T_s [1 - M \sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_s [2M \sin(\pi/3 - \theta) - 1]$	$2T_s M \sin \theta$
C	$T_s (1 - M \sin \theta)$	$T_s [1 - 2M \sin(\pi/3 - \theta)]$	$T_s [2M \sin(\pi/3 + \theta) - 1]$
D	$T_s (2M \sin \theta - 1)$	$2T_s [1 - M \sin(\pi/3 + \theta)]$	$2T_s M \sin(\pi/3 - \theta)$

基于60°斜角坐标系的改进SVPWM调制算法

1. Clarke - Park变换

从图2可以看出,27个开关状态中只有11个矢量在直角坐标的坐标系上,使传统的基于直角坐标系下的SVPWM需要扇区判定以及烦琐的三角函数运算,增加了控制器的计算工作量,难以实现数字控制。其主要原因为三电平基本空间矢量图为正六边形,不符合直角坐标的特点,故可采用60°斜角坐标系对基本矢量作用时间进行计算以及对参考电压矢量进行合成。

设采用的60°坐标系为 pq 坐标系,其 p 轴与 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴重合, q 轴为 β 轴顺时针旋转240°,根据Park变换思想可得 $\alpha\beta$ 坐标系与 pq 坐标系的Park变换公式为

$$\begin{pmatrix} U_p \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中, U_p 、 U_q 分别为 pq 坐标系下 p 轴和 q 轴下

$$\begin{aligned} U_7 &= \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{2}(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ) = \left(\frac{3U_{dc}}{4}, \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{4} \right) \\ U_2 &= \frac{U_{dc}}{2}(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ) = \left(\frac{U_{dc}}{4}, \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{4} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

另以扇区 I 的矢量图为例,图3中 T_1 、 T_2 、 T_3 分别表示基本电压矢量作用时间。根据上述方法,可确定 U_{ref} 所在扇区以及具体的小三角形区域。然后选择与参考电压矢量相邻的3个基本电压矢量,最后通过伏秒平衡原则计算所需3个基本电压矢量的作用时间。表2分别为扇区I中各个小三角形区域基本矢量的作用时间,其中 M 为调制比,即 $M = \sqrt{3} U_{ref}/U_{dc}$; θ 为 α 轴与参考电压矢量 U_{ref} 与 α 轴之间的夹角; T_s 为PWM周期。同理,可分别计算出另外5个扇区中各小三角形区域基本矢量的作用时间。

的电压分量。将Clarke和Park变换相结合,则从abc三相静止坐标系到 pq 坐标系的变换公式为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} U_p \\ U_q \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

将图3中27个空间矢量经上式转换后可得到基于60°斜角坐标系下的空间矢量,其结果以第一扇区为例,矢量 U_0 、 U_1 和 U_{13} 与转换前相同,分别等于 $(0, 0)$ 、 $(U_{dc}/2, 0)$ 和 $(U_{dc}/2, 0)$,但 U_2 、 U_{14} 和 U_7 简化为 $(0, U_{dc}/2)$ 、 $(0, U_{dc})$ 和 $(U_{dc}/2, U_{dc}/2)$ 。因此可以看出转换后的空间矢量无须三角函数计算,均可由 pq 坐标系的坐标直接表示。

2. 基于60°斜角坐标系的扇区判断

由上述可知,空间矢量在60°斜角坐标系下比

在直角坐标系下简单, 因此矢量所处具体的小三角形区域的判断规则只需进行简单的代数运算即可, 保持参考电压矢量 U_{ref} 不变, 如图4所示。具体判断原则如下:

- 1) 原则1。若 $U_p + U_q - \frac{U_{dc}}{2} < 0$, 则 U_{ref} 处于小三角形区域A。
- 2) 原则2。若 $U_p - \frac{U_{dc}}{2} > 0$, 则 U_{ref} 处于小三角形区域B。
- 3) 原则3。若 $U_q - \frac{U_{dc}}{2} > 0$, 则 U_{ref} 处于小三角形区域D。
- 4) 原则4。除了以上3个原则外的其他情况, 处于小三角形区域C。

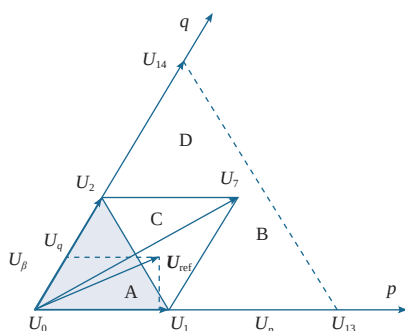


图4 三电平第一扇区空间矢量合成

3. 基于斜角坐标系的各基本矢量作用时间

基于60°斜角坐标系下的空间电压矢量合成表达式为

$$U_1 T_1 + U_7 T_2 + U_2 T_3 = U_r T_s \quad (8)$$

分解到pq坐标系为

$$\begin{aligned} U_{1p} T_1 + U_{7p} T_2 + U_{2p} T_3 &= U_p T_s \\ U_{1q} T_1 + U_{7q} T_2 + U_{2q} T_3 &= U_q T_s \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $U_{1p} = U_{dc}/2$; $U_{1q} = 0$; $U_{7p} = 0$; $U_{7q} = U_{dc}/2$; $U_{8p} = U_{dc}/2$; $U_{8q} = U_{dc}/2$ 。

将以上数值代入式(9)中, 则表示为

$$\begin{aligned} \frac{U_{dc}}{2} T_1 + \frac{U_{dc}}{2} T_2 + 0 \times T_3 &= U_p T_s \\ 0 \times T_1 + \frac{U_{dc}}{2} T_2 + \frac{U_{dc}}{2} T_3 &= U_q T_s \end{aligned} \quad (10)$$

若令 $M_1 = 2U_p/U_{dc}$, $M_2 = 2U_q/U_{dc}$, 则可求得合成电压矢量 U_r 的开关矢量作用时间为

$$\begin{aligned} T_1 &= (1 - M_2) T_s \\ T_2 &= (M_1 + M_2 - 1) T_s \\ T_3 &= (1 - M_1) T_s \end{aligned} \quad (11)$$

同理, 表3为扇区I中各个小三角形区域的基本矢量的作用时间。与表2相比可见, 基于pq坐标系的开关矢量计算无须三角函数计算, 简化了SVPWM算法的难度, 降低了控制器的计算工作量, 且更容易实现数字化。

表3 扇区I中各基本矢量的作用时间

区域	T_1	T_2	T_3
A	$(1 - M_2) T_s$	$(M_1 + M_2 - 1) T_s$	$(1 - M_2) T_s$
B	$(M_1 + M_2 - 1) T_s$	$(1 - M_1) T_s$	$(1 - M_2) T_s$
C	$(1 - M_2) T_s$	$(M_1 + M_2 - 1) T_s$	$(1 - M_1) T_s$
D	$(1 - M_1) T_s$	$(1 - M_2) T_s$	$(M_1 + M_2 - 1) T_s$

仿真研究

以三电平NPC逆变器为模型, 采用电力电子专用仿真软件PSIM, 对本文所提的一种基于60°斜角坐标系下的SVPWM算法进行仿真研究, 参考应尽可能接近实际的情况。因此, 仿真时考虑了最小脉宽和死区的影响, 最小脉宽设为50 μs, 死区为30 μs。

图5和图6分别给出了50 Hz时采用传统SVPWM算法和改进SVPWM算法的线电压波形; 同时图7和图8分别给出了采用传统SVPWM算法和改进SVPWM算法的线电流波形。通过对比可以看出, 改进的SVPWM算法性能与传统的SVPWM算法相当。

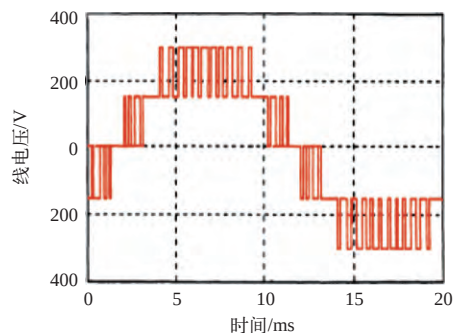


图5 传统SVPWM线电压仿真波形

实验研究

为了进一步验证所提算法的正确性, 本文进行了具体的实验研究, 实验采用的电路结构与仿

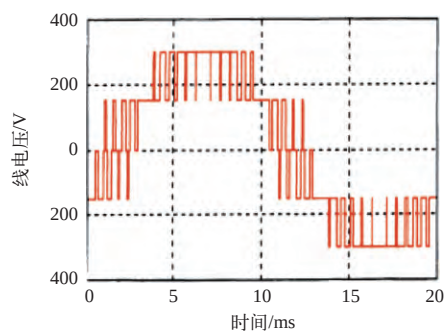


图6 改进SVPWM线电压仿真波形

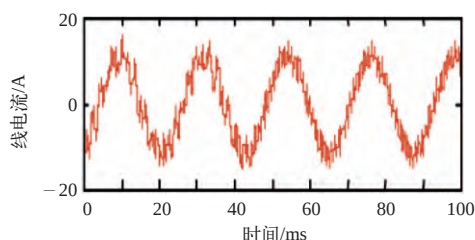


图7 传统SVPWM线电流仿真波形

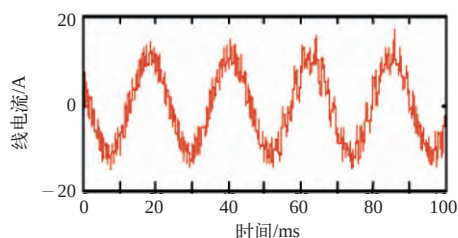


图8 改进SVPWM线电流仿真波形

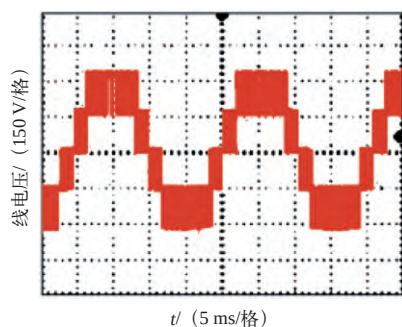


图9 传统SVPWM线电压实验波形

真基本一致,选取IGBT作为开关器件,以IT公司的DSP2812控制平台为控制器。图9和图10分别给出了50 Hz时采用传统SVPWM算法和改进SVPWM算法的线电压实验波形,通过比较可以看出,实验结果和仿真结果大体一致。

由图10所示的波形,可看出改进SVPWM算法

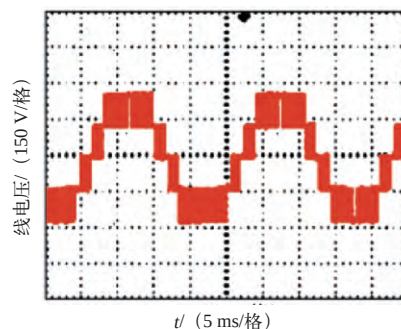


图10 改进SVPWM线电压实验波形

性能与传统的SVPWM算法相当,验证了在三电平逆变器中采用基于 60° 坐标系下的SVPWM算法的有效性。同时,改进SVPWM算法与传统SVPWM算法的运行效率如表4所示。由表4以及传统的SVPWM算法和采用改进的SVPWM算法的推导公式看出,在相同的实验条件下,该改进算法由于无须三角函数计算,算法的效率明显高于传统的SVPWM算法。

表4 改进SVPWM算法与传统SVPWM算法的运行效率

算法	仿真算法及准确度	实际运行时间/s	计算机配置
60° 坐标系下SVPWM	可变步长的改进罗森布洛克算法	0.04	主频2.00 GHz 内存256 MB
传统SVPWM	同上	0.70	同上

结束语

本文在分析和研究传统三电平NPC逆变器及其传统SVPWM算法的基础上,研究了一种基于 60° 斜角坐标系下的SVPWM算法,该方法是通过Clarke-Park变换将基于三相静止坐标系下的三相电压转换为基于非正交 60° 斜角坐标系下的两相电压,理论推导结果表明该算法可省去扇区判断过程,降低了计算工作量,只有普通的四则运算。最后,采用仿真软件PSIM对改进的空间调制方法进行了仿真研究,并在三电平NPC逆变器控制平台上进行了实验验证,结果表明在相同仿真和实验条件下,基于 60° 斜角坐标系下的SVPWM调制算法其性能与传统SVPWM算法相当,但由于无须三角函数计算,算法的效率明显高于传统的SVPWM算法。

(下转第81页)

存在明显差异,导致电容的稳态电压出现较大偏差,但由于电阻损耗约为25 W,大于恒功率负荷10 W,满足式(4)的要求,故功率单元的电压能够实现长期稳定,因此该平衡点是稳定的。

为了进一步验证上述结论,搭建了由4个模块串联的试验系统,模块直流侧串联的开关电源功耗约为20 W,直流侧并联的均压电阻为600 Ω ,预充电完成后模块的平均直流电压接近120 V,对应电阻损耗约为25 W,满足式(4)提出的静态稳定要求。

从图8中的试验波形可以看到,预充电完成后,模块内的开关电源开始工作,模块的直流电压迅速出现偏差,但是经过大约20 s的调整时间后,4个模块的直流电压逐渐趋于一致并且保持稳定。试验结果验证了前述电压平衡点稳定性判据的正确性。

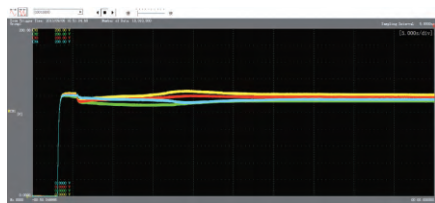


图8 静态均压平衡点稳定性的试验结果

结束语

模块均压一直是级联多电平结构面临的关键技术问题,在35 kV直挂式链式SVG、柔性直流输电等超多链节串联产品中,这一问题尤其突出。本文从物理本质上分析了链节静态电压失稳及发散产生的根本原因,建立了静态均压的数学模型,利用数学推导,确定了保证链节均压的电路参数数值解。仿真与试验结果表明,依据该数值解可保证级联多电平装置链节间电压平衡与收敛。

参考文献

- [1] Lai J S, Peng F Z. Multilevel converters—a new breed of power converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996 (3): 509-517.
- [2] 彭方正,钱照明,罗吉盖斯,等.现代多电平变流器的工业应用和技术展望[J].变流技术与电力牵引,2007(5): 1-8.
- [3] 王建辉,顾树生.自动控制原理[M].北京:清华大学出版社,2007.

(收稿日期:2014-08-08) EA

(上接第76页)

参考文献

- [1] 田玉超,刘勇,丛望. SVPWM算法控制三电平逆变器仿真[J].应用科技,2005,32(2): 37-39.
- [2] 林磊,邹云屏,钟和清,等.二极管钳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): 33-39.
- [3] Gupta A K, Khambadkone A M. A space vector PWM scheme for multilevel inverters on two-level space vector PWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1631-1639.
- [4] 姜旭,肖湘宁,任爱平,等.改进的多电平SVPWM及其广义算法研究[J].中国电机工程学报,2007,27(4): 84-89.
- [5] 宋文详,陈国呈.三电平中点钳位式逆变器SVPWM方法的研究[J].电工电能新技术,2004,23(4): 30-33.
- [6] Kaku B, Miyashita I, Sone S. Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT inverter [J]. IEEE Transactions on Power Applications, 1997, 144(3): 182-190.
- [7] 孟永庆,沈传文,刘正,等.基于零序电压注入的三电平中点钳位整流器中点电位控制方法的研究[J].中国电机工程学报,2007,27(10): 92-97.
- [8] 宋强,刘文华,严干贵,等.基于零序电压注入的三电平NPC逆变器中点电位平衡控制方法[J].中国电机工程学报,2004,25(5): 57-62.

(收稿日期:2014-10-15) EA