

基于扇区平滑过渡三电平整流器中点电位滞环控制研究

马明¹, 肖宏伟², 王玲¹, 雷二涛¹

(1. 广东电网公司电力科学研究院, 广东 广州 510080;
2. 西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要: 为了使三相三电平 NPC 整流器在空间矢量调制过程中实现中点电位的平衡且防止两相开关同时动作和输出电平非单位变化, 提出采用具有扇区过渡的直流侧中点电位滞环控制方法对三电平整流器开关序列进行调制。分析了直流侧中点电位滞环控制方法在三电平整流器中的实现方法。阐述了整流器非单相动作和非单位电平输出对系统造成功率开关管承受电压过高、EMI 兼容性差、开关损耗大的原因。提出加入扇区过渡调制方法改善中点电位滞环控制存在的这些问题。实验结果表明, 加入扇区过渡的中点电位滞环控制方法能够对整流器直流侧中点电位平衡进行有效控制, 同时实现扇区间的平滑过渡、减小了开关损耗和增强 EMI 兼容性。

关键词: 三电平 NPC 整流器; 扇区过渡; SVPWM 策略; 滞环控制

DOI: 10.12067/ATEEE1910035

文章编号: 1003-3076(2021)01-0017-08

中图分类号: TM464

1 引言

三电平拓扑因其电流谐波含量小、输出电压等级高、输出容量大且每个功率开关管两端承受的电压限制在直流侧电压的一半, 已经在 PWM 整流器得到了广泛的应用^[1-7]。

三相三电平整流器拓扑结构由于结构特性, 需要考虑直流侧两电容均压问题, 保证直流侧中点的电位平衡。目前已经有很多基于空间矢量调制 (SVPWM)^[8,9] 和载波调制 (SPWM)^[10,11] 的三电平中点电位平衡控制方法得到应用。文献[12]根据虚拟空间矢量的调制方法, 通过控制三相电流之和为零来实现中点电压的控制。文献[13]采用滞环控制方式, 选择合适的冗余小矢量控制进出中点的电流方向从而调整中点电位。实现了该方法下开关频率低、鲁棒性好的优点。文献[14]提出了一种通过精确计算并调整冗余小矢量的作用时间, 控制进出中点的电流方向减小中点电位的偏移。文献[15]提出根据当前时刻小矢量的电压平衡能力及中点电位的偏差, 基于电荷平衡精确计算出小矢量

时间从而控制平衡因子调整中点电位误差。文献[16]提出通过设置一定的中点电压误差范围作为滞环控制和精确控制的切换条件, 超过误差采用滞环控制, 在范围以内采用精确控制。但以上文献中仅限对中点电位平衡进行控制, 忽略了 SVPWM 调制过程中扇区的过渡问题, 从而使开关管承受高电压、降低了系统的 EMI 兼容性且引起较大的开关损耗。

为了让三相三电平整流器实现中点电位平衡并有效降低扇区间跳变所带来的损耗, 本文提出一种具有扇区过渡的中点电位滞环控制方法对三电平整流器进行控制。该方法在实现整流器直流侧中点电位平衡的同时降低了功率开关管两端承受的电压, 增加了整个系统的 EMI 兼容性。最后通过实验证明了该方法的可行性。

2 中点电位滞环控制方法分析

本文整流器采用中点钳位型三电平拓扑结构, 主电路如图 1 所示^[17,18]。每一相有三种开关状态, 即输出三种电平, 可以表示为:

收稿日期: 2019-10-24

基金项目: 广东电网有限责任公司科技项目 (GDKJXM20172770)

作者简介: 马明 (1985-), 男, 山东籍, 高级工程师, 研究方向为电能质量与电力电子;
肖宏伟 (1993-), 男, 内蒙古籍, 硕士研究生, 研究方向为多电平技术。

$$U_n = \begin{cases} U_{dc}/2 & S_n = 2 \\ 0 & S_n = 1 \\ -U_{dc}/2 & S_n = 0 \end{cases} \quad n = a, b, c \quad (1)$$

根据三相不同开关状态下对应的合成矢量,绘制出三电平电压合成矢量图,如图2所示。

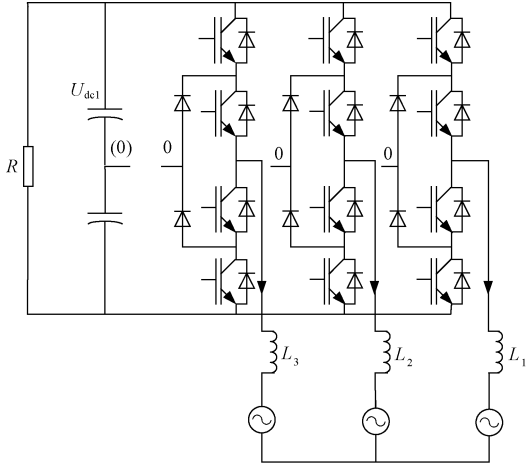


图1 中点钳位型三电平主电路图

Fig.1 Neutral point clamped three level main circuit diagram

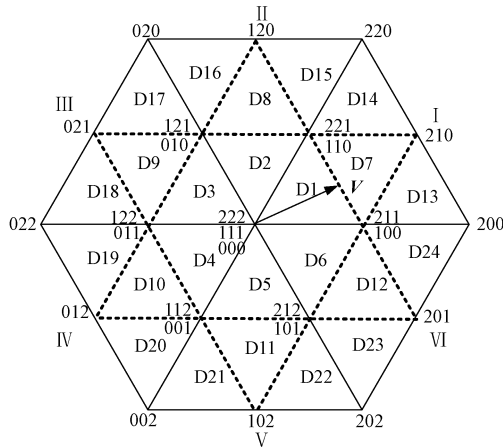


图2 三电平电压合成矢量图

Fig.2 Three-level voltage synthesis vector

三电平矢量图有从D1~D24共24个扇区,27种开关状态构成的零矢量、小矢量、中矢量大矢量。

在三电平SVPWM调制过程中,矢量对 midpoint 电流 I_{np} 有如下影响:

- (1) 零矢量大矢量对 midpoint 电流 I_{np} 无影响;
- (2) 小矢量所对应的两种冗余开关状态对 midpoint 电流 I_{np} 的影响是相反的;
- (3) 中矢量所对应的开关状态对应 midpoint 电流 I_{np} 有影响,但却不可控。

因此只分析小矢量和中矢量开关状态下的 midpoint 电流对 midpoint 电位的影响。

根据开关状态与 midpoint 电流的大小和关系,绘制了不同小矢量和中矢量对应的 midpoint 电流,如表1所示。根据图2将其24个小扇区分成I、II、III、VI、V、IV六个区间,以I为例分析矢量对 midpoint 电流的影响,图3为合成矢量在I区间的截图。

表1 不同小矢量和中矢量对应的 midpoint 电流

Tab.1 Midpoint current corresponding to different small and medium vectors

小矢量 (正开关状态)	I_{np}	小矢量 (负开关状态)	I_{np}	中矢量	I_{np}
100	I_a	110	$-I_c$	210	I_b
010	I_b	011	$-I_a$	120	I_a
001	I_c	101	$-I_b$	021	I_c
221	I_c	211	$-I_a$	012	I_b
122	I_a	121	$-I_b$	102	I_a
212	I_b	112	$-I_c$	201	I_c

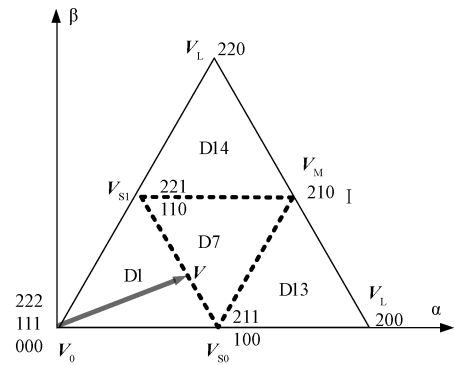


图3 合成矢量局部区间图

Fig.3 Composite vector interval graph

用 V_{s0} 表示 221、110 小矢量, V_M 表示 211 中矢量, V_{s1} 表示 221、110 小矢量, V_0 为零矢量。小矢量正开关状态所用时间占比为:

$$D_{Spos_n} = (1 + M_{S_n}) D_{S_n} / 2 \quad n = 1, 2 \quad (2)$$

小矢量负开关状态所用时间占比为:

$$D_{Sneg_n} = (1 - M_{S_n}) D_{S_n} / 2 \quad n = 1, 2 \quad (3)$$

式中, D_{S_n} ($n=1, 2$) 为小矢量 V_{s0} 与 V_{s1} 总的占空比; M_{S_n} ($n=1, 2$) 为调节因子,可以调节小矢量对 midpoint 电流的作用。

当 V 在 D13 扇区时,该扇区含有 V_{s0} 的一个小矢量、一个中矢量。其中点电流表示为:

$$I_{np} = D_M I_b + D_{Spos_0} I_a - D_{Sneg_0} I_a \quad (4)$$

式中, D_M 为中矢量 V_M 的占空比。

联立式(2)、式(3)可得:

$$I_{np} = D_M I_b + D_{S_0} I_a M_{S_0} \quad (5)$$

当 V 在 D7 扇区时,该扇区含有 V_{S_0} 、 V_{S_1} 两个小矢量和一个中矢量。其中点电流表示为:

$$I_{np} = D_M I_b + D_{S_0} I_a M_{S_0} + D_{S_1} I_a M_{S_1} \quad (6)$$

当 V 在 D14 扇区时,该扇区含有 V_{S_1} 的一个小矢量和一个中矢量。其中点电流表示为:

$$I_{np} = D_M I_b + D_{S_1} I_a M_{S_1} \quad (7)$$

当 V 在 D1 扇区时,含有 V_{S_0} 、 V_{S_1} 两个小矢量,其中点电流表示为:

$$I_{np} = D_{S_0} I_a M_{S_0} + M_{S_1} I_a M_{S_1} \quad (8)$$

由于调节因子 $M_{S_n} (n=1,2) \in [-1,1]$,精确控制可通过中点电位偏移量精确计算出调节因子的大小对中点电位进行控制,然而这种调节方式算法实现复杂,所以对中点电位的平衡采用滞环控制方法,流程如图 4 所示。以 I 区间的四个扇区为例说明滞环控制具体工作过程。三相电流正方向如图 1 所示,假设 $U_{dc1} > U_{dc2}$,此时 $\Delta U_{dc} > 0$ 。

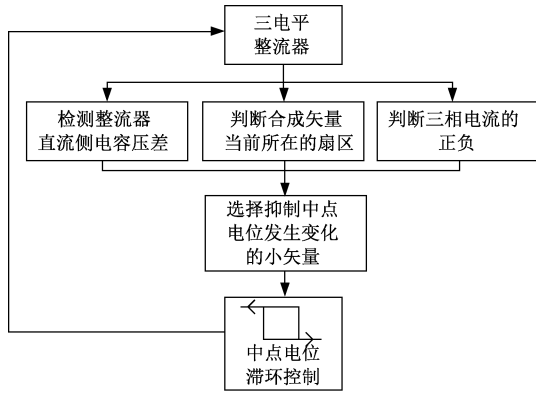


图 4 中点电位滞环控制流程图

Fig.4 Flow chart of neutral point potential hysteresis control

当合成矢量落在 D13 扇区时, V_{S_0} 小矢量会向中点引入 A 相电流。 $I_a > 0$ 选择 V_{S_0} 正小矢量从中点抽取能量,减小 ΔU_{dc} ,负小矢量向中点输入能量,增大 ΔU_{dc} 。根据式(2)、式(3)、式(5),令 $M_{S_0} = 1$,正小矢量作用占比 $D_{S_{pos_0}} = D_{S_0}$,负小矢量作用占比 $D_{S_{neg_0}} = 0$ 。此刻有且仅有正小矢量作用。执行图 5 中 D13 开关序列组合 1。 $I_a < 0$ 选择 V_{S_0} 正小矢量向中点输入能量,增大 ΔU_{dc} ,负小矢量向中点抽取能量,减小 ΔU_{dc} 。令 $M_{S_0} = -1$,正小矢量作用占比 $D_{S_{pos_0}} = 0$,负小矢量作用占比 $D_{S_{neg_0}} = D_{S_0}$ 。此刻有且仅有负小矢量作用。执行如图 3 中 D13 开关序列组合 2。

当合成矢量落在 D14 扇区时,可供选择的小矢量仅有 V_{S_1} 。 $I_a > 0$ 时,令 $M_{S_0} = 1$,正小矢量 $D_{S_{pos_0}} =$

D_{S_0} ,负小矢量 $D_{S_{neg_0}} = 0$ 。执行图 5 中 D14 开关序列组合 1。 $I_a < 0$ 时,令 $M_{S_0} = -1$,正小矢量 $D_{S_{pos_0}} = 0$,负小矢量 $D_{S_{neg_0}} = D_{S_0}$ 。此刻有且仅有负小矢量作用,执行图 5 中 D14 开关序列组合 2。

当合成矢量落在 D1 时,含有 V_{S_0} 和 V_{S_1} 两个小矢量,直流侧中点有 I_a 和 I_c 电流流过。为了使一个开关周期的每个矢量开关状态仅有一相动作,那么一个周期开关序列会同时含有正负小矢量。此时只需要判断 $I_a - I_c$ 方向和直流侧两电容上的压差,就可以对开关序列进行选择。为了减小 ΔU_{dc} , $I_a - I_c > 0$ 时执行 D1 区开关序列如图 5 中 D14 开关序列组合 2,若 $I_a - I_c < 0$ 时执行如图 5 中 D1 开关序列组合 1。

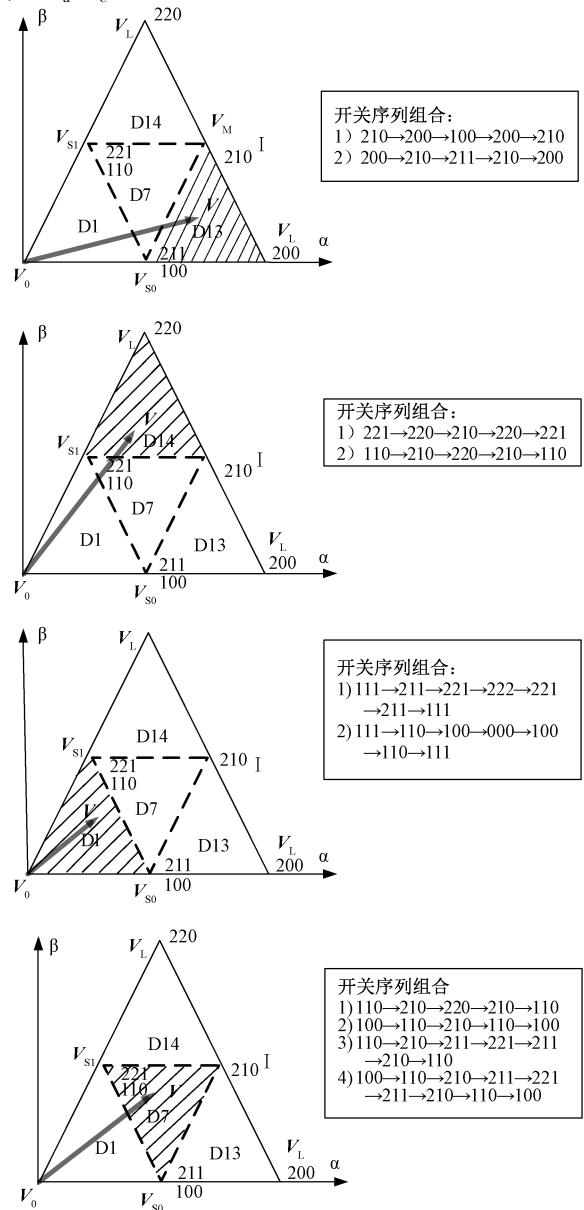


图 5 合成矢量扇区开关序列

Fig.5 Composite vector sector switching sequence

当合成矢量落在 D7 扇区时,含有 V_{s0} 和 V_{s1} 两个小矢量。为了减小开关损耗,此时需要分情况讨论。

(1) 当 $I_c \geq 0, I_a \geq 0$ 时,矢量 221 控制的电流 I_c 和矢量 100 控制的电流 I_a 都从中点抽取能量,使中点电位降低。因此编写并执行图 5 中 D1 开关序列组合 4。

(2) 当 $I_c \geq 0, I_a < 0$ 时,矢量 221 控制的电流 I_c 是从中点抽取能量,减小中点误差;而由于此时的桥臂输出电流 I_a 为负值,矢量 100 引入的电流 I_a 是向中点提供能量,会加剧中点电位误差,因此要舍去该开关状态。执行图 5 中 D1 开关序列组合 3。

(3) 当 $I_c < 0, I_a \geq 0$ 时,矢量 100 控制的电流 I_a 是从中点抽取能量,减小中点误差,因此将该开关状态引入到矢量序列中;而由于此时的整流器 C 相输出的电流为负值,矢量 221 控制的电流 I_c 是向中点提供能量,该矢量会增大中点误差,忽略该开关状态。执行图 5 中 D1 扇区开关序列组合 2。

(4) 当 $I_c < 0, I_a < 0$ 时,分析方法与(3)类似,不再加以赘述。

直流侧两电容差值理想的控制效果如图 6 所示,其中 h 为滞环宽度。在环宽以内时,维持上一次直流侧中点电位差的判断条件。开关序列中的矢量会向中点抽出或输入能量,直至中点电位差超出环宽,改变中点电位差判断条件。

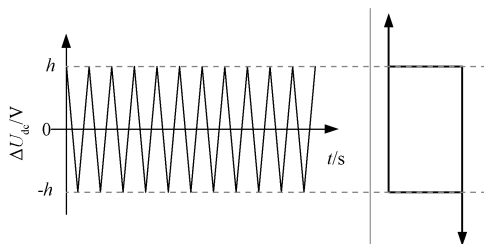


图 6 滞环控制波形图

Fig.6 Hysteresis control waveform diagram

3 三电平 SVPWM 扇区平滑过渡研究

在 SVPWM 调制过程中,合成矢量总是会有从当前扇区跳变到下一个扇区。为了保证变换器开关损耗小、降低开关管两端承受的电压、增加整个系统的 EMI 兼容性。在扇区跳变过程中需要开关状态只有一相发生动作并且输出电平只能单位变化。

3.1 扇区跳变过程中开关序列状态分析

如图 3 中某一时刻合成矢量 V 恰好处于 D1 向

D7 扇区跳变过程中,跳变前合成矢量落在 D1 扇区,开关序列含有控制 A 相电流流入中点的 V_{s0} 小矢量和控制 C 相电流流入中点的 V_{s1} 小矢量。考虑中点电位滞环控制,选择合适的正负小矢量。假设直流侧中点电位 $\Delta U_{dc} \geq 0$,A 相与 C 相的电流大小关系有 $I_a - I_c < 0 (I_c < 0, I_a < 0)$ 。满足假设条件的 D1 扇区开关序列为 222→221→211→111→211→221→222。当合成矢量落在 D7 扇区时,满足上述假设条件的开关序列为 110→210→211→210→110。

图 7 反映了开关状态与交流侧输出电压的关系,然而 D1 扇区阴影部分序列结束时的开关状态为 222,D7 扇区序列开始时的开关状态为 110。造成三相开关状态都发生改变,C 相的开关状态忽略了零电平直接从 $+U_{dc}$ 变换到 $-U_{dc}$,因此引起开关管两端承受的电压发生突变,导致开关管损害并降低了整个系统的 EMI 兼容性。

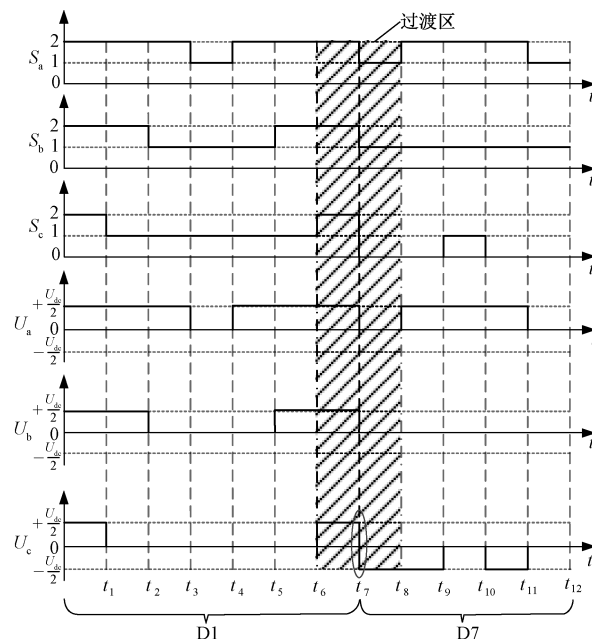


图 7 D1 向 D7 跳变开关状态与交流侧输出关系

Fig.7 Relationship between switching state of D1 to D7 and the AC side output

3.2 扇区跳变过程中开关序列状态分析

合成矢量在扇区跳变过程中,需要保证开关序列在切换过程中:

- 1) 每次扇区跳变仅有一相动作。
- 2) 每一相输出电平单位变化。

以 D1 和 D7 间的相互过渡为例说明扇区过渡方法,编排开关序列如表 2 所示。若合成矢量正处于 D1 扇区向 D7 扇区过渡过程中 $\Delta U_{dc} \geq 0$ 。由表 2

知,D1 此时的开关序列无论 A 相电流和 C 相电流大小,在一个开关序列首尾矢量为 111,跳变到 D7 扇区,开关序列首尾矢量会根据电流大小和方向分为 110 和 100 两个矢量。110 作为 D7 的开关序列首尾矢量满足扇区过渡的要求,100 作为 D7 的开关序列首尾矢量依然不满足该要求。所以除了对序列的矢量顺序处理以外,还需要借助中间矢量序列进行处理。表 3 列出了 D1 和 D7 扇区跳变过程中的跳变矢量序列。

表 2 D1 与 D7 扇区矢量调制序列

Tab.2 D1 and D7 sector vector modulation sequences

扇区	中点电位	电流关系	开关序列
D1	$\Delta U_{dc} \geq 0$	$i_a - i_c \geq 0$	111→110→100→000→100→110→111
		$i_a - i_c < 0$	111→211→221→222→221→211→111
	$\Delta U_{dc} < 0$	$i_a - i_c \geq 0$	111→211→221→222→221→211→111
		$i_a - i_c < 0$	111→110→100→000→100→110→111
D7	$\Delta U_{dc} \geq 0$	$i_c \geq 0, i_a \geq 0$	100→110→210→211→221→211→210→110→100
		$i_c \geq 0, i_a < 0$	110→210→211→221→211→210→110→100
		$i_c < 0, i_a \geq 0$	100→110→210→210→110→100
		$i_c < 0, i_a < 0$	110→210→211→210→110
	$\Delta U_{dc} < 0$	$i_c \geq 0, i_a \geq 0$	110→210→211→210→110
		$i_c \geq 0, i_a < 0$	100→110→210→210→110→100
		$i_c < 0, i_a \geq 0$	110→210→211→221→211→210→110
		$i_c < 0, i_a < 0$	100→110→210→211→221→211→210→110→100
	$\Delta U_{dc} < 0$	$i_c \geq 0, i_a \geq 0$	100→110→210→210→110→100
		$i_c < 0, i_a < 0$	110→210→211→221→211→210→110→100

表 3 D1 与 D7 扇区矢量序列过渡表

Tab.3 D1 and D7 sector vector sequence transition

扇区	过渡矢量序列	编号
D1→D7	110→210→211→211→210→110	1
D7→D1	110→100→000→000→100→110	2
D7→D14	110→210→220→220→210→110	3
D14→D7	110→210→211→211→210→110	4
D7→D13	100→200→210→210→200→100	5
D13→D7	100→110→210→210→110→100	6
D15→D14	110→210→220→220→210→110	7

D1 向 D7 扇区跳变以编号 1 作为过渡序列,无论 D7 序列首尾矢量是 100 还是 110 均能满足扇区过渡的条件。过渡过程中开关状态与交流侧输出电压如图 8 所示。当合成矢量从 D1 扇区跳变到 D7 扇区时首先经过了编号 1 过渡开关序列,阴影区域 $t_6 \sim t_8$ 和 $t_{11} \sim t_{13}$ 表示三种矢量序列切换过程中没有发生电压突变和两相功率开关管同时动作的情况。

4 实验结果

搭建三相 NPC 型拓扑结构的整流器实验平台,参数为:直流侧两电容均为 6 000 μF ;直流侧串联 1

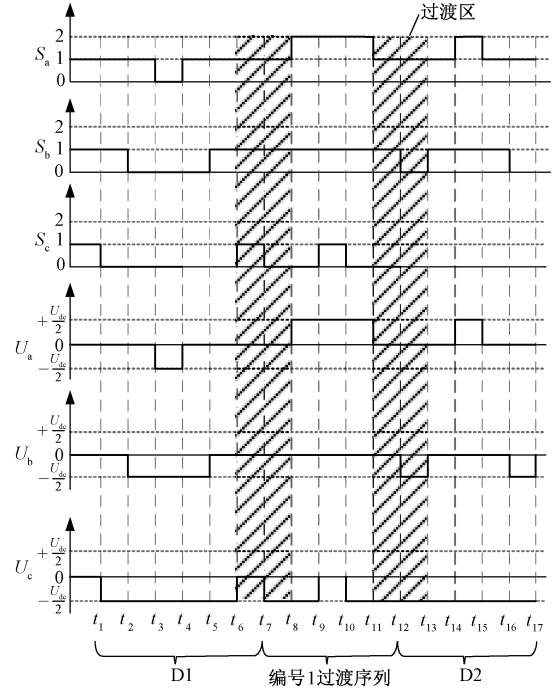


图 8 经过过渡序列的开关状态与交流侧输出关系

Fig.8 Relation of switch state through transition sequence to the AC side output

个 20Ω 1 000 W 电阻;交流侧电源电压的有效值为 20 V;交流侧串联的三个电感均为 5 mH;控制器采用 TI 公司的 TMS320F28346 型 DSP 和 Xilinx 公司的 XC6SLX25 型 FPGA。

采用电流和电压双闭环控制方法,无功电流指令设为 0 A,外环直流侧电压指令值为 60 V。最后得到了直流侧电压的控制情况如图 9 所示。整流器交流侧输出电压与输出电流此时相位相同,功率因数近似为 1,说明运行在整流状态下。直流侧电压 U_{dc1} 和 U_{dc2} 均稳定在 30 V 上,说明中点电位滞环控制效果良好。

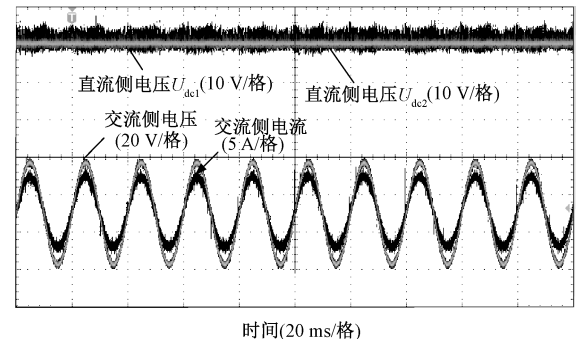


图 9 直流侧电压控制稳态效果

Fig.9 Steady state effect of DC side voltage control

突加一个 $20\ \Omega$ 的电阻,增大直流侧负载阻抗到 $40\ \Omega$ 。实验波形如图 10 所示。交流侧电流由于整流器直流侧功率上升而瞬间增大,负载侧两电容上的电压依然稳定在 $30\ \text{V}$ 上,说明中点电位滞环控制抗扰动能力良好。

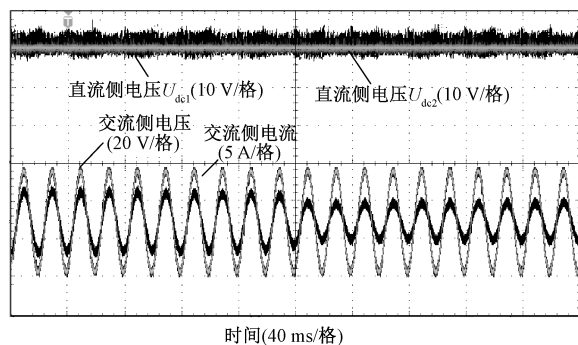


图 10 直流侧电压控制动态效果

Fig.10 Dynamic effect of DC side voltage control

为了验证直流侧中点电位滞环控制的动态效果,系统开始运行时不执行中点电位控制程序,如图 11 所示。检测直流侧两个电容上的电压分别维持在 $45\ \text{V}$ 和 $15\ \text{V}$ 上。在 T_1 时刻对系统发送指令,执行中点电位控制程序。在 T_2 时刻,直流侧两电容上的电压维持在 $30\ \text{V}$ 上,响应时间约为 $0.0185\ \text{s}$ 。说明加入扇区平滑过渡后,直流侧中点电位控制动态响应良好。

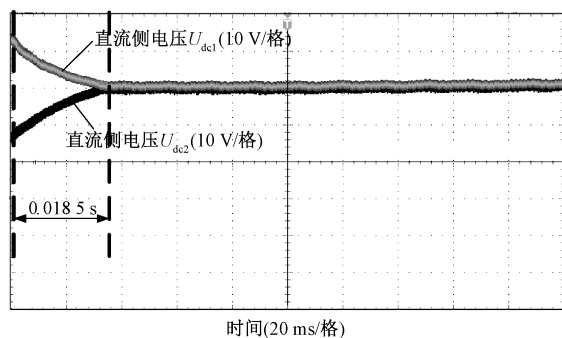
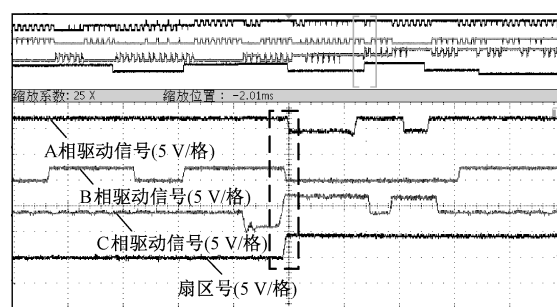


图 11 直流侧中点电位动态响应

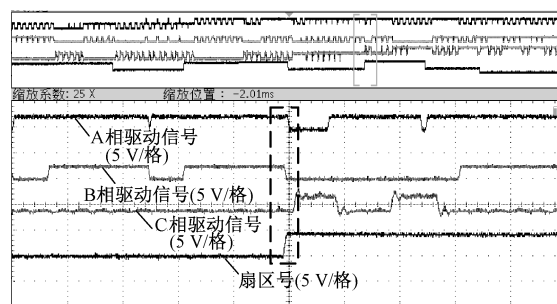
Fig.11 Dynamic response of midpoint potential on dc side

扇区号及整流器交流侧输出电压的实验波形如图 12 所示。对比了普通滞环控制和加入扇区过渡处理后的滞环控制整流器输出波形。图 12(a) 中虚线处存在 A 相和 B 相同步动作的情况,并且 C 相的输出电压发生非单位电平输出情况,及输出电压忽略零电平直接从低电平跳变到高电平。对滞环控制经过扇区平滑过渡处理后,图 12(b) 没有两相桥臂同时动作和非单位跳变的情况发生,开关序列满足

扇区过渡的基本条件。



(a) 传统滞环控制方法



(b) 加入扇区平滑过渡滞环控制方法

图 12 扇区号及整流器交流侧输出电压图

Fig.12 Sector number and rectifier AC side output voltage

对比本文中点电位控制方法增加扇区平滑过渡前后不同直流侧负载 R_L 情况下的整流器能量传递效率,以此查看变换器内部开关的损耗情况。测试设备采用横河 WT3000E 型电能质量分析仪。整流器输入功率 P_{in} 、输出功率 P_{out} 和传递效率 η_{Eff} 如表 4 所示。

表 4 整流器在不同负载情况下输出效率对比

Tab.4 Output efficiency comparison of rectifier under different load conditions

R_L/Ω	未加入扇区过渡			加入扇区过渡		
	P_{in}/kW	P_{out}/kW	$\eta_{Eff}(\%)$	P_{in}/kW	P_{out}/kW	$\eta_{Eff}(\%)$
10	0.42	0.40	93.56	0.41	0.39	94.38
20	0.20	0.19	93.10	0.21	0.20	94.21
30	0.14	0.13	94.28	0.14	0.13	95.50
40	0.08	0.08	94.12	0.09	0.09	94.98

图 13 描述了不同直流侧阻值情况下的输出效率。对本文中点电位控制方法加入扇区过渡后可以有效地增加输出效率,减小了开关的功率损耗。

5 结论

以往文章只针对三电平变换器中点电位的控制方法进行研究,却忽略了扇区跳变过程中二极管两

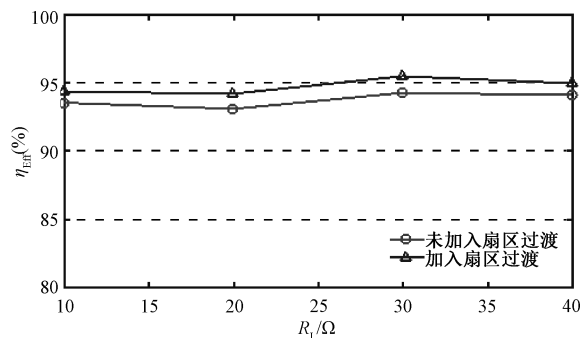


图13 加入扇区过渡前后整流器输出效率对比

Fig.13 Output efficiency comparison of rectifier before and after sector transition

端承受较高电压、EMI 兼容性较低和开关损耗带来的问题。本文详细分析了三相三电平 NPC 拓扑的整流器中点电位滞环控制方法,在此基础上加入扇区过渡方法用于降低开关管耐压。实验结果证明了该方法可有效控制中点电位的平衡并实现扇区的平滑过渡。

参考文献 (References):

- [1] 詹长江, 秦荃华, 韩英铎, 等 (Zhan Changjiang, Qin Quanhua, Han Yingduo, et al.). 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析 (Study on mathematical model and system simulation of the three-level PWM reversible rectifier) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 1999, 19 (7): 45-48.
- [2] Pou J, Boroyevich D, Pindado R. Effects of imbalances and nonlinear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20 (1): 123-131.
- [3] 彭咏龙, 肖淼, 李亚斌 (Peng Yonglong, Xiao Miao, Li Yabin). 基于改进空间矢量的新型电流型 PWM 整流器的研究 (Study of new current-source PWM rectifier based on improved space vector) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2006, 25 (2): 67-71.
- [4] 何湘宁, 吴岩松, 杨兵建, 等 (He Xiangning, Wu Yansong, Yang Bingjian, et al.). 大功率三电平逆变器的开关模式转换状态的实时监测 (Real-time state monitoring during switching mode transitions in high power three-level inverters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (30): 54-60.
- [5] 崔冬冬, 葛琼璇, 周志达, 等 (Cui Dongdong, Ge Qiongquan, Zhou Zhida, et al.). 一种通用的基于预测控制的二极管钳位型变流器载波调制均压策略 (General prediction-based voltage balance method for diode-clamped converters with carrier modulators) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (4): 24-34.
- [6] Steimer P K, Gruning H E, Werninger J, et al. IGCT-a new emerging technology for high power, low cost inverters [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1999, 5 (4): 12-18.
- [7] Celanovic N, Boroyevich D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37 (2): 637-641.
- [8] Zhou Dongsheng, Rouaud D G. Experimental comparisons of space vector neutral point balancing strategies for three-level topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16 (6): 872-879.
- [9] Zhou Dongsheng. A self-balancing space vector switching modulator for three-level motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (6): 1024-1031.
- [10] Sun-Kyoung Lim, Jun-Ha Kim, Kwanghee Nam. A DC-link voltage balancing algorithm for 3-level converter using the zero sequence current [A]. 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. 1999. 2: 1083-1088.
- [11] 李宁, 王跃, 雷万钧, 等 (Li Ning, Wang Yue, Lei Wanjun, et al.). 三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略与 SPWM 策略的等效关系研究 (Research on equivalent relations between two kinds of SVPWM strategies and SPWM strategy for three-level neutral point clamped converter) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2014, 38 (5): 1283-1290.
- [12] 姜卫东, 王群京, 陈权, 等 (Jiang Weidong, Wang Qunjing, Chen Quan, et al.). 考虑中点电压不平衡的中点箝位型三电平逆变器空间矢量调制方法 (SVPWM algorithm for NPC three-level VSI considering unbalance neutral point voltage) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2008, 28 (30): 20-26.
- [13] 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 等 (Yao Wenxi, Lv Zhengyu, Fei Wanmin, et al.). 一种新的三电平中点电位滞环控制法 (A new three-level neutral point potential hysteresis band control) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2005, 25 (7): 92-96.
- [14] Zhang H B, Finney S J, Massoud A, et al. An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (6): 2694-2702.
- [15] 周京华, 柴小丰, 祝天岳, 等 (Zhou Jinghua, Chai Xiaofeng, Zhu Tianyue, et al.). 三电平有源电力滤波

- 器谐波电流及中点电位平衡控制 (Control of harmonic current and neutral-point potential balance for three-level active power filter) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2017, 41 (6): 2012-2019.
- [16] 王建渊, 雷国惠, 钟彦儒 (Wang Jianyuan, Lei Guohui, Zhong Yanru). 一种用于平衡三电平逆变器中点电位的滞环控制+精确控制策略研究 (Research on one hysteresis control + precise control strategy of three-level inverter for neutral-point potential balance) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines & Control), 2017, 19 (7): 66-72.
- [17] Tolbert L M, Habetler T G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM methods [A]. Conference Record of IAS' 98 [C]. Louis, MO, USA, 1998. 2: 1424-1431.
- [18] 梁光耀, 徐嘉隆, 王勇 (Liang Guangyao, Xu Jialong, Wang Yong). 三电平模块化智能电能质量补偿装置研究 (Research on three-level modular smart power quality correction device) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (5): 45-50.

Research on neutral point potential hysteresis control based on sector transition for three level rectifier

MA Ming¹, XIAO Hong-wei², WANG Ling¹, LEI Er-tao¹

(1. Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Corporation, Guangzhou 510080, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In order to make the three-phase three-level NPC rectifier to realize the balance of mid-point potential in the process of space vector modulation and to prevent the simultaneous action of two-phase switch and the non-unit change of output level, the three-level rectifier is modulated by the control method of mid-point potential hysteresis loop on the DC side with sector transition. The paper analyzes the reliability of the DC neutral point potential hysteresis loop control method in three-level rectifier. The problems of high voltage, poor EMI characteristics and high switching loss caused non-single phase operation of the rectifier and non-unit level output to the system are expounded, and the problems are solved through the sector transition modulation method based on SVPWM. The experimental results show that the midpoint potential hysteresis control method with sector transition can effectively control the DC side neutral point potential balance of the rectifier and realize the smooth sector transition.

Key words: three-level NPC rectifier; sector transition; SVPWM control strategy; hysteresis control