# 基于双变压器的复合式谐振三电平零电流开关变换器

潘志新<sup>1</sup>, 宁光富<sup>2</sup>, 袁 栋<sup>1</sup>, 付 慧<sup>1</sup>, 随顺科<sup>3</sup>, Waqar Azeem SYED<sup>2</sup> (1. 国网江苏省电力有限公司, 江苏省南京市 210024; 2. 东南大学电气工程学院, 江苏省南京市 210096;

3. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏省南京市 211106)

摘要:针对分布式光伏发电接入中压直流配电网的应用场合,提出了一种基于双变压器的复合式 谐振三电平变换器。新型变换器是在传统中性点钳位型三电平电路的基础上,通过添加一个辅助 电路实现了基础三电平电路的固定占空比运行,变换器工作于电流断续模式。其中,基础三电平电 路传输大部分功率,而辅助电路采用脉宽调制方式,可以实现基础三电平电路在全负载范围内的零 电流开关,从而显著降低变换器的开关损耗。重点讨论了辅助变压器变比和谐振电容对开关管电 流、谐振电压峰值、谐振电感值大小的影响,提出了相应的参数设计指导原则。最后,制作了一套 300~1 500 V/2 kW 原理样机对所提变换器的性能进行了验证。

关键词:分布式光伏;直流配电网;双变压器;三电平变换器;零电流开关

# 0 引言

随着科技的进步,太阳能电池技术水平在过去的几年里得到了很大的提升,光伏发电的成本明显下降,发电容量大幅攀升。未来几年,中国光伏发电 开发的重心将由集中式电站向分布式发电系统转变,仅 2017 年中国分布式光伏就新增装机容量 19 GW<sup>[1]</sup>。目前的分布式光伏发电基本都接入交流 配电网,而光伏组件是直流输出元件,因此,如果将 分布式光伏接入直流配电网可以省却多个换流环 节,具有运营成本低、供电可靠性高、输电损耗小等 优势<sup>[2-4]</sup>。

目前,国内外在中低压直流配用电领域积累了 一定的研究经验<sup>[5]</sup>,低压直流供电方面的研究工作 则主要体现在低压直流微电网,如美国弗吉尼亚理 工大学提出的绿色楼宇研究计划<sup>[6]</sup>和日本大阪大学 设计的一套双极直流配电网系统<sup>[7]</sup>,中压直流配电 的相关研究相对较少,如正在建设的有德国亚琛工 业大学的 10 kV DC 校园直流配电工程<sup>[8]</sup>和深圳市 宝龙工业城±10 kV 直流配电示范工程<sup>[9]</sup>。为进一 步研究和推广中压直流配电网技术,国际大电网委 员会于 2015 年成立了 SC6.31"直流配电可行性研 究"专题小组<sup>[10]</sup>。

上网日期: 2019-03-26。

将分布式光伏接入直流配电网,其核心装置是 具有高升压比的中压直流升压变换器,如文献[11] 所提出的谐振开关电容变换器和文献[12]中的复合 式全桥变换器。而随着光伏组件电压和功率的增 长<sup>[13]</sup>,系统对中压直流变换器新能源侧开关管的电 压应力等提出了更高的要求,所以经典的全桥结构 不一定能够满足新的要求。而多电平电路[14-15]能够 显著降低开关器件的电压应力,比如常用的三电平 电路<sup>[16-17]</sup>中,开关器件的电压应力就只有输入电压 的1/2。另外,为了提升变换器的传输效率,降低系 统的散热结构的成本和复杂度,可以将软开关技术 融入三电平直流变换器中。最基本的软开关技术主 要有零电压开关(zero-voltage switching, ZVS)和零 电流开关(zero-current switching, ZCS)。因为金氧 半场效晶体管(MOSFET)的自身结构导致其寄生 电容较大,所以 ZVS 适用于 MOSFET<sup>[18]</sup>, MOSFET 虽然可能达到很高的开关频率但由于其 耐压通流能力较弱,在中小功率场合较为常见。而 分布式光伏接入中压直流配电网的功率较大,因此 选用绝缘栅双极型晶体管(IGBT)作为开关器件更 为合理。而对于 IGBT 的电流拖尾特性而言,实现 其ZCS关断则能够大大降低开关损耗<sup>[19]</sup>。文献 [20] 基于中性点钳位型(neutral point clamped, NPC)三电平电路提出了一种含有源辅助电路的新 型三电平直流变换器,能够实现包括辅助 IGBT 在 内的所有开关管的 ZCS,但辅助 IGBT 需承受的最 大阻断电压是输出电压,因此只适用于低压大电流 输出场合。文献「21]提出了一种含双变压器的新型

收稿日期: 2018-05-07; 修回日期: 2018-11-12。

国家电网公司重点示范工程项目"苏州工业园区智能电网应 用示范区主动配电网综合示范工程"。

・研制与开发・

全桥直流变换器,能够很好地实现开关管和整流二 极管的 ZCS,但所有开关管电压应力都为输入电压, 且电流峰值较大。

为充分满足接入中压直流配电网的电压要求, 本文在双变压器结构思想的基础上提出了一种复合 式谐振三电平 ZCS 直流变换器,并引入了谐振技术 达到降低电流峰值的目的,变换器主要包括基础 NPC 三电平电路和辅助电路两部分。只需对辅助 电路部分采用脉宽调制(PWM)即可实现整个变换 器的功率和电压调节,使基础三电平的4个开关管 工作于固定占空比模式,具有控制简单的优点。可 以通过合理设计主变压器的升压比使得基础三电平 电路传输大部分功率,并可以在全负载范围内实现 其 ZCS 开通和关断,从而显著降低变换器的开关损 耗。另外,辅助变压器的升压比经优化后可进一步 降低变换器的损耗,提高转换效率。

# 1 变换器主电路及其工作原理

本文所提出的变换器主电路拓扑如图 1 所示。 输入侧分为两部分:第一部分是由输入分压电容  $C_{in1}$ 和 $C_{in2}$ 、开关管 Q<sub>1</sub>至 Q<sub>4</sub>(IGBT)、钳位二极管  $D_{c1}$ 和 $D_{c2}$ 、主变压器 T<sub>r1</sub>的原边和电感 $L_r$ (含 T<sub>r1</sub>的 原边漏感)组成的 NPC 三电平电路;第二部分则由 分压电容  $C_{d1}$ 和 $C_{d2}$ 、开关管 Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>(MOSFET)、 续流二极管 D<sub>f1</sub>和 D<sub>f2</sub>、辅助变压器 T<sub>r2</sub>的原边和谐 振电容  $C_r$ 组成的辅助电路。输出侧则是一个倍压 整流电路,且 T<sub>r1</sub>和 T<sub>r2</sub>的副边绕组直接串联后作 为该整流电路的输入。T<sub>r1</sub>和 T<sub>r2</sub>的原副边匝比分 别为1: $N_1$ 和1: $N_2$ ,为使变换器能正常工作, $N_1$ 应大于  $N_2$ 。通过设计合理的  $N_1$ 和  $N_2$ , T<sub>r1</sub>将传输 大部分的额定功率(比如,90%左右),而 T<sub>r2</sub> 传输剩 余部分额定功率(10%左右)。





图 2 给出了该变换器的主要波形。开关管  $Q_1$ 和  $Q_2(Q_3 和 Q_4)$ 以 50%的固定占空比(含死区)同 时开通和关断。 $Q_5$  和  $Q_6$ 则采用斩波控制,且分别 与  $Q_1$  和  $Q_3$  有相同的开通起点。通过调节  $Q_5$  和  $Q_6$  的占空比来完成变换器输出电压的控制。





在详细分析之前,进行如下假设。

1)所有的开关管、二极管、电感和电容都是理想 器件。

2)输入分压电容  $C_{in1}$  和  $C_{in2}$  相等且足够大,因此, $V_{C_{in1}} = V_{C_{in2}} = V_{in}/2$ ;电容  $C_{d1}$  和  $C_{d2}$  相等且足够大;输出滤波电容  $C_{o1}$  和  $C_{o2}$  相等且足够大,因此认为输出电压  $V_o$  在稳态情况下恒定,另外,两个滤波电容两端电压满足  $V_{o1} = V_{o2} = V_o/2$ 。

3) 变压器 T<sub>r2</sub> 的漏感足够小且忽略不计。

从图 2 中可以看出,变换器在上半个开关周期 [t<sub>0</sub>,t<sub>3</sub>]内有 4 个模态,各模态相应的电流通路如 图 3 所示。

1) $t_0$ : $t_0$  是一个新的开关周期的起点,在该时刻 关断 Q<sub>3</sub> 和 Q<sub>4</sub>,开通 Q<sub>1</sub>,Q<sub>2</sub>,Q<sub>5</sub>。从图 2 所给的电 流波形可知,在 $t_0$  时刻之前所有开关管中都没有电 流流过。因此,Q<sub>3</sub> 和 Q<sub>4</sub> 是 ZCS 关断,而 Q<sub>1</sub>,Q<sub>2</sub>,Q<sub>5</sub> 是 ZCS 开通。

2)模态 1[ $t_0$ , $t_1$ ](见图 3(a)):本模态中, $T_{r1}$  的 原边电流  $i_{p1}$  流过  $Q_1$ , $Q_2$ , $L_r$ , $T_{r1}$  原边绕组和  $C_{in1}$ , 因此,A 和 B 两点间的电压是输入电压的 1/2,即  $v_{AB} = 0.5V_{in}$ 。同理, $T_{r2}$  的原边电流  $i_{p2}$  流过  $Q_1$ ,  $Q_2$ , $C_r$ , $T_{r2}$  原边绕组, $Q_5$ , $Q_6$  的寄生电容, $C_{d2}$ , $D_{c2}$ ,  $C_{in1}$ 。因为  $Q_6$  两端的电压在  $t_0$  时刻为 0.25 $V_{in}$ ,而 且在本模态放电至零,所以 A 和 C 两点间的电压  $v_{AC}$  是从 0.5 $V_{in}$  下降至 0.25 $V_{in}$ 。本模态中, $L_r$  与



图 3 4 个模态电流通路 Fig. 3 Circuit paths of four modes

3)模态 2[ $t_1$ , $t_2$ ](见图 3(b)): $t_1$  时刻 Q<sub>6</sub> 两端 的电压下降至零, $i_{p2}$  从 Q<sub>6</sub> 的体二极管流过而  $i_{p1}$ 的电流通路不变,因此, $L_r$  只与  $C_r$  进行谐振,电流 开始谐振上升。同时,易知  $v_{AB} = 0.5V_{in}$  和  $v_{AC} = 0.25V_{in}$ 。

4)模态 3[ $t_2$ , $t_3$ ](见图 3(c)):在  $t_2$  时刻关断 Q<sub>5</sub>, $i_{p2}$  开始通过 Q<sub>6</sub> 的体二极管向 Q<sub>5</sub> 的寄生电容 充电,所以 Q<sub>5</sub> 可以实现 ZVS 且该充电电流远大于 在模态 1 中的放电电流,因此,Q<sub>5</sub> 的寄生电容充电 时间很短,可以忽略不计。当 Q<sub>5</sub> 两端的电压迅速 上升为 0. 25 $V_{in}$  时,  $i_{p2}$  通过续流二极管  $D_{f1}$  流回  $Q_2$ ,则有  $v_{AC} = 0$ 。从而可知,  $T_{r1}$  副边电压为  $V_o/2 + N_2 v_{C_r}$ ,同时  $v_{C_r}$ 持续上升,使得  $L_r$ 端电压 跳变为负值,所以电流开始谐振下降。 $v_{C_r}$ 在  $t_3$ 时 刻上升至最大值  $V_{C_r}^{max}$ ,因为  $v_{C_r}$ 在一周期内的平均 值为零,所以  $\Delta v_{C_r} = V_{C_r}^{max} = -V_{C_r}^{min}$ 。由于本模态中 不再有电流流经  $Q_5$ 和  $Q_6$ ,两者的端电压分别保持 为 0. 25 $V_{in}$ 和零不变。

5)模态 4[ $t_3$ , $t_4$ ](见图 3(d)):通过合理设计  $L_r$ , $N_1$ , $N_2$  和  $C_r$ 等重要参数,所有电流在 $t_3$  时刻 下降为零, $D_{f1}$  和整流二极管  $D_{R1}$  实现了 ZCS 关断。  $T_{r1}$  和  $T_{r2}$  副边电 压要小于整流后的电压,即  $(N_1V_{in}/2 - N_2V_{C_r}^{max}) < V_o/2$ ,从而使得  $D_{R1}$  反向阻 断(在下半开关周期,则满足  $N_1V_{in}/2 - N_2V_{C_r}^{max} + V_o/2 > 0$ ,  $D_{R2}$  反向阻断)。此模态中,尽管开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  处于开通状态,但电流  $i_{p1}$ , $i_{p2}$ , $i_{DR1}$  一直为 零,负载由输出滤波电容供电。

 $6)t_4:t_4$ 时刻是上半个开关周期的结束点,也是下半个开关周期的起点。显然, $Q_1$ 和 $Q_2$ 是ZCS关断, $Q_3,Q_4,Q_6$ 是ZCS开通。另外,由于模态3和4中 $Q_6$ 的端电压已经为零,所以 $Q_6$ 实现了零电压零电流开关(zero-voltage zero-current switching,ZVZCS)开通。

下半个开关周期与上述半个开关周期的分析类 似。另外,由于  $T_{r1}$  传递的能量要大于  $T_{r2}$ ,开关管  $Q_1 \cong Q_4$  的额定电流要大于  $Q_5$  和  $Q_6$ ,因此,所提 出的变换器的开关损耗较小。另外,因为  $Q_5$  和  $Q_6$ 所需承受的最大阻断电压只有 0.25 $V_{in}$ ,且能够实现 ZVZCS 的开通,所以可选用 MOSFETs 作为  $Q_5$ 和  $Q_6$ 。

综合以上分析,半导体器件的开关特性和电压 应力可以总结为表1。

表 1 半导体器件的开关特性和电压应力 Table 1 Switching characteristics and voltage stress of semiconductors

stress of semiconductors			
器件	开通	关断	电压应力
$\mathbf{Q}_1 \cong \mathbf{Q}_4$	ZCS	ZCS	0.5 $V_{\rm in}$
$\mathbf{Q}_5$ , $\mathbf{Q}_6$	ZVZCS	ZVS	0.25 $V_{\rm in}$
$\mathrm{D}_{\mathrm{f1}}$ , $\mathrm{D}_{\mathrm{f2}}$		ZCS	0.5 $V_{ m in}$
$\mathrm{D}_{\mathrm{R1}}$ , $\mathrm{D}_{\mathrm{R2}}$		ZCS	$V_{o}$

本文拓扑中的控制思想来源于文献[22]。在文献[22]中,虽然辅助结构只包含 2 个开关管(均为 IGBT)和1台辅助变压器,但2个辅助IGBT的电 压应力是输入电压的1/2,其成本仍然偏高。而本 文中的2个辅助开关管的电压应力只有输入电压的 1/4,而且,同时是可以实现ZVZCS开通的,所以本 文中的2个辅助开关管选用的是 MOSFET。一般 而言,规格类似的 MOSFET 的价格要远低于 IGBT,所以也有利于降低变换器的成本。虽然本文 提出的结构中多了 2 个续流二极管 D<sub>f1</sub> 和 D<sub>f2</sub>,但 D<sub>f1</sub> 和 D<sub>f2</sub> 需要承受的反向电压只有输入电压的 1/2,且电流也很小,因此其成本很低。综上,本文所 提出的辅助结构是合理的。

## 2 参数优化设计

为了便于分析,下列参数将应用于本节的变换 器中:输入电压 $V_{in}$ =1.5 kV;输出电压 $V_{o}$ =15 kV; 额定功率 $P_{N}$ =500 kW;开关频率 $f_{s}$ =1 kHz。

如图 1 所示的主电路拓扑中,变压器  $T_{r1}$  和  $T_{r2}$  的原边绕组电压  $v_{n1}$  和  $v_{n2}$  可分别表示为:

$$\begin{cases}
v_{\rm pl} = v_{AB} - v_{L_{\rm r}} \\
v_{\rm p2} = v_{AC} - v_C
\end{cases}$$
(1)

由于 2 个变压器副边绕组是直接串联在一起的,所以将  $v_{p1}$  和  $v_{p2}$  折算至变压器副边,且 2 个变压器副边绕组的电压之和被输出电压钳位在  $V_o/2$ ,因此,有

$$N_{1}(v_{AB} - v_{L_{r}}) + N_{2}(v_{AC} - v_{C_{r}}) = \frac{V_{o}}{2}$$
(2)

另外,根据图 3(b)可知,在模态 2 中,满足  $v_{AB} = 0.5V_{in}$ 和  $v_{AC} = 0.25V_{in}$ ,所以

$$\left(\frac{N_{1}}{2} + \frac{N_{2}}{4}\right)V_{\rm in} - \frac{V_{\rm o}}{2} = N_{1}v_{L_{\rm r}} + N_{2}v_{C_{\rm r}} \qquad (3)$$

 $N_1 v_{L_r}$  和  $N_2 v_{C_r}$  可分别当成是折算至变压器 副边的谐振感电压和谐振容电压,因此,显然  $L_r$  其 实是与  $C_r$  产生串联谐振的。同理,模态 3 也是如 此,只是模态 3 中的  $v_{AB} = 0.5 V_{in}, v_{AC} = 0$ 。

根据上述的分析,可将主要谐振元件  $L_r$ 和  $C_r$ 折算至输出侧可得如图 4 所示的等效电路,其中  $L_{rs} = N_1^2 L_r$ 和  $C_{rs} = C_r / N_2^2$ 。等效电路的谐振角频 率和谐振阻抗可以分别表示为:



因为模态1的时间长度很短,且该阶段谐振电 流和谐振电压的变化甚微,因此在本节中可以将其 忽略。根据基尔霍夫电压定律(KVL),模态2和模 态3可由二阶微分方程表示为:

$$\begin{cases} \frac{\left(N_{1}+\frac{N_{2}}{2}\right)V_{in}}{2} - \frac{V_{o}}{2} = N_{1}^{2}L_{r}\frac{C_{r}}{N_{2}^{2}}\frac{d^{2}v_{C_{rs}}(t)}{dt^{2}} + v_{C_{rs}}(t) \\ \frac{N_{1}V_{in}}{2} - \frac{V_{o}}{2} = N_{1}^{2}L_{r}\frac{C_{r}}{N_{2}^{2}}\frac{d^{2}v_{C_{rs}}(t)}{dt^{2}} + v_{C_{rs}}(t) \end{cases}$$

$$(5)$$

对式(5)进行降阶计算,可得式(6)。

式中: $V_{C_{rs}}^{\max}$ 和 $V_{C_{rs}}^{\min}$ 分别是 $v_{C_{rs}}$ 的最大值和最小值, 并且 $\Delta v_{C_{rs}} = V_{C_{rs}}^{\max} = -V_{C_{rs}}^{\min}$ ; $i_s$ 是流过 $C_{rs}$ 的电流,所 以 $i_s(t) = C_{rs} dv_{C_x}(t)/dt$ 。

如果将  $v_{C_s}(t)$ 和  $Z_r i_s(t)$ 分别看成是平面直角 坐标系中的横轴变量和纵轴变量,则模态 2 和模态 3 的轨迹分别是该坐标系上的一段圆弧,因此,根据 式(6)可绘制如图 5 所示的稳态轨迹路线。横轴表 示电压  $v_{C_s}$ ,纵轴表示  $i_s$ 乘以  $Z_r$ ,因此两轴共用相 同的量:电压。 $A_1 \rightarrow B_1$ 表示模态 2 的过程,而  $B_1 \rightarrow A_2$ 表示模态 3 的过程。结点  $A_2$ 表示模态 4, 因为该阶段电流为零,电压  $v_{C_s}$ 不变。同理,下半开 关周期的轨迹  $A_2 \rightarrow B_2 \rightarrow A_1$ 也是由两段圆弧组成。 根据电路的对称性,下面只分析上半开关周期的模 态 2 到模态 4。

由图 5 可知,结点  $A_1(V_{C_{rs}}^{\min}, 0)$ 表示开关周期的 起点状态,而结点  $A_2(V_{C_{rs}}^{\max}, 0)$ 是上半开关周期的结 束点状态。因此,圆弧  $A_1B_1$ 和  $B_1A_2$ 的半径可以 表示为:

$$\begin{cases} r_{1} = |A_{1}O_{1}| = \left(\frac{N_{1}}{2} + \frac{N_{2}}{4}\right)V_{\text{in}} - \frac{V_{\text{o}}}{2} - V_{C_{\text{rs}}}^{\min} \\ r_{2} = |O_{2}A_{2}| = V_{C_{\text{rs}}}^{\max} - \left(\frac{N_{1}V_{\text{in}}}{2} - \frac{V_{\text{o}}}{2}\right) \end{cases}$$
(7)

因此, $O_1$ 和 $O_2$ 的横坐标分别为( $N_1/2 + N_2/4$ ) $V_{in} - V_o/2$ 和 $N_1V_{in}/2 - V_o/2$ 。结点 $B_1$ 的横

坐标 x(B1)可以通过解式(6)所示方程组得到,有

$$x(B_{1}) = [4V_{o} - (4N_{1} + N_{2})V_{in}] \frac{\Delta v_{C_{rs}}}{N_{2}V_{in}}$$
(8)



Fig. 5 Steady-state trajectory

 $\theta_1$ 和 $\theta_2$ 分别表示模态 2 和模态 3 的角度,可表示为:

$$\begin{cases}
\theta_{1} = \omega_{r}(t_{2} - t_{1}) = \\
\operatorname{arccos}\left(\frac{\left(\frac{N_{1}}{2} + \frac{N_{2}}{4}\right)V_{in} - \frac{V_{o}}{2} - x(B_{1})}{r_{1}}\right) \\
\theta_{2} = \omega_{r}(t_{3} - t_{2}) = \operatorname{arccos}\left(\frac{x(B_{1}) - \frac{N_{1}V_{in}}{2} + \frac{V_{o}}{2}}{r_{2}}\right)
\end{cases}$$
(9)

根据图 5 可知,电流 i<sub>s</sub> 可表示为:

$$i_{s}(t) = \begin{cases} r_{1} \frac{\sin(\omega_{r}(t-t_{1}))}{Z_{r}} & t_{1} < t < t_{2} \\ r_{2} \frac{\sin(\omega_{r}(t_{3}-t))}{Z_{r}} & t_{2} < t < t_{3} \end{cases}$$
(10)

# 2.1 变比 N<sub>1</sub> 和 N<sub>2</sub>

如前所述,通过合理地设计  $N_1$  和  $N_2$ ,可以使 得变压器  $T_{r1}$  传输大部分的功率而变压器  $T_{r2}$  传输 剩余的功率。因此,本小节将详细阐述变压器匝比 的设计。类似的,下面只分析上半个开关周期[ $t_0$ ,  $t_4$ ]内的功率传输情况。

假设变换器的传输效率为 100%,  $[t_0, t_4]$ 的总 功率  $P_{tot}$  可以表示为:

$$P_{\text{tot}} = \frac{2}{T_s} \frac{V_o}{2} \int_{t_0}^{t_4} i_{\text{DR1}} dt = \frac{V_o}{T_s} \int_{t_0}^{t_3} i_{\text{DR1}} dt \qquad (11)$$

式中: $T_s = 1/f_s$ 为开关周期。

同理,T<sub>r1</sub> 传输的功率为:

$$P_{1} = \frac{2}{T_{s}} \frac{V_{\text{in}}}{2} \int_{t_{0}}^{t_{4}} i_{\text{pl}} dt = \frac{V_{\text{in}}}{T_{s}} \int_{t_{0}}^{t_{3}} i_{\text{pl}} dt \qquad (12)$$

根据 $i_{p1} = N_1 i_{DR1}$ 可知, $P_1$ 也可表示为:

$$P_{1} = \frac{N_{1}V_{\rm in}}{T_{\rm s}} \int_{t_{0}}^{t_{3}} i_{\rm DR1} \,\mathrm{d}t \tag{13}$$

由式(11)和式(13),可得:

$$\frac{P_1}{P_{\text{tot}}} = \frac{N_1 V_{\text{in}}}{V_{\text{o}}} \tag{14}$$

根据能量守恒定理可知,Tr2 传输的功率为:

$$P_2 = P_{\text{tot}} - P_1 \tag{15}$$

由式(13)和式(15),可得:

$$\frac{P_{1}}{P_{2}} = \frac{P_{1}}{P_{\text{tot}} - P_{1}} = \frac{N_{1}V_{\text{in}}}{V_{0} - N_{1}V_{\text{in}}}$$
(16)

从式(16)可以看出,当输入和输出电压确定时, 2 个变压器传输功率的比值  $P_1/P_2$  只与  $N_1$  有关。 根据本节开头所给的参数,分别绘制  $P_1$  和  $P_2$  与  $P_{tot}$  的关系曲线,如附录 A 图 A1 所示。可以看出, 随着  $N_1$  的增大, $P_1/P_{tot}$  增大而  $P_2/P_{tot}$  减小,这意 味着  $N_1$  应被设计得足够大从而保证  $T_{r1}$  传输的功 率远大于  $T_{r2}$ 。不失一般性,当  $N_1$  取 9 时,有  $P_1/P_{tot} = 90\%$ , $P_2/P_{tot} = 10\%$ , $P_1 : P_2 = 9 : 1$ 。

由图 5 可知,坐标原点 O 在 O<sub>1</sub> 和 O<sub>2</sub> 之间,因此,有

$$\frac{N_1 V_{\rm in} - V_{\rm o}}{2} < 0 < \left(\frac{N_1}{2} + \frac{N_2}{4}\right) V_{\rm in} - \frac{V_{\rm o}}{2} \quad (17)$$

即 $N_1$ 和 $N_2$ 应满足:

$$\begin{cases}
N_{1} < \frac{V_{\circ}}{V_{in}} \\
N_{2} > 2\left(\frac{V_{\circ}}{V_{in}} - N_{1}\right)
\end{cases}$$
(18)

因此,当 $N_1$ =9时, $N_2$ 应大于2。

# 2.2 谐振电容 C<sub>r</sub>

在上半开关周期 $[t_0, t_4]$ ,输出功率  $P_0$ 可表示为:

$$P_{o} = 2f_{s} \frac{V_{o}}{2} \left( \int_{t_{1}}^{t_{2}} i_{s}(t) dt + \int_{t_{2}}^{t_{3}} i_{s}(t) dt \right) \quad (19)$$

将式(9)和式(10)代入上式可得:

$$P_{o} = \frac{2f_{s}V_{o}C_{r}\Delta v_{C_{rs}}}{N_{2}^{2}}$$
(20)

根据模态 4 中的状态分析可知,  $\Delta v_{c}$  应满足:

$$\Delta v_{C_{r}} = V_{C_{r}}^{\max} < \frac{N_{1}V_{in} + V_{o}}{2N_{2}}$$
(21)

将  $\Delta v_{C_{rs}} = N_2 \Delta v_{C_r}$  代人式(20)可得:

$$C_{\rm r} > \frac{N_2^2 P_{\rm o}}{f_{\rm s} V_{\rm o} (N_1 V_{\rm in} + V_{\rm o})} = C_{\rm r}^{\rm min}$$
(22)

式中:C<sub>r</sub><sup>min</sup> 为设计C<sub>r</sub>时所需考虑的下限值。

基于所给的变换器参数,同时取  $N_1 = 9$ ,可绘 制  $C_r$  与  $N_2$  的关系曲线,如附录 A 图 A2,可见,

http://www.aeps-info.com 139

 $C_{\rm r}^{\rm min}$ 随着  $N_2$  的变大而变大。

## 2.3 谐振电感 L<sub>r</sub>

只有当变换器工作于临界电流连续模式时 $t = t_3 - t_0$ 才刚好等于半个开关周期,同时忽略模态1的时间,因此需满足:

$$t_3 - t_1 = \frac{\theta_1 + \theta_2}{\omega_r} \leqslant \frac{T_s}{2}$$
(23)

将式(3)代入式(23)可得:

$$L_{\rm r} \leqslant \frac{N_2^2}{4f_{\rm s}^2 N_1^2 C_{\rm r} (\theta_1 + \theta_2)^2} = L_{\rm r}^{\rm max}$$
(24)

式中:L<sup>max</sup> 是设计L<sub>r</sub>时所需考虑的上限值。

另外,由图 4 的等效电路可知, $L_r$ (可由 T<sub>r1</sub> 的 原边漏感  $L_{1k1}$  提供)和  $C_r$  是等效串联的,而 T<sub>r2</sub> 的 原边漏感  $L_{1k2}$  是和  $C_r$  直接串联的,所以  $L_{1k2}$  和  $L_{1k1}$ 实际上也是等效串联的,但电感量的大小需要折算。 如将  $L_{1k2}$  折算至 T<sub>r1</sub> 的原边时,其电感量大小将变 为  $N_2^2 L_{1k2}/N_1^2$ 。同时,由于 T<sub>r2</sub> 传输的功率很小,其 漏感  $L_{1k2}$  本身就可以设计得较小。且由之前和后 续的 分析 可知,  $N_1$  至少 比  $N_2$  大好 几倍,所以  $N_2^2 L_{1k2}/N_1^2$ 会更小,从而忽略不计。总之,  $L_r$  可完

 $\overline{C}$ 

#### 全由 L<sub>lk1</sub> 提供。

## 2.4 参数优化

在大功率场合,半导体器件的开关损耗是影响 变换器转换效率的一个重要因素,其次则是器件的 导通损耗。而由表 1 可知,本文所提变换器的开关 损耗主要是由于  $Q_5$  和  $Q_6$  关断电流  $I_{off}$  不为零产生 的。另外, $i_{p1}$  和  $i_{p2}$  的峰值  $I_{peak1}$  和  $I_{peak2}$  也会影响 到半导体器件的导通损耗和磁性元件(谐振电感和 变压器)的损耗。为此,本小节将分析不同的  $N_2$  和  $C_r$  对变换器  $I_{off}$ , $I_{peak1}$ , $I_{peak2}$  等的影响。

 $I_{off}$ 可由图 5 中节点  $B_1$ 的纵坐标  $y(B_1)$ 获取, 因此将式(8)代入式(6)中的模态 3 可得式(25)。考 虑  $C_r$ 取值的下界  $C_r^{min}$ ,根据式(25)可得关断电流随  $C_r$ 和  $N_2$ 的变化曲线,如附录 A 图 A3 所示(其中,  $L_r$ 取其上限值  $L_r^{max}$ ),可见,Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>关断电流  $I_{off}$ 随着  $N_2$ 的减小而迅速降低,但随着  $C_r$ 的减小只呈 现略微下降的趋势。因此, $I_{off}$ 的大小主要是受  $N_2$ 的影响比较大,从降低  $I_{off}$ 减少关断损耗的角度出 发,应选择较小的  $N_2$ 。

$$I_{\text{off}} = N_2 \frac{y(B_1)}{Z_r} = \frac{\sqrt{L_r}}{N_1} \sqrt{\left(\frac{N_1 V_{\text{in}}}{2} - \Delta v_{C_r} N_2 - \frac{V_o}{2}\right)^2 - \left[\frac{\Delta v_{C_r} (4V_o - (4N_1 + N_2)V_{\text{in}})}{V_{\text{in}}} - \left(\frac{N_1 V_{\text{in}}}{2} - \frac{V_o}{2}\right)\right]^2}$$
(25)

由图 5 可知, $Z_r i_s$  的最大值与结点  $B_1$  的位置 以及  $\theta_1$  和  $\theta_2$  的大小有关。比如,当结点  $B_1$  处于第 一象限时,因为圆心  $O_2$  在负半轴,所以  $\theta_2$  肯定小 于  $\pi/2$ 。而圆心  $O_1$  虽然在正半轴,但可能在映射点  $X(结点 B_1 在横轴上的映射)的左边或右边。$ 

显然,当圆心  $O_1$  在映射点 X 的左边时, $\theta_1$  大 于  $\pi/2$ , $Z_ri_s$  的最大值为半径  $r_1$ ;当圆心  $O_1$  在映射 点 X 的右边时, $\theta_1 < \pi/2$ , $Z_ri_s$  的最大值为结点  $B_1$ 的纵坐标  $y(B_1)$ 。同理,当结点  $B_1$  处于第二象限 时,可根据  $\theta_2$  与  $\pi/2$  的大小来获取  $Z_ri_s$  的最大值。 在相同的参数下, $Z_ri_s$  的最大值确定时, $i_s$  的峰值 也就确定, $I_{\text{peak},1}$  和  $I_{\text{peak},2}$  也随之确定,即

$$I_{\text{peak},j} = \begin{cases} \frac{N_{j}r_{1}}{Z_{r}} & x > 0 \ \mbox{H} \ \theta_{1} \ge \frac{\pi}{2} \\ \frac{N_{j}r_{1}\sin\theta_{1}}{Z_{r}} & x > 0 \ \mbox{H} \ \theta_{1} < \frac{\pi}{2} \\ \frac{N_{j}r_{2}}{Z_{r}} & x < 0 \ \mbox{H} \ \theta_{2} \ge \frac{\pi}{2} \\ \frac{N_{j}r_{2}\sin\theta_{2}}{Z_{r}} & x < 0 \ \mbox{H} \ \theta_{2} < \frac{\pi}{2} \end{cases}$$
(26)

式中:*j*=1,2。

由上一节中详细的模态分析可知,4个 IGBT

 $(Q_1 \cong Q_4)$ 具有相同的电流峰值  $I_{\text{peak}}^{\text{IGBT}}$ ,且为  $I_{\text{peak},1}$ 与  $I_{\text{peak},2}$ 之和,2个 MOSFET  $(Q_5 \ \pi Q_6)$ 也具有相 同的电流峰值  $I_{\text{peak}}^{\text{MOS}}$ ,且为  $I_{\text{peak},2}$ 。因此,根据式(7)、 式(9)和式(26)可绘制开关管的电流峰值曲线,如附 录 A 图 A4 所示,可见, $I_{\text{peak}}^{\text{IGBT}}$ 和  $I_{\text{peak}}^{\text{MOS}}$ 基本上都随着  $N_2$ 的减小而迅速降低,但随着  $C_r$ 的减小也只呈现 略微下降的趋势。因此,与  $I_{\text{off}}$ 类似, $I_{\text{peak}}^{\text{CBT}}$ 和  $I_{\text{peak}}^{\text{MOS}}$ 的值主要受  $N_2$ 的影响比较大,从降低峰值电流便 于开关管选型的角度,同样应选择较小的  $N_2$ 。

虽然  $C_r$  的减小有利于降低变换器的峰值电流 和关断电流,但谐振电压峰值  $\Delta v_{c_r}$  也会随  $C_r$  以及  $N_2$  的变化而变化,而  $\Delta v_{c_r}$  的大小也关系着谐振电 容耐压值的选取。为此,还应考虑  $\Delta v_{c_r}$  的变化情 况,如附录 A 图 A5 所示。从图中可见, $\Delta v_{c_r}$  随着  $N_2$  的减小而减小,但会随着  $C_r$  的减小而快速增 大。电容的耐压值越大,其体积越大、成本越高。因 此,从谐振电容选型的角度出发,依旧应选择较小的  $N_2$ ,而  $C_r$ 则应设计得稍大一些。

此外, $L_r^{\text{max}}$ 的变化曲线如附录 A 图 A6 所示,与  $\Delta v_{C_r}$ 类似, $L_r^{\text{max}}$  随着  $N_2$ 的减小而减小,但会随着  $C_r$ 的减小而快速增大。一般而言,小电感的体积和 损耗都相对小一些,因此,从设计谐振电感的角度出发,依旧应选择较小的  $N_2$ ,而  $C_r$ 则应设计得稍大一些。

综上所述, $N_2$  越小,开关管峰值电流和关断电 流、谐振电压峰值、谐振电感值都越小,而 $C_r$  的减小 有利于降低变换器的峰值电流和关断电流,但会使 得谐振电压峰值和谐振电感值迅速增大。因此, $N_2$ 在满足式(18)的前提下应设计得尽量小,而 $C_r$  的选 值应折中考虑。

#### 2.5 PWM 控制策略

对辅助电路采用 PWM 控制,其实就是通过调 节辅助开关管  $Q_5$  和  $Q_6$  的占空比 D 来实现对变换 器的功率和电压调节。因为模态 1[ $t_0$ , $t_1$ ]的时间长 度很短,且该阶段谐振电流和谐振电压的变化甚微, 所以可以将其忽略。因此,D 可以表示为:

$$D = (t_2 - t_1) f_s = \frac{\theta_1 f_s}{\omega_r}$$
(27)

式中: θ1 可根据式(9)获得。

显然,用上述方法求出的 D 最终的表达式较为 复杂。其实,假设变换器刚好工作于电流临界断续 模式时,即模态 3「t<sub>2</sub>,t<sub>3</sub>]满足下式:

$$0.5 - D = (t_3 - t_2) f_s \tag{28}$$

则根据如图 4 所示的等效电路在半个开关周期 内的伏秒积可得(谐振腔的伏秒积为零):

$$(t_{2}-t_{1})\left(\frac{N_{1}}{2}+\frac{N_{2}}{4}\right)V_{\text{in}}+(t_{3}-t_{2})\frac{N_{1}V_{\text{in}}}{2}=\frac{V_{\text{o}}}{4f_{\text{s}}}$$
(29)

将式(27)和式(28)代入上式并整理可得:

$$D = \frac{V_{\circ} - N_{1} V_{\text{in}}}{N_{2} V_{\text{in}}}$$
(30)

显然,D 会随着 V。的增大而增大,所以只需通过一 个输出电压反馈的比例-积分(PI)闭环调节 D 即可 实现。

## 3 实验结果

基于以上理论分析,并为了进一步验证所提出 的变换器的工作原理和性能,搭建了一套小功率的 实验平台,主要参数如附录 B 表 B1 所示。为保证 变换器工作于电流断续模式,变换器实际传输的功 率 P。略小于额定功率 P<sub>N</sub>。

附录 A 图 A7 所示为  $v_{AB}$  和  $v_{AC}$  及两个变压器 的原边电流波形和谐振电容电压  $v_{C_r}$ ,可见, $v_{AB}$  的 幅值为 150 V,是输入电压的 1/2。而  $v_{AC}$  在每半个 开关周期的起点处存在一个小尖峰,且在 MOSFET  $Q_5$ 和  $Q_6$ 关断之前的时刻幅值为 75 V,只有输入电压的 1/4,与理论分析相吻合。另外, $v_{C_r}$ 在每个开关周期的起点处于最小值,并在谐振半个开关周期后达到最大值。需要说明的是,2 个变压器原边电流  $i_{p1}$ 和  $i_{p2}$ 在每半个开关周期的起点存在一段较为快速上升的过程,实际上这个过程对应的是模态 1,即  $L_r$ 与  $C_r$ 和  $Q_6$ 的寄生电容三者一起谐振,其中  $Q_6$ 的寄生电容远小于  $C_r$ ,导致模态 1 的谐振周期较小,因此存在一小段电流快速上升的现象,如附录 A 图 A8 所示。

如附录 A 图 A9 和图 A10 所示, 开关管 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 所需承受的最大阻断电压仅为输入电压的 1/2, 而且 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 都能很好地实现 ZCS 关断。同样由 于模态 1 的存在, Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 的电流起点有一个较为 快速上升的过程。根据图 3(b)所示的变换器模态 2 电流通路可知, 在谐振电流上升阶段, 流经 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 的电流是  $i_{p1}$  和  $i_{p2}$  两者之和, 所以其峰值比附 录 A 图 A7 中的  $i_{p1}$  峰值稍大一些。

附录 A 图 A11 给出了 Q<sub>5</sub> 的驱动波形、电压和 电流波形,可见,Q<sub>5</sub> 的峰值电压为 75 V,只有输入 电压的 1/4。另外,在开通 Q<sub>5</sub> 之前,其电压一直为 零,其电流也已下降为零。因此,Q<sub>5</sub> 实现了 ZVZCS 开通。因为 Q<sub>5</sub> 存在关断电流,所以拥有足够的能 量去完成 Q<sub>5</sub> 和 Q<sub>6</sub> 寄生电容的充放电,从而实现其 ZVS 关断,如附录 A 图 A12 所示。

实验平台的稳态轨迹如附录 A 图 A13 所示,每 个模态的结点从图中也是能够明显区分开来,正如 图 5 中所示。根据稳态轨迹图可以很清晰地判断出 变换器在不同参数下的关断电流和谐振电容电压大 小,二者分别对应图中的节点  $B_1$ 和  $A_2$ 。最后,给 出了实验平台的效率曲线,如附录 A 图 A14 所示。 本文所提出的变换器实际上是一个 LC 串联谐振变 换器,其电流峰值会随着负载的变轻而降低。另外, 变换器始终工作于电流断续模式,在轻载下也能轻 松实现基础 NPC 三电平的 ZCS,且由于峰值电流和 关断电流的减小,导通损耗和开关损耗同步下降,所 以变换器在轻载下也具有较高的传输效率。同时, 2个辅助开关管 Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>的占空比也会随着负载的 变轻而变小,也就是说,负载越轻,半导体器件的导 通时间越短,导致峰值电流和关断电流并非随负载 的变轻而等比例减小。因此,变换器传输效率会随 着负载的变轻而下降。虽然随着负载越来越轻,变 换器的传输效率有所下降,但在很宽的负载范围内, 变换器的转换效率都在96%以上。

#### 4 结语

本文提出了一种工作于电流断续模式的基于双 变压器的复合式谐振三电平变换器,主要包括基础 三电平电路和辅助电路两部分。通过合理设计主变 压器的升压比,基础三电平电路传输大部分功率。 只需对辅助电路部分采用斩波控制即可实现整个变 换器的功率和电压调节,彻底解放了基础三电平的 4个开关管,使得它们工作于固定占空比模式,控制 简单。同时,实现了开关管的零电流开通和关断,开 关损耗显著降低。将辅助变压器升压比设计得尽量 小,有助于降低所有开关管的峰值电流、两个控制开 关管的关断电流、谐振电压峰值、谐振电感值,既可 以进一步降低损耗,也便于谐振电容的选型和谐振 电感的设计。最后,通过实验验证了所提出的变换 器的优越性能,并证明了上述结论的正确性。

另外,目前大功率中高频变压器的设计并不成 熟,因此主变压器的优化设计有待进一步深入研究。

附录见本刊网络版(http://www.aeps-info. com/aeps/ch/index.aspx)。

# 参考文献

[1] 胡润青,刘建东.2017 年光伏发电市场回顾和展望[J].太阳能, 2018(1):14-18.

HU Runqing, LIU Jiandong. Review and prospect of photovoltaic power market in 2017[J]. Solar Energy, 2018(1): 14-18.

[2] 江道灼,郑欢.直流配电网研究现状与展望[J].电力系统自动 化,2012,36(8):98-104.

JIANG Daozhuo, ZHENG Huan. Research status and developing prospect of DC distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(8): 98-104.

[3] 王丹,柳依然,梁翔,等.直流配电网电压等级序列研究[J].电力 系统自动化,2015,39(9):19-25.

WANG Dan, LIU Yiran, LIANG Xiang, et al. DC distribution network voltage class series[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(9): 19-25.

 [4] 宋强,赵彪,刘文华,等.智能直流配电网研究综述[J].中国电机 工程学报,2013,33(25):9-19.
 SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. An overview of research on smart DC distribution power network[J].

Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19.

[5] 刘嘉彦,李勇,曹一家,等.考虑光伏利用效率的中低压配电网电 压抬升抑制方法[J].电力系统自动化,2018,42(15):171-177. DOI:10.7500/AEPS20170516006.

LIU Jiayan, LI Yong, CAO Yijia, et al. Suppression method of voltage rise in medium and low distribution networks considering utilization efficiency of photovoltaic power [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(15): 171-177. DOI: 10.7500/AEPS20170516006.

- [6] BOROYEVICH D, CVETKOVIC I, DONG Dong, et al. Future electronic power distribution systems: a contemplative view [C]// 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, May 20-22, 2010, Basov, Romania; 1369-1380.
- [7] KAKIGANO H, MIURA Y, ISE T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3066-3075.
- [8] MURA F, DE DONCKER R. Design aspects of a medium-voltage direct current (MVDC) grid for a university campus
   [C]// 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, May 30-June 3, 2011, Jeju, South Korea: 2359-2366.
- [9] 刘国伟,赵字明,袁志昌,等. 深圳柔性直流配电示范工程技术方 案研究[J]. 南方电网技术,2016,10(4):1-7. LIU Guowei, ZHAO Yuming, YUAN Zhichang, et al. Application framework of VSC medium-voltage DC distribution technology in Shenzhen power grid[J]. Southern Power System Technology, 2016, 10(4): 1-7.
- [10] 盛万兴,李蕊,李跃,等. 直流配电电压等级序列与典型网络架 构初探[J]. 中国电机工程学报,2016,36(13):3391-3403.
  SHENG Wanxing, LI Rui, LI Yue, et al. A preliminary study on voltage level sequence and typical network architecture of direct current distribution network [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3391-3403.
- [11] CHEN Wu, HUANG A Q, LI Chushan, et al. Analysis and comparison of medium voltage high power DC/DC converters for offshore wind energy systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 2014-2023.
- [12] NING Guangfu, CHEN Wu, SHU Liangcai, et al. Hybrid resonant ZVZCS PWM full-bridge converter for large photovoltaic parks connecting to MVDC grids [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1078-1090.
- [13] GKOUTIOUDI E, BAKAS P, MARINOPOULOS A. Comparison of PV systems with maximum DC voltage 1 000 V and 1 500 V[C]// IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), June 16-21, 2013, Tampa, USA: 2873-2878.
- [14] 张元媛,阮新波.多电平直流变换器中飞跨电容电压的一种控制策略[J].中国电机工程学报,2004,24(8):34-38.
  ZHANG Yuanyuan, RUAN Xinbo. A novel control strategy for the flying capacitor voltage of the multilevel converter[J].
  Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 34-38.
- [15] 郭裕群,周月宾,许建中,等. 适用于全桥型模块化多电平换流器的直流融冰装置控制策略[J]. 电力系统自动化,2017,41(5):106-113. DOI:10.7500/AEPS20160505008.
  GUO Yuqun, ZHOU Yuebin, XU Jianzhong, et al. Control strategies of DC ice-melting equipment for full-bridge modular multilevel converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(5): 106-113. DOI: 10.7500/AEPS 20160505008.
- [16] 程启明,李涛,张宇,等. 基于 Lyapunov 函数的 NPC 型三电平 SAPF 非线性控制策略[J]. 电力系统自动化,2018,42(11): 143-150. DOI:10.7500/AEPS20170929006.
   CHENG Qiming, LI Tao, ZHANG Yu, et al. Lyapunov

function based nonlinear control strategy of NPC-type threelevel shunt active power filter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(11): 143-150. DOI: 10.7500/ AEPS20170929006.

- [17] 刘计龙,肖飞,陈伟,等. 一种三电平全桥直流变换器新型控制 策略研究[J]. 中国电机工程学报,2014,34(33):5854-5860.
  LIU Jilong, XIAO Fei, CHEN Wei, et al. Research on a novel control scheme for three-level full-bridge converter[J].
  Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33): 5854-5860.
- [18] RUAN Xinbo, CHEN Zhiying, CHEN Wu. Zero-voltageswitching PWM hybrid full-bridge three-level converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 395-404.
- [19] YIN Zhijian, HU Jiefeng, CHUNG H S, et al. A ZCS-PWM voltage-driven three-level converter with a secondary-side simple soft-switching snubber [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7542-7552.
- [20] 余世瑶. 三电平 NPC 变换器中点电压波动抑制策略研究[D]. 北京:北京交通大学,2017.

YU Shiyao. Research on the control strategy of neutral point

voltage fluctuation in three-level neutral-point-clamped converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017.

- [21] NING Guangfu, CHEN Wu, SHU Liangcai, et al. A hybrid ZVZCS dual-transformer-based full-bridge converter operating in DCM for MVDC grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5162-5170.
- [22] NING Guangfu, CHEN Wu, SHU Liangcai, et al. A hybrid resonant ZVZCS three-level converter for MVDC-connected offshore wind power collection systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6633-6645.

潘志新(1974—),男,工程师,主要研究方向:智能配电 网规划、运行管理。E-mail: 571979785@qq.com

宁光富(1992—),男,通信作者,博士研究生,主要研究 方向:中压直流变换器及其软开关技术。E-mail: ningguangfu@163.com

袁 栋(1981—),男,工程师,主要研究方向:主动配 电网。

(编辑 蔡静雯)

## Dual Transformer Based Hybrid Resonant Three-level Converter with Zero-current Switching

PAN Zhixin<sup>1</sup>, NING Guangfu<sup>2</sup>, YUAN Dong<sup>1</sup>, FU Hui<sup>1</sup>, SUI Shunke<sup>3</sup>, Waqar Azeem SYED<sup>2</sup>

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co. Ltd., Nanjing 210024, China;

2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

3. NR Electric Co. Ltd., Nanjing 211106, China)

Abstract: A hybrid resonant three-level converter based on dual transformers is proposed, which is suitable for the access of distributed photovoltaic power to the medium voltage DC distribution network. The proposed converter can be obtained by adding an auxiliary circuit into the traditional neutral point clamped three-level circuit, achieving the basic three-level circuit operation with fixed duty cycle. The converter operates in a discontinuous current mode. The basic three-level circuit transits most of the power, and zero-current switching for the basic three-level circuit is realized in the full load range by pulse width modulation of the auxiliary circuit. As a result, the switching loss of the converter can be significantly reduced. This paper also discusses the effects of the ratio of auxiliary transformer and the resonant capacitance on the switch current, the peak value of resonant voltage and the value of resonant inductance. Then the parameter design principles are put forward. Finally, a prototype of  $300 \sim 1500 \text{ V/2 kW}$  is built to verify the performance of the proposed converter.

This work is supported by Key Demonstration Project of State Grid Corporation of China.

Key words: distributed photovoltaic; DC distribution network; dual transformer; three-level converter; zero-current switching (ZCS)

