

大功率直驱风电系统高效率变流器设计

曾翔君, 张宏韬, 李迎, 房鲁光, 杨旭

(西安交通大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710049)

Design of High-efficiency Converters for Large Direct-drive Wind Turbines

ZENG Xiangjun, ZHANG Hongtao, LI Ying, FANG Luguang, YANG Xu

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: The stator voltage of generator is usually 690 V for large MW direct-drive wind turbine so that the current rating is very high. As a result, the full-size converters are difficult to be designed and manufactured, moreover, the efficiency problem is considerable. This paper proposed a solution based on the multiphase permanent magnet synchronous generator (MPPMSG) with hybrid three-level full-size converters, which is thought as an alternative for the traditional three-phase PMSG with the shunted two-level converters and expected to offer better harmonic properties and efficiency. The paper discussed the parameter design of the different converters used in the proposed system. And the harmonics, efficiency and costs were compared with the traditional two-level system.

KEY WORDS: direct-drive wind turbine; full-size converter; three-level converter

摘要: 在兆瓦级直驱风电系统中, 发电机定子电压等级通常采用较低的 690 V, 而定子电流等级则很高, 给全功率变流器的设计和制造造成了困难, 特别是效率问题比较突出。提出一种基于直驱多相永磁同步发电机和三电平混合式变流器的技术方案, 用以替代传统的三相发电机和两电平变流器并联方案, 具有更好的谐波性能和效率。讨论不同变流器拓扑在方案中的应用及其参数设计方法, 并在谐波、效率和成本方面进行了比较。

关键词: 直驱风力机; 全功率变流器; 三电平变流器

0 引言

兆瓦级以上的风电机组是当前风力发电技术的主流, 目前单机功率已经达到 5 MW 以上, 并进一步向更高的等级发展, 以适应未来海上风电的要

求。直驱风电机组方案由于不需要变速箱, 可大大提高系统的效率, 缩短故障平均维护时间, 改善系统的可靠性^[1-2], 但是直驱方案需要全功率电力电子变流器来实现风力机的变速控制。

由于风力发电机的常规电压等级为 690 V(或 960 V), 这使得全功率变流器必须处理比较大的定子电流, 不仅造成滤波电抗等无源元件体积庞大, 同时引起效率的问题也非常突出。为了降低功率半导体器件和无源元件的开销, 常规的解决方案是采用传统的两电平(two level, 2L)变流器并联来分摊容量^[3]。本文提出一种基于多相永磁同步发电机(multiphase permanent magnet synchronous generator, MPPMSG)和三电平(three level, 3L)混合式全功率变流器的直驱风电系统方案。这种方案通过 3L 变流器串联和并联组合替代常规的 2L 变流器并联方案。串联组合可以提高直流母线电压等级, 使 3L 逆变器工作于中压范围; 并联组合则能够克服 3L 变流器电容中点电压脉动。更重要的是该方案可以实现较高的变换效率和谐波性能。本文将详细讨论不同拓扑结构的 3L 变流器在所提方案中的应用及参数设计方法, 并在此基础上对其谐波、损耗特性及成本与传统的三相发电机和 2L 变流器并联方案进行比较。

1 基于多相永磁同步发电机和 3L 混合式全功率变流器的风电系统结构

本文提出的基于 MPPMSG 和 3L 混合式背靠背变流器的系统结构示意图如图 1 所示。图示系统具有以下几个特点: 1) 直接通过永磁同步发电机的多相绕组设计产生多组隔离三相电源, 不仅可以简化变流器的并联, 克服零序环流, 也能够实现变流器的串联^[3-5]。2) 发电机为六相电机, 但是每相都

基金项目: 台达电力电子科教发展计划资助。

Supported by Power Electronics Science and Education Development Program of Delta Environmental & Educational Foundation.

包括一对空间相差为 180° 的反向绕组(图 1 中分别标注为 0° 和 180°, 30° 和 210°)。4 个隔离的三相绕组分别连接 Vienna 整流器, 其中反向绕组被用于 2 个 Vienna 整流器并联, 以消除电容中点电压脉动。3) 发电机的定子漏抗可直接被用作 Vienna 整流器的 Boost 电感。4) 直流母线电压通过 Vienna 整流器串联被提高到中压范围, 并网逆变器采用 2 组 3L 变流器并联。提高母线电压可以充分利用 3L 变流器在中压范围的应用优势, 一方面降低输出变流器的电流等级, 另一方面减少滤波器的数量。从输出容量上考虑, 一组中压 3L 变流器相当于 2 组低压 2L 变流器并联。5) 电网侧升压变压器也设计成多相, 低压侧 2 组隔离的三相绕组互为反相。通过隔离绕组实现 3L 变流器并联, 可以消除并联环流, 反相设计则能够自动抵消直流母线中点电压的脉动。图 2 为 2L 变流器和常用的 3L 变流器一个支路的拓扑

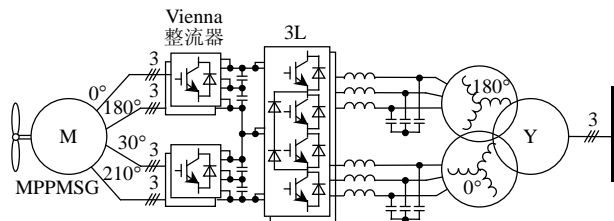


图 1 多相 PMSG 和三电平混合式全功率变流器风电技术方案

Fig. 1 Proposal of multiphase PMSG with hybrid three-level full-size converters for wind turbine

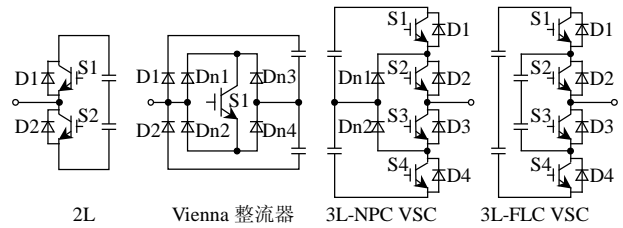


图 2 2L 和 3L 变流器一个支路的拓扑原理

Fig. 2 Topologies of one leg of 2L and 3L VSC

的拓扑结构原理图, 其中包括 Vienna 整流器、电容中点二极管钳位变流器 (three-level neutral-point-clamped voltage source converter, 3L-NPC VSC) 和飞跨电容三电平变流器 (three-level flying-capacitor voltage source converter, 3L-FLC VSC)^[6]。

2 不同变流器拓扑半导体功率器件的选择

为了将图 1 的技术方案与传统三相发电机和多组 2L 变流器并联的方案进行比较, 本文针对一个 2.5 MW 的风电系统展开研究。根据传统的技术方案, 一个 2.5 MW/690 V 的直驱风电系统可以采用 4 组 2L 整流器和 4 组 2L 逆变器并联来实现, 它们公用中间的直流环节, 因此每组变流器的额定相电流为 523 A。如果采用图 1 的技术方案, 每组 Vienna 整流器和 3L-NPC VSC (或者 3L-FLC VSC) 逆变器的相电流也是 523 A。表 1 给出了 2 种技术方案下功率半导体器件的等级。

表 1 各种拓扑结构 IGBT 和 diode 的选择

Tab. 1 Selection of IGBT and diode for different converters

拓扑结构	变流器	拓扑类型	变流器组数	直流母线电压/V	实际承压/V	IGBT 模块数量	diode 模块数量	器件等级/(kV/kA)	总安装容量/MVA
2L 并联	整流器	2L	4	1 000	1 000	24	0	1.7/1.2	97.92
	逆变器	2L	4	1 000	1 000	24	0	1.7/1.2	97.92
	整流器	Vienna	4	1 000	500	12	36	1.2/1.2	120.96
3L 混合	逆变器	NPC	2	2 000	1 000	24	6	1.7/1.2	122.40
	逆变器	FLC	2	2 000	1 000	24	0	1.7/1.2	97.92

注: IGBT 模块包含一只 IGBT 和一只反并联快速恢复二极管; diode 模块包含 2 只二极管, 连接为半桥结构。

表 1 中, 半导体安装容量定义为 $S_i = \sum U_n I_n$, 其中 U_n 和 I_n 分别为功率半导体器件的标称耐压和标称电流。采用本文提出的方案, 虽然半导体总的安装容量仍然比较大 (二极管模块数量较多), 但是 IGBT 的安装容量大大下降了。

3 变流器的调制方式及电容电压平衡控制

变流器的性能与其采用的调制方式具有很大的关系, 空间矢量调制 (space vector modulation, SVM) 能够实现较高的直流母线电压利用率和优良的谐波性能。文献 [7-11] 对 Vienna 和 3L-NPC 变流器的标准 SVM 调制方式进行了阐述, Vienna 变流

器本质上是单极性的二极管中点钳位 3L VSC, 因此两种变流器调制方法非常相似。3L-FLC VSC 的 SVM 调制方式与 3L-NPC 完全相同, 区别在于其控制飞跨电容电压平衡的方式与 3L-NPC 控制直流母线电容中点电压平衡的方式不同。

在低压大功率风电变换系统中使用 3L-NPC VSC, 需要解决大电流条件下变流器电容电压平衡的问题。造成不平衡的因素包括风能波动和变流器的不理想特性引起的电容电压缓慢漂移, 也包括电容电压 3 倍基波频率的脉动。采用图 1 的技术方案, 电容电压的漂移需要一个电压闭环, 通过控制标准 SVM 调制器 7 段开关矢量序列中冗余矢量的占空

比, 向电容中点注入一个直流电流来抑制^[12]; 而 3 倍基波频率的电压脉动则能通过变流器反相并联被自动抵消, 无需采用任何复杂的调制策略^[13-17]。

3L-FLC VSC 的飞跨电容平衡控制采用 on-off 控制策略, 其思想是通过检测飞跨电容电压偏离 $U_{dc}/2$ (U_{dc} 为直流母线电压) 的方向, 在标准 SVM 调制器的 7 段开关矢量序列中动态选择冗余矢量来抑制电容电压的偏离。采用 on-off 策略控制飞跨电容的电压平衡没有稳定性的问题, 而且对于 3L-FLC VSC 也不影响生成的 PWM 波的谐波性能^[18]。

4 直流电容的设计和比较

2L 和 3L VSC 的直流电容(包括直流母线电容和 3L-FLC 的飞跨电容)主要根据开关频率纹波电压峰值的要求来进行设计。对于 Vienna 和 3L-NPC 变流器, 由于图 1 方案通过变流器反相并联自动消除了直流母线电容中点电压的低频脉动, 因此其电容值也可通过开关频率纹波电压来设计。

直流电容的开关频率电压纹波取决于相电流大小、调制度、负载功率因数以及开关频率, 当然还与并联的变流器组数相关。直流电容 C_{DC} 与上述各种因素的关系可表述为

$$C_{DC} = \frac{MKI_{ph,peak}}{\Delta U_{max} f_{sw}} \quad (1)$$

式中 $I_{ph,peak}$ 为相电流峰值; f_{sw} 为开关频率; ΔU_{max} 为允许的纹波电压峰值; M 为变流器并联组数; K 为归一化的系数, 反映了调制度和功率因数的影响, 可以通过平均值等效模型来计算。 K 的解析表达式非常复杂, 本文给出了数值计算结果, 并将其绘制成曲面图, 如图 3 所示。

从图 3 可以看到, 在同样的相电流和开关频率条件下, 2L 和 3L VSC 直流母线电容的开关频率纹波电压峰值在负载相角为 90° 附近时取得最大值, 而且其最大值非常接近, 因此, 两种变流器在直流母线电容的容量设计上是一样的。但是, 在同样的条件下, 3L-FLC 飞跨电容的最大纹波电压峰值则是直流母线电容最大纹波电压峰值的 4 倍, 这导致 3L-FLC 需要数量较多而且容量较大的直流电容。

Vienna 整流器是单极性的二极管中点钳位式 3L 变流器, 其相电压和相电流之间只允许一个有限的相位差, 且该相位差还取决于调制度的大小。式(2)给出了 Vienna 整流器调制度 m 与最大相位差 γ 之间的关系(即边界条件)。

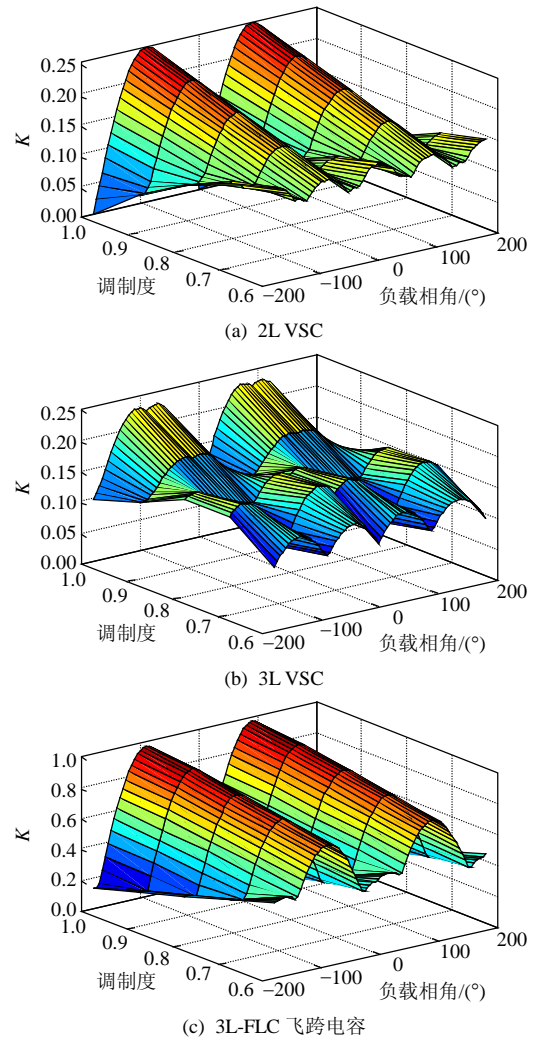


图 3 直流电压脉动系数 K 与调制度及相角的关系
Fig. 3 Ripple voltage coefficient K of DC bus capacitor and fly capacitor at different modulation and phase angle

$$\begin{cases} |\gamma| = 30^\circ, & 0 < m \leq 0.577 \\ m = \frac{1}{2\sin(\pi/6 + |\gamma|)}, & 0.577 < m \leq 1 \end{cases} \quad (2)$$

根据上述边界条件可知, 当调制度 m 在 $0.577 \sim 1$ 之间时, 随着调制度的增加, 允许的最大相差 γ 是不断减小的, 当 $m=1$ 时, $\gamma=0$ 。可见, 为了最大化利用直流母线电压, Vienna 整流器只能工作于功率因数为 1 的条件下。

5 电网侧 LC 滤波器的设计和比较

并网的风电变流器必须满足严格的电力系统谐波标准 IEEE 519—1999, 为此 LC 滤波器通常被用于滤除开关频率附近及其倍数次的谐波。在大功率低压风电系统中, LC 滤波器的体积和成本在整个变流器中的比重较大。另外, 由于电流比较大, 滤波电抗上的基波压降也是一个不能忽视的问题,

因为它将使变流器的直流母线电压升高。为了解决这个问题,一方面要减小滤波电感参数,另一方面则需要降低电感电流。图1的方案通过提高输出电压等级来降低电流,一台中压3L逆变器的容量相当于2台低压2L逆变器并联,而滤波电感的数量减少一半,更重要的是,3L逆变器还具有更优越的谐波性能。

表2给出了不同调制度下2L和3L VSC理想PWM波形的电压谐波畸变率 η_{THD} 和电流谐波畸变率 η_{WTHD} 的比较。 η_{WTHD} 为电压谐波作用在电感负载上产生的电流谐波畸变率,定义为 $\eta_{\text{WTHD}} = \sqrt{\sum (U_n/n)^2} / U_1$, $n \neq 1$, 式中 U_1 为基波幅值, n 为谐波次数。从表2中的数据可以看到,3L VSC的电压谐波和电流谐波都仅相当于2L VSC的50%。

表2 不同调制度下2L和3L变流器的谐波比较
Tab. 2 Harmonics comparison of 2L and 3L VSC at different modulation index

调制度 m	$\eta_{\text{THD}}/\%$		$\eta_{\text{WTHD}}/\%$	
	2L VSC	3L VSC	2L VSC	3L VSC
1	52.47	27.39	1.09	0.51
0.8	77.19	38.63	1.16	0.51
0.6	106.10	44.99	1.39	0.53
0.4	147.60	77.01	1.78	0.95

LC滤波器的电感参数主要根据流过电感的纹波电流峰值的要求进行设计,纹波电流不仅影响电抗器的损耗,与基波电流叠加还会导致电抗器饱和。2L VSC滤波电抗的纹波电流峰值与可选择的滤波电感 L_f 的关系^[19]为

$$L_f \geq \frac{U_{\text{ll}} / \sqrt{3}}{2\sqrt{6}f_{\text{sw}} i_{\text{ripple,peak}}} = \frac{U_{\text{dc}}}{12f_{\text{sw}} i_{\text{ripple}}} \quad (3)$$

式中: U_{ll} 为滤波器输出线电压有效值; $i_{\text{ripple,peak}}$ 为电感纹波电流峰值。由于3L VSC的电流谐波与2L VSC相比下降大约50%,因此其纹波电流峰值也将大幅下降。3L VSC滤波电感纹波电流峰值与直流母线电压 U_{dc} 及调制度 m 之间的关系,本文根据变流器平均值模型进行了推导,得到

$$i_{\text{ripple}} = \frac{U_{\text{dc}}}{3L_f f_{\text{sw}}} \cdot \begin{cases} -\frac{9}{8}m^2 + \frac{5}{8}m, & 0 < m \leq 0.444 \\ 0.1226m + 0.0012, & 0.444 < m \leq 0.5 \\ -0.12m + 0.1225, & 0.5 < m \leq 0.556 \\ -\frac{9}{8}m^2 + \frac{13}{8}m - \frac{1}{2}, & 0.566 < m \leq 0.8357 \\ 0.2609m - 0.1457, & 0.8357 < m \leq 1 \end{cases} \quad (4)$$

图4给出了在同样的条件($m=0.8$, $L_f=0.5$ mH, $C_f=200$ μF , $U_{\text{dc}}=1.1$ kV, $f_{\text{sw}}=1.8$ kHz, 阻性负载为3 Ω)下,2L和3L VSC滤波电感的电流波形。可见,3L VSC的电流谐波畸变率(22.8%)比2L VSC电流谐波畸变率(9.27%)下降了大约50%,而其纹波电流峰值也大大低于2L VSC。因此,在同样的纹波电流要求下,如果直流母线电压相同,则3L VSC的滤波电感值至少比2L VSC下降一半。

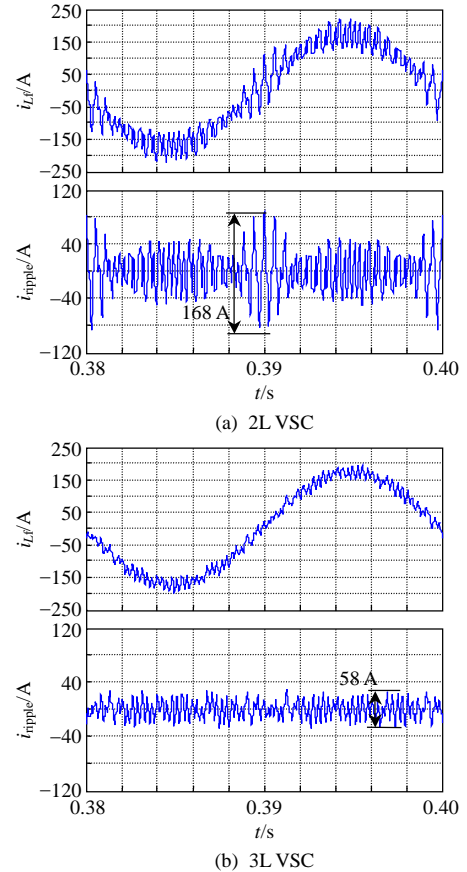


图4 2L和3L VSC滤波电感电流的比较

Fig. 4 Comparison of ripple current through the filter inductor for 2L and 3L converters

LC滤波器的滤波电容 C_f 可以通过谐振频率 f_{res} 的配置来确定。通常 f_{res} 选择在开关频率 f_{sw} 的1/2处。LC滤波器的谐振频率表达式为

$$f_{\text{res}} = \frac{\sqrt{L_f + L_m}}{2\pi\sqrt{C_f L_f L_m}} \quad (5)$$

式中 L_m 为升压变压器和电网的等效串联电感。

6 不同变流器拓扑的损耗分析和比较

对于本文研究的2.5 MW系统,根据表1中半导体器件的等级,Vienna整流器可选择商用IGBT模块FZ1200R12KL4C和同等级的快速恢复二极管(fast rectifier diode, FRD)作为分析对象;2L、

3L-NPC 及 3L-FLC 选择 IGBT 模块 FZ1200R17KE3 和同等级的 FRD 为分析对象。损耗的理论计算方法如下：首先对理想开关电路进行时域仿真，获得开关上电压和电流的波形；然后根据实际物理器件的损耗曲线来计算整个变流器的损耗。分别选择 125 °C 时各模块 IGBT 和 FRD 的通态和开关损耗特性曲线，在相同的开关频率 $f_{sw} = 18 \text{ kHz}$ 和额定功率 $P_o = 2.5 \text{ MW}$ 下计算不同变流器拓扑下的损耗分布，结果如图 5 所示，其中功率因数 $\lambda_{PF} = 1$ 。

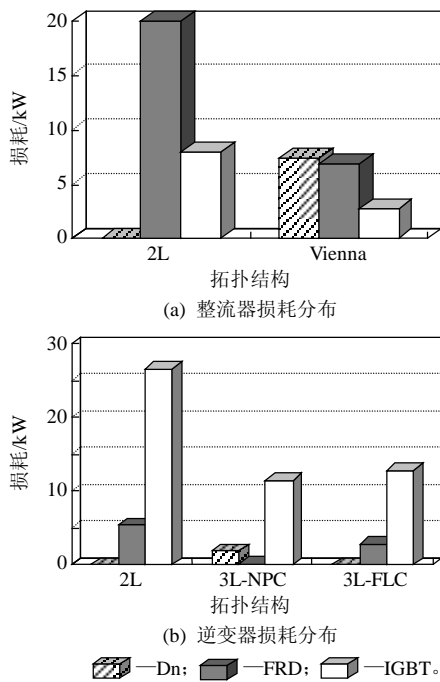


图 5 不同变流器的损耗分布
Fig. 5 Power loss distribution for different converters

从图 5(a)可以看出，整流器的主要损耗是由二极管产生的；Vienna 整流器的 4 个钳位二极管 Dn1~Dn4(如图 2)没有反向恢复损耗，但是其通态损耗在整个变流器的总损耗中占有很高的比例，因此在实际应用中应该选择低通态压降的整流二极管，而不是快恢复二极管，例如选择 MDC1000-1800。从图 5(b)可以看到，当功率因数 $\lambda_{PF} = 1$ 时，逆变器中 IGBT 的损耗所占比重最高，二极管的损耗很小；另外，比较两种情况也可以看到，3L-NPC 和 3L-FLC 的损耗均大大小于 2L 变流器。

图 6 为不同输入功率和开关频率下，传统 2L 变流器并联方案与本文所提 3L 变流器混合连接方案中整流器和逆变器部分总损耗的变化曲线。可见，3L 混合式变流器比同样容量下并联 2L 变流器拥有更高的效率，损耗几乎可以降低 50%。随着功率等级的提高，这种效应也更加明显。另外，2L

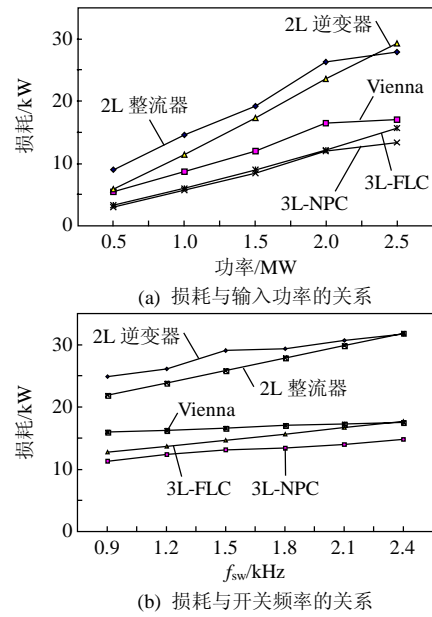


图 6 不同变流器损耗的比较

Fig. 6 Power loss comparison of different converters

变流器的损耗受开关频率的影响更大，即随着开关频率的提高，2L 变流器的损耗增加的更快，这说明 2L 变流器不能工作在较高的开关频率下。既然提高开关频率可有效降低 LC 滤波器的体积和成本，所以 3L 变流器拥有 2L 变流器无法比拟的优势。

7 变流器损耗的实验验证

为了对损耗模型和仿真结果进行验证，本文搭建了一个 3L-NPC 和 2L 逆变器实验平台，在阻性负载条件($\lambda_{PF} = 1$)下，对其损耗特性进行研究和比较。

图 7 为 3L-NPC 和 2L 输出的线电压 PWM 波和

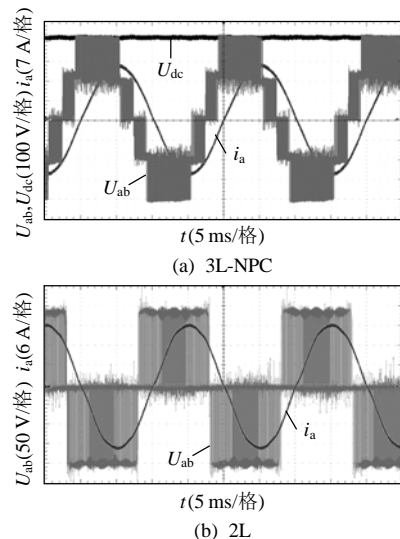


图 7 3L-NPC 和 2L 实验波形
Fig. 7 Experimental waveform of 3L-NPC and 2L inverter

相电流实验波形。实验中 3L-NPC 和 2L 均采用标准 SVM 调制方式, 调制度为 0.95。3L-NPC 驱动 $10.6\ \Omega$ 阻性负载, 直流母线电压为 400 V, 相电流有效值为 14 A; 2L 驱动 $5.3\ \Omega$ 阻性负载, 直流母线电压为 200 V, 相电流为 12.7 A。实验中采用同一个 LC 滤波器, 其中电抗器为空心电感, $L=2\ \text{mH}$, $R=0.22\ \Omega$, 变流器开关频率均为 10 kHz。这样, 实验中 3L-NPC 的输出功率为 2L 的 2 倍, 其母线电压也是 2L 的 2 倍。

为了对变流器的损耗分布进行测量, 实验采用 Tektronix DPO7254 示波器(2.5 G 带宽)、电流探头 TCP0030(120 M 带宽, 30 A)和电压差分探头 T5205(100 M 带宽, 1.3 kV)对一个工频周期进行录波, 并计算开关损耗和通态损耗。由于 DSO7254 具有 40 M 存储深度(每个通道 10 M), 因此可在采样频率为 500 MHz 时对一个工频周期进行录波, 这充分保证了每个开关瞬态具有良好的分辨率。另外, 实验中还采用 HIOKI 3196 电能质量分析仪对交流侧功率(整流器的交流输入及电阻负载)进行测量, 其结果用于和示波器测量结果进行比对。实验中, IGBT 模块采用 CM75DY-24H(75 A/1 200 V), 3L-NPC 的钳位二极管采用 RM50DA-24F 模块(50 A/1 200 V), 三相整流桥采用 PT200S12C 模块(200 A/1 200 V)。图 8 给出了损耗测量的结果。

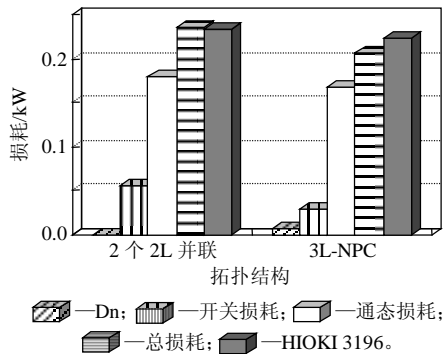


图 8 实验测量的损耗分布

Fig. 8 Measured power loss distribution

对图 8 分析可知, 由于 IGBT 模块的通态损耗比例非常高, 因此 3L-NPC 在低压下与 2L 并联相比优势不明显, 损耗仅降低约 10%。但是, IGBT 模块的开关损耗, 2L 几乎为 3L-NPC 的 2 倍, 这证明 3L 变流器与 2L 变流器相比, 在开关损耗方面具有很大优势, 3L 变流器可以工作在更高的开关频率下。图 8 也表明, 采用 DSO7254 测量和计算的损耗与 HIOKI 3196 测量的损耗(减去整流桥和电抗器中的电阻损耗)结果相近, 这说明本文所作的理论分

析是成立的, 即大功率条件下, 3L 变流器比 2L 变流器具有更高的效率, 但是前提条件是在整个损耗分布中, 变流器通态损耗的比重应该比较低, 这就需要选择低导通压降的 IGBT 模块和 FRD 模块。

8 不同方案的成本比较

根据本文提出的设计方法, 表 3 中给出了在 2.5 MW 系统中采用 3L 混合式变流器方案以及传统 2L 变流器并联方案时, 变流器的设计参数及大致成本, 其中相电流为 523 A。设计条件为: 1) 滤波电感谐波电流小于相电流峰值的 10%; 2) 直流电容电压脉动峰峰值小于 5%; 3) 电网短路容量 $S=20\ \text{pu}$, $X_0/R_0=2.0$, 升压变压器漏抗为 $0.058\ \text{pu}$ 。半导体器件的成本通过其商业价格来计算, 无源元件的成本按照商业报价来计算(Vienna 整流器的钳位二极管选用整流二极管模块 MDC1000-1800, FRD 模块), 表 4 给出了主要器件的价格。

表 3 690 V/2.5 MW 两种技术方案的成本比较

Tab. 3 Cost comparison of different solutions of 690 V/2.5 MW

发电机	三相 PMSG		6 相 12 绕组 PMSG		
	2L 并联		3L 混合		
	整流器	逆变器	整流器	逆变器	逆变器
拓朴类型	2L	2L	Vienna	3L-NPC	3L-FLC
变流器组	4	4	4	2	2
开关频率/kHz	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8
AC 侧额定线电压/V	690	690	690	1 380	1 380
直流母线电压/kV	1	1	1	2	2
滤波电感/mH	12×0.2	12×0.2	—	6×0.2	6×0.2mH
三相滤波电容组/ μF	—	4×220	—	2×260	2×260
连接形式	—	Δ 形	—	Y形	Y形
交流耐压/V	—	690	—	800	800
直流电容/ μF	8 200	—	4×8 200	—	6×8 200
DC 耐压及连接形式	1 200 V	—	600 V 串联	—	1 200 V
半导体器件成本/万元	9.84	9.84	11.4	12.12	9.84
无源元件成本/万元	4.26	5.22	1.76	3.57	9.39
总成本/万元	14.10	15.06	13.16	15.69	19.23

表 4 主要元件的价格依据

Tab. 4 Prices of main modules and elements

器件型号	规格	价格
FZ1200R12KL4C	IGBT 模块, 1 200 A/1 200 V	3 200 元/只
FZ1200R17KE3	IGBT 模块, 1 200 A/1 700 V	4 100 元/只
MDC1000-1800	整流半桥, 1 000 A/1 800 V	1 250 元/只
DFM1200FXM18	FRD 模块, 1 200 A/1 800 V	3 800 元/只
SHC-1200-2400	直流电容, 1 200 V/2 400 μF	3 300 元/只
SHC-600-8200	直流电容, 600 V/8 200 μF	4 400 元/只
SMF-690-3×220(Δ)	交流电容, 690 V/220 μF	5 700 元/组
SME-800-3×290(Y)	交流电容, 1 380 V/290 μF	10 500 元/组
滤波电抗器	0.2 mH/500 A	2 450 元/台

虽然 FRD 制造工艺和难度要远小于 IGBT 模块, 但是其价格相比 IGBT 模块却并不低(如表 4 所

示), 这导致整个 3L 变流器的半导体成本还是有些偏高。从表 3 中数据可知, 对于本文提出的方案, 采用 Vienna+3L-NPC 组合, 其成本与传统 2L 并联方案大致相当; 而采用 Vienna+3L-FLC 组合, 其成本比传统方案高 11%, 这是因为 3L-FLC 的电容成本比较高。

9 结论

通过本文的分析、设计和比较, 在大功率直驱风电系统中采用多相永磁同步发电机和三电平混合式全功率变流器可以实现高效率的电能变换。与传统的两电平并联方案相比较, 其半导体器件损耗可以降低 50%, 而由于滤波电抗的数目也大大减少, 故滤波电抗的损耗也大大降低。又因为两种变流方案的成本接近, 因此随着风力机功率等级的不断提高, 特别是在 2.5 MW 以上的系统中, 三电平混合式变流器替代两电平变流器并联将是具有非常前景的。

参考文献

- [1] Tavnet P J, Van Bussel G J W, Spinato F. Machine and converter reliabilities in wind turbines[C]//The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Dublin, Ireland: IEEE, 2006: 127-130.
- [2] Bang D, Under H P, Shrestha G, et al. Promising direct-drive generator system for large wind turbines[C]//EPE-WECS 2008. Delft, Netherlands: IEEE, 2008: 1-10.
- [3] Hu Weihao, Wang Yue, Yao Weizheng, et al. Modeling and control of zero-sequence current in multiple grid connected converter[C]//Power Electronics Specialists Conference. Island of Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 2064-2069.
- [4] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(13): 62-67.
Zhang Yu, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. The research of zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 62-67(in Chinese).
- [5] 杨勇, 阮毅, 汤燕燕, 等. 风力发电中并网逆变器并联运行环流分析与控制[J]. 高电压技术, 2009, 43(8): 2012-2018.
Yang Yong, Ruan Yi, Tang Yanyan, et al. The analysis and control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2009, 43(8): 2012-2018(in Chinese).
- [6] Krug D, Bernet S, Dieckerhoff S. Comparison of state-of-the-art voltage source converter topologies for medium voltage applications [C]//Industry Applications Conference. Salt Lake City, USA: IEEE, 2003: 168-175.
- [7] Teichmann R, Malinowski M, Bernet S. Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 471-481.
- [8] Viitanen T, Tuusa H. Space vector modulation and control of an unidirectional three-phase/level/switch Vienna I rectifier with LCL-type AC filter[C]//Power Electronics Specialist Conference. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003: 1063-1068.
- [9] Alahuhtala J, Virtakoivu J, Viitanen T, et al. Space vector modulated and vector controlled Vienna I rectifier with active filter function[C]//Power Conversion Conference. Nagoya, Japan: IEEE, 2007: 62-68.
- [10] Shivaleelavathi B G, Shivakumar E G. Optimal SVPWM signal generation for three level inverters[C]//IEEE International Advance Computing Conference. Patiala, India: IEEE, 2009: 1362-1368.
- [11] Beig A R, Narayanan G, Ranganathan V T. Space vector based synchronized PWM algorithm for three level voltage source inverters: principles and application to V/f drives[C]//IEEE Industrial Electronics Conference. Sevilla, Spain: IEEE, 2002: 1249-1254.
- [12] Yazdani A, Irvani R. A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1105-1114.
- [13] Song Q, Liu W, Yu Q, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters using analytically injected zero sequence voltage[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Florida, USA: IEEE, 2003: 228-233.
- [14] Celanovic N, Boroyevich D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.
- [15] 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, 24(5): 57-62.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. A neutral point potential balancing algorithm for three level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 57-62(in Chinese).
- [16] Bendre A, Venkataramanan G. Radial state space vector modulation-a new space vector technique for reducing DC link capacitor harmonic currents in three level converters[C]//Industry Applications Conference. Salt Lake City, USA: IEEE, 2003: 684-691.
- [17] 宋文祥, 陈国呈. 基于矢量合成的三电平空间电压矢量调制方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 91-96.
Song Wenxiang, Chen Guocheng. A space vector modulation method of three-level NPC inverter based on synthesizing vectors concept[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(10): 91-96(in Chinese).
- [18] Zeng X J, Chen Z, Blaabjerg F. Design and comparison of full-size converters for large variable-speed wind turbines[C]//12th European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg, Denmark: IEEE, 2007: 1-10.
- [19] Ponnaluri S, Brickwedde A. Generalized system design of active filters[C]//Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, Canada: IEEE, 2001: 1414-1419.



曾翔君

收稿日期: 2010-05-06。

作者简介:

曾翔君(1976), 博士, 讲师, 主要研究方向为电力电子集成技术和风力发电技术, zengxj@mail.xjtu.edu.cn;

杨旭(1972), 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术、新能源技术。

(责任编辑 张玉荣)