

兆瓦级全功率风电并网变流器功率组件设计

杨捷¹, 金新民¹, 吴学智¹, 梁小广², 宋高升², 尹靖元¹

(1. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044;

2. 三菱电机机电(上海)有限公司, 上海 200245)

摘要: 在考虑交流电流纹波的基础上, 提出了一种估算精度高的功率损耗简单分析方法; 直流电容温升与电容电流纹波密切相关, 考虑功率组件间杂散参数对电容纹波电流分布的影响, 提出了一种分析电容纹波电流的简单方法。最后, 设计了包含功率器件、散热器、直流电容、电流传感器等器件的 1 MW 标准功率组件, 并对所设计的功率组件进行了全面的测试。测试结果验证了所提出功率损耗估算方法和直流电容纹波分析的有效性, 可满足兆瓦级全功率风电变流器的设计要求。

关键词: 风电; 变流器; 功率组件; 功率损耗估算; 直流电容纹波电流; 测试; 兆瓦级; 设计

中图分类号: TM 464; TM 614

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.004

0 引言

风能不仅可以缓解能源危机, 还可以抑制环境的恶化, 因此受到世界各国的广泛关注^[1-5]。全球风电产业 2012 年新增风电装机容量达 44 800 MW, 使全球累计风电装机容量达到 282 500 MW。在全球经济的大背景下, 风电成为可再生能源发电技术的首选^[6]。变流器是风电机组的重要组成部分, 目前主流变流器分为双馈变流器和全功率变流器。全功率变流器能实现风机与电网的完全隔离, 因此能够实现更大范围的最大功率点跟踪, 故障穿越能力也更强。如今, 全功率变流器已经成为大功率风电变流器发展的主要趋势^[7-11]。

与小功率变流器一体化结构设计不同, 鉴于散热、维护等因素, 大功率兆瓦级变流器主要采用模块

化功率组件结构设计。功率组件是兆瓦级全功率变流器的重要组成部分, 功率组件设计水平直接决定了变流器的性能。影响功率组件可靠性和寿命的主要因素包括功率器件的温升与直流侧滤波电容的温升。器件损耗估算方法一直是变流器设计的难点问题。已有很多文献对器件功率损耗进行研究。文献[12-17]对器件每个阶段的工作状态进行了深入的分析, 模拟器件特性搭建了器件的物理模型以及损耗模型, 这种方法精确度高, 但是要求用户清楚器件内部结构和工作特性, 且模型参数确定过程非常复杂, 不容易被应用到实际工程中; 指数方法^[18-20]是将损耗表示成交流电流指数形式, 计算速度比物理模型快, 但计算前需要大量测试数据; 文献[20-22]充分利用器件手册数据, 采取线性化方法计算器件损耗, 使用方便简单, 但只适用于交流电流纹波小的情况。针对上述问题, 本文在考虑交流电流纹波的基础上, 提出一种高精度功率器件损耗计算方法, 该方法只需器件手册即可实现损耗估算, 适用于实际工程应用。

收稿日期: 2012-11-29; 修回日期: 2013-08-14

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2011-AA05A306)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2011-AA05A306)

Multi-peak MPPT based on analog locating circuit

GE Junjie, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, HU Xianlai

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment,
Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: A method of multi-peak MPPT (Maximum Power Point Tracking) is proposed for power generation system with photovoltaic modules partially shaded or of different characteristics, which, in hardware, applies the analog locating circuit to accurately and quickly find the globally maximum power point under the conditions of multiple peaks and, in software, chooses the relevant control algorithms to maintain it stable by tracking and adjustment for the maximum power output of photovoltaic power generation system. Compared with the conventional method of power curve scanning, the proposed method avoids the use of high-speed AD conversion circuit, resulting in slight disturb to following control circuits and little impact on system efficiency. Simulative and experimental results show that it is stable, reliable and easy to implement.

Key words: photovoltaic; electric power generation; analog locating circuit; multi-peak; MPPT

传统直流电容选型方法只从直流电压稳定性与跟随性能^[23-24]出发,并未考虑电容的纹波电流。实际上直流电容温升与直流侧纹波电流密切相关,纹波电流过高将导致电容发热甚至损坏,影响功率组件的可靠性。文献[25-28]已对直流侧纹波电流进行了深入的研究,但是没有考虑功率组件间连接的杂散参数对各组件直流电容纹波的影响,并不适用于采用功率组件结构的兆瓦级全功率风电并网变流器。本文在考虑功率组件间杂散参数对直流电容纹波电流的影响后,提出一种分析电容纹波的简化方法,为直流电容的选型提供了更全面的依据。

最后,为验证所提方法适用于兆瓦级全功率风电并网变流器的功率组件设计,本文据此设计了包含功率器件、散热器、直流电容、电流传感器等器件的 1 MW 标准功率组件,并对所设计的功率组件进行了全面的测试。测试结果表明所提计算方法的正确性,可满足兆瓦级风电变流器的设计要求。

1 器件的损耗计算

1.1 器件损耗分析及计算方法

精确估算器件损耗对散热系统的设计具有重要的指导意义。由于文献[20-22]提出的线性方法简单易用,被广泛应用到工程中。这种方法计算时认为每个开关周期交流电流不变,但实际由于开关频率次纹波的存在,开通关断时的估算值与实际值存在误差,交流电流纹波越大,估算精度越低。因此本文在拟合过程中将考虑交流电流纹波对器件开关损耗的影响,提出一种精度较高的损耗估算方法。

器件 S 运行时功率损耗主要包括通态损耗 $P_{\text{on-s}}$ 和开关损耗 P_{sw} 2 个部分。

1.1.1 通态损耗 $P_{\text{on-s}}$

利用器件手册中器件端压降 U_s 与电流 I_s 关系曲线,可以将器件电压、电流进行线性拟合,表达式为:

$$U_s = r_s I_s + U_{s0}$$

其中, r_s 、 U_{s0} 分别为器件正向导通电阻和擎住电压。

设器件 S 在一个基波周期 T_0 内导通区间为 $[t_1, t_2]$, 式(1)为器件通态损耗的表达式。

$$P_{\text{on-s}} = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} (U_{s0} + I_s(t)r_s)I_s(t)D dt \quad (1)$$

其中,占空比 D 是关于调制比 M 和时间 t 的函数。

1.1.2 开关损耗 P_{sw}

器件手册给出了特定条件下的单个脉冲损失的能量,包括 IGBT 开通损耗的能量 $E_{\text{on,nor}}$ 、IGBT 关断损耗的能量 $E_{\text{off,nor}}$ 以及二极管的反向恢复损耗的能量 $E_{\text{rr,nor}}$ 。在结温和驱动电阻相同的情况下,开关损耗的能量与器件电压、电流基本呈线性关系,因此可

以得到单个脉冲损耗能量的一般表达如式(2)所示。

$$\begin{cases} E_{\text{on}} = \frac{I_{\text{on}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} E_{\text{on,nor}} \\ E_{\text{off}} = \frac{I_{\text{off}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} E_{\text{off,nor}} \\ E_{\text{rr}} = \frac{I_{\text{rr}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} E_{\text{rr,nor}} \end{cases} \quad (2)$$

其中, I_{on} 、 I_{off} 、 I_{rr} 分别为 IGBT 开通、关断和二极管反向恢复时刻对应的电流值, U_{dc} 为直流电压, I_{nor} 、 $U_{\text{dc,nor}}$ 分别为特定条件下对应的电流、电压。若运行时器件开关频率为 f_s , 在导通区间对单个脉冲损失的能量进行积分,即可得到开关损耗的表达如式(3)所示。

$$\begin{cases} P_{\text{sw-on}} = f_s \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} E_{\text{on,nor}} \frac{I_{\text{on}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} dt \\ P_{\text{sw-off}} = f_s \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} E_{\text{off,nor}} \frac{I_{\text{off}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} dt \\ P_{\text{sw-rr}} = f_s \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} E_{\text{rr,nor}} \frac{I_{\text{rr}}}{I_{\text{nor}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc,nor}}} dt \end{cases} \quad (3)$$

1.1.3 器件损耗计算方法

如上文所述,传统算法认为每个开关周期 T_{sw} 的导通区间内交流电流不变,即开通电流 I_{on} 与关断电流 I_{off} 相等,这种假设将导致估算精度在交流纹波大时明显降低。每个开关周期内,器件电流的平均值应符合下式:

$$i_{\text{ave}}(t) = I_p \sin(\omega t)$$

其中, I_p 为交流电流峰值。

考虑开关频率次电流纹波的存在,则每个开关周期导通区间 $[0, DT_{\text{sw}}]$ 内器件交流电流的表达式如式(4)所示。

$$I_s(t) = I_p \sin(\omega t) + \frac{U_{\text{dc}}(1-D)}{L} \left(t - \frac{DT_{\text{sw}}}{2} \right) \quad (4)$$

其中, L 为滤波电感值,占空比 D 与调制方式有关。本文采用 SPWM 方法,此时 IGBT、二极管占空比的表达式如式(5)所示^[29]。

$$\begin{cases} D_1 = \frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t)] \\ D_D = \frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t)] \end{cases} \quad (5)$$

将式(4)、(5)代入式(1)、(3)可以推导出 IGBT 和二极管通态损耗、开关损耗分别如式(6)、(7)所示。

$$\begin{cases} P_{\text{on-I}} = \frac{1}{2} \left(U_{\text{ceo}} \frac{I_p}{\pi} + r_{\text{IGBT}} \frac{I_p^2}{4} \right) + \\ \quad M \cos \theta \left(U_{\text{ceo}} \frac{I_p}{8} + \frac{1}{3\pi} r_{\text{IGBT}} I_p^2 \right) \\ P_{\text{on-D}} = \frac{1}{2} \left(U_D \frac{I_p}{\pi} + r_D \frac{I_p^2}{4} \right) - \\ \quad M \cos \theta \left(U_D \frac{I_p}{8} + \frac{1}{3\pi} r_D I_p^2 \right) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} P_{sw-on} = \left(\frac{f_s I_p U_{dc}}{\pi I_{nor} U_{dcnor}} - k_{sw-rip} \right) E_{on} \\ P_{sw-off} = \left(\frac{f_s I_p U_{dc}}{\pi I_{nor} U_{dcnor}} + k_{sw-rip} \right) E_{off} \\ P_{sw-rr} = \frac{f_s I_p U_{dc}}{\pi I_{nor} U_{dcnor}} E_{rr} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $k_{sw-rip} = \frac{(2-M^2)U_{dc}^2}{32I_{nor}U_{dcnor}L}$, 是交流纹波对开关损耗影响的电流系数; U_{ceo} 为 IGBT 擎住电压, U_D 为二极管擎住电压; r_{IGBT} 为 IGBT 正向阻抗, r_D 为二极管正向阻抗; θ 为功率因数角。滤波电感 L 越小, 交流电流纹波越大, 传统方法估算值和实际值的误差就越大。

IGBT 损耗 P_1 、二极管损耗 P_D 以及器件总损耗 P_{total} 如式(8)所示。

$$\begin{cases} P_1 = P_{on-l} + P_{sw-on} + P_{sw-off} \\ P_D = P_{on-D} + P_{sw-rr} \\ P_{total} = n(P_1 + P_D) \end{cases} \quad (8)$$

其中, n 为每个模块所含 IGBT 或二极管个数。

1.2 1 MW 功率组件器件损耗算例

1 MW 风电变流器的功率组件技术参数如下: 直流电压为 1000 V, 交流电压为 690 V, 交流电流为 1000 A。

本文采用的功率器件 CM1800DY-34S 属于桥臂模块, 即 $n=2$, 电感 L 实际中取 $50 \mu\text{H}$ 。利用 CM1800DY-34S 器件手册^①, 得到在 $U_{dc}=1000 \text{ V}$ 、器件电流 $I_s=1800 \text{ A}$ 、驱动电阻 $R_g=1 \Omega$ 、结温 $T_j=125 \text{ }^\circ\text{C}$ 的条件下, 计算损耗所需要的器件参数为: $U_{ceo}=1.5 \text{ V}$, $U_D=1.1 \text{ V}$, $r_{IGBT}=0.66 \text{ m}\Omega$, $r_D=0.64 \text{ m}\Omega$, $E_{on}=1050 \text{ mJ}$, $E_{off}=450 \text{ mJ}$, $E_{rr}=350 \text{ mJ}$ 。其中结温 $T_j=125 \text{ }^\circ\text{C}$, 与第 4 节实验情况相符。

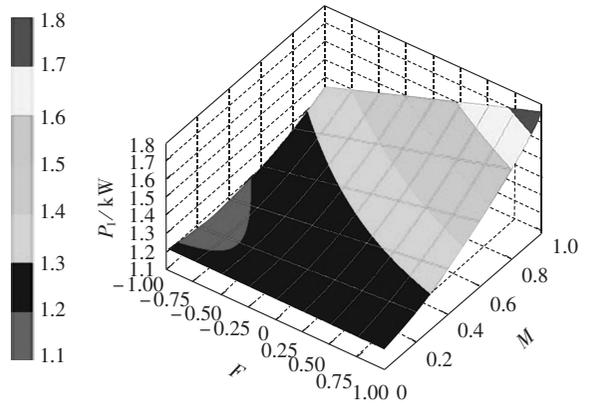
功率组件主要运行于网侧变流器、机侧变流器 2 种工况下。不同功率因数下, 功率器件损耗差别很大, 需进行详细计算分析。将上述 CM1800DY-34S 的技术指标和技术参数代入式(6)、(7)可得到 IGBT 损耗、二极管损耗、总损耗与功率因数 F 、调制比 M 的关系, 关系曲线见图 1。从图中可知, 功率因数 $F=1$ 时(网侧变流器)IGBT 功率损耗最高; 功率因数 $F=-1$ 时(机侧变流器)二极管功率损耗最高; 器件总损耗最高可达 4704 W, 因此按照 5000 W 来设计水冷散热器。

2 直流电容电流纹波分析

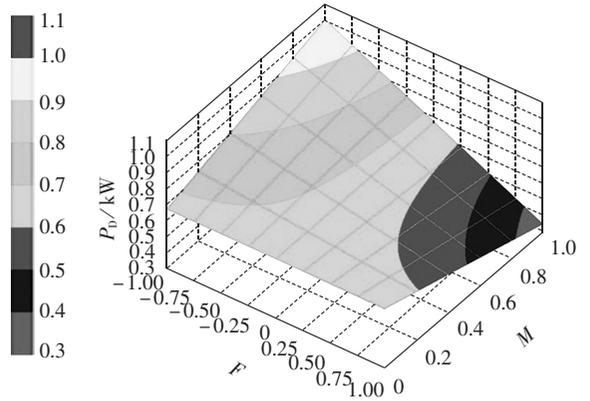
2.1 直流电容电流纹波理论分析

直流电容吸收 PWM 变流器产生的高频纹波电流, 纹波电流与电容温升有密切关联。若直流电容选择不当, 纹波电流大于电容额定电流, 将造成电容温升过高甚至损坏。

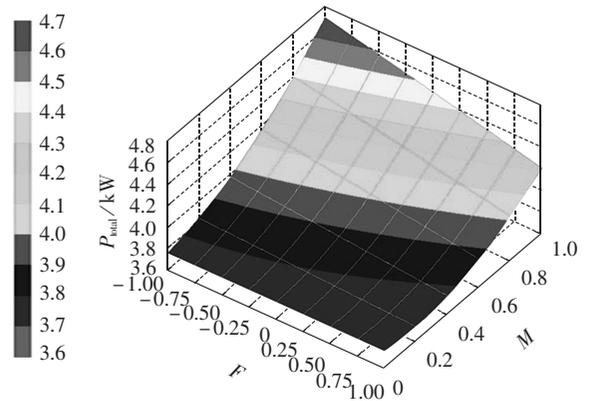
传统直流纹波电流计算是利用三相 PWM 开关矢量推导出直流侧电流的平均值 I_{dc} 和有效值 I_{ms} 的



(a) IGBT 损耗



(b) 二极管损耗



(c) 器件总损耗

图 1 器件损耗、调制比 M 和功率因数 F 关系曲线

Fig.1 Relationship curves among power loss, modulation ratio and power factor

表达式, 继而可以得到纹波电流有效值 I_{rip} 表达式如式(9)所示^[26]。

$$I_{rip} = I_{oms} \sqrt{2M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \theta \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} M \right) \right]} \quad (9)$$

其中, I_{oms} 为输出交流电流有效值, 每相功率组件的直流电容平均分配总纹波电流 I_{rip} 的 $1/3$ 。

然而兆瓦级全功率风电并网变流器由功率组件方式构成, 目前设计基本都采用低 ESR 薄膜电容

① Mitsubishi Electric. CM1800DY-34S application note. 2010.

成直流单元,组件之间通过铜排连接。薄膜电容与铜排电感之间构成 LC 谐振回路,导致直流电容的电流纹波显著增加。考虑连接杂散参数后,变流器的等效电路如图 2 所示。

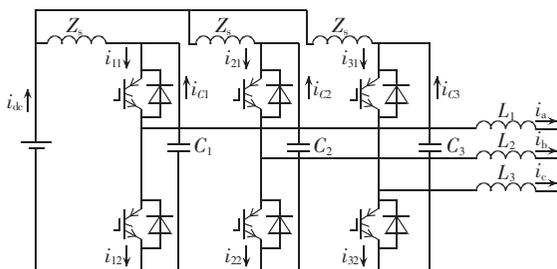


图 2 含杂散参数的变流器电路

Fig.2 Converter circuit with parasitic parameters

将每相桥臂视为 PWM 谐波电流源,假设三相杂散参数相同,变流器等效简化模型如图 3 所示。

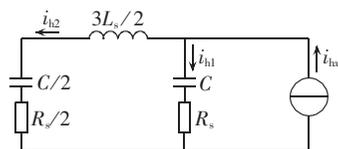


图 3 变流器等效简化模型

Fig.3 Equivalent and simplified model of converter

$i_{hr}(x=a, b, c)$ 为每相桥臂的谐波电流源; R_s 为杂散电阻, 主要是由复合母排的电感与电容的 ESR 组成; L_s 为杂散电感, 一般在 10~100 nH 之间。从简化模型可以看出, 该电路为具有初始储能值的二阶电路, 若杂散电阻小于临界阻尼, 即 $R_s < 4\sqrt{L_s/C}/3$, 则产生谐振。但是实际设计中, 为了限制铜排的损耗, 通常杂散电阻的阻值远小于临界阻尼, 容易导致电容纹波电流显著增加。

根据叠加原理可得到每相直流电容纹波有效值为:

$$I_{cap} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left[i_{h1}(t) + \frac{i_{h2}\left(t - \frac{T_0}{3}\right)}{2} + \frac{i_{h2}\left(t + \frac{T_0}{3}\right)}{2} \right]^2 dt} \quad (10)$$

2.2 1 MW 功率组件直流电容纹波算例

直流电容纹波有效值是关于输出电流 I_{oms} 、杂散电感 L_s 、杂散电阻 R_s 、直流电容 C_{dc} 、调制比 M 以及功率因数 $\cos \theta$ 的函数, 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 4 所示。从图中可以看出纹波电流随着杂散电感的增大而增加, 电容越小发生振荡的可能性就越大。因此, 在设计功率组件时, 应尽量减小线路中的杂散电感, 并增大直流电容以降低电路的临界阻尼。

本文在设计功率组件时, 采用复合母排连接以降低杂散电感, 复合母排的杂散电感大约为 30 nH。为避免纹波电流过高的区域, 结合图 4, 直流电容容值

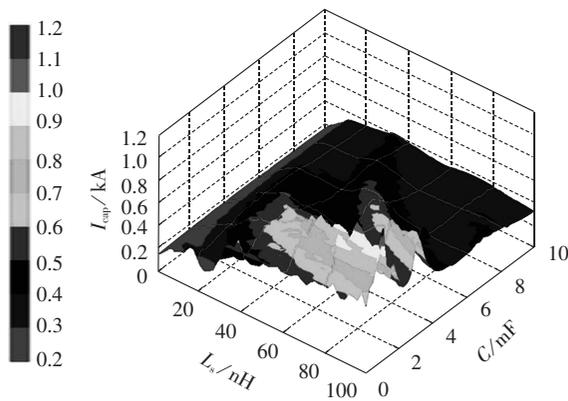


图 4 电容纹波电流、杂散电感、直流电容关系曲线

Fig.4 Relationship curves among capacitor ripple current, parasitic inductance and DC-link capacitor

应大于 4.3 mF。综合直流电压稳定性能和跟踪性能考虑, 本文采用 10 个 470 μ F/1100 V/50 A 的薄膜电容并联作为直流单元, 此时对应每相直流纹波电流为 427 A, 小于电容额定电流。

3 功率组件的实现

3.1 功率组件原理

功率组件原理图如图 5 所示。功率组件主要功能是实现直流-交流转换, 其输入直流电压经直流侧滤波电容滤波后, 给开关器件相桥臂提供直流电能; 通过控制器件动作, 将输入直流电能转换成电压和频率可调节的输出交流电能。

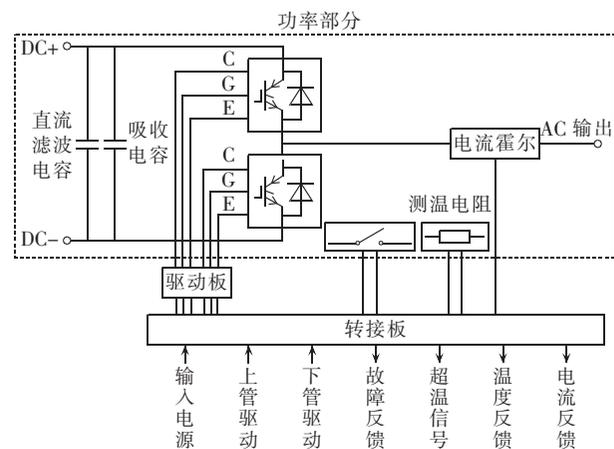


图 5 功率组件原理图

Fig.5 Schematic diagram of power stack

3.2 结构设计

为了减小系统体积, 降低杂散参数, 减少加工难度, 兆瓦级功率组件设计应采用标准化模块结构, 将功率器件、散热系统、传感器等元件紧凑地集成于高功率密度的功率组件中。按此设计的 1 MW 功率组件的结构如图 6 所示。其中, 1 为水冷板, 2 为 CM-1800DY-34S, 3 为转接板, 4 为测温电阻, 5 为吸收电容, 6 为复合母排, 7 为电流传感器, 8 为直流电容。

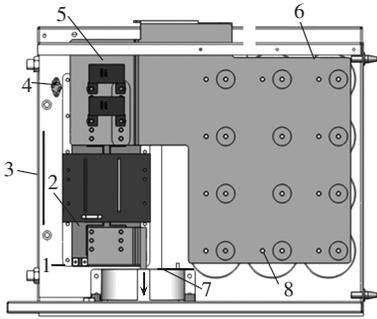


图 6 1 MW 功率组件结构图

Fig.6 Structure of 1 MW power stack

4 实验验证

为验证所提方法正确性,本文分别进行了简化的组件测试实验和后期的整机实验。

4.1 组件测试

组件测试是在整机实验之前,搭建 H 桥电路提前检验功率组件的稳定性和可靠性,图 7 为组件测试实验的原理图。

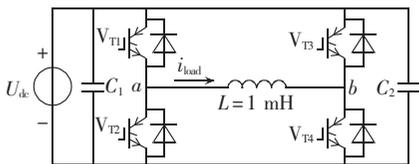


图 7 组件测试实验原理图

Fig.7 Schematic diagram of stack test

利用所提算法可知, $i_{load} = 1200\text{ A}$ 时 H 桥电路可模拟功率组件在最大损耗 4704 W 下的运行情况,此时各器件损耗为: $P_1 = 1678\text{ W}$, $P_D = 722\text{ W}$, $P_{total} = 4800\text{ W}$ 。图 8 为组件测试实验波形,在极限进水温度 $50\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下,热稳定时主要元件的温度为:IGBT $96.9\text{ }^\circ\text{C}$;二极管 $92.3\text{ }^\circ\text{C}$;直流电容 $35.8\text{ }^\circ\text{C}$;进水温度 $50\text{ }^\circ\text{C}$;出水温度 $57.7\text{ }^\circ\text{C}$;散热器最高温度 $87.3\text{ }^\circ\text{C}$ 。

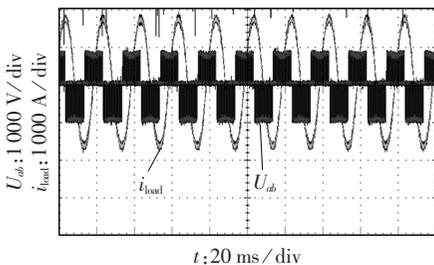


图 8 组件测试实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of stack test

4.2 整机实验

整机实验为机侧变流器、网侧变流器之间进行的 1 MW 功率互馈实验,原理图如图 9 所示。图 10 为整机实验的实验波形,图 10(a)中, U_{lc} 为网侧电压, i_N 、 i_C 分别为网侧和机侧电流。在极限进水温度 $50\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下,热稳定时主要元件的温度如表 1 所示。

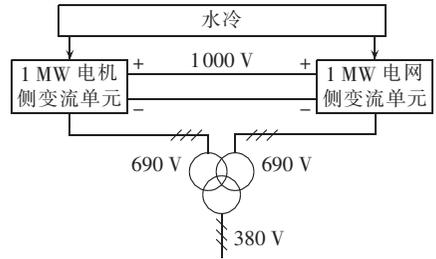
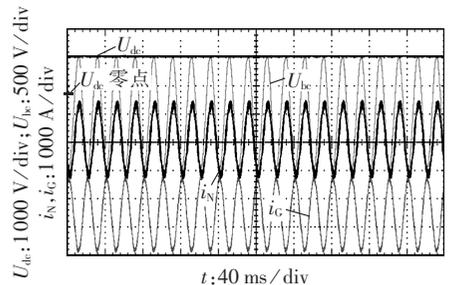
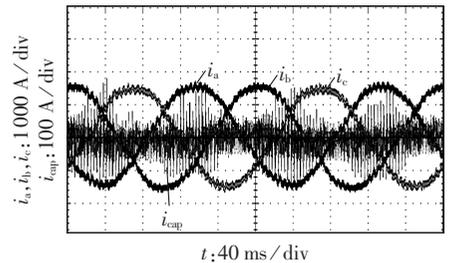


图 9 1 MW 互馈实验平台

Fig.9 Platform of 1 MW mutual-feeding experiment



(a) 基本波形



(b) 直流电容电流

图 10 1 MW 互馈实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of 1 MW mutual-feeding experiment

表 1 1 MW 互馈实验元件温度

Tab.1 Device temperature of 1 MW mutual-feeding experiment

位置	温度/ $^\circ\text{C}$					
	IGBT	二极管	直流电容	进水	出水	散热器
网侧	94.5	86.9	38.7	50	56.1	84.1
机侧	94.3	93.7	40.1	50	57.0	86.7

注:散热器温度为最高温度。

4.3 损耗估算方法验证

对比 4.1 节中的器件损耗、元件温度和表 1 可知,进水温度相同的条件下,2 个实验出水温度及散热器最高温度相同,说明组件测试的总损耗与整机实验基本吻合。该器件壳-散热器热阻为 0.0062 K/W ,结合图 1、4.1 节中的器件损耗、元件温度和表 1 可以将传统方法和本文方法进行精度对比,如表 2 所示。从表 2 中可知,由于组件实验和整机实验滤波电感值不同,传统方法的误差存在较大差异,说明交流电流纹波对传统方法精度影响较大;与传统方法相比,本文所提考虑交流电流纹波的方法明显提高了损耗估算精度。另外,IGBT 与二极管壳-芯片热阻分别为 0.0213 K/W , 0.0366 K/W ,结合表 2 中损耗的

表 2 损耗实测值与估算值的对比
Tab.2 Comparison between measured and estimated losses

方法	工况	损耗/W	
		IGBT	二极管
传统方法	网侧 ($F=1$)	1975	341
	机侧 ($F=-1$)	1559	1001
	组件测试 ($F=0$)	1691	722
本文方法	网侧 ($F=1$)	1767	341
	机侧 ($F=-1$)	1351	1001
	组件测试 ($F=0$)	1678	722
实测	网侧 ($F=1$)	1677	452
	机侧 ($F=-1$)	1226	1129
	组件测试 ($F=0$)	1548	806

实测值计算出 IGBT 与二极管的结温都在 125 °C 附近,以上损耗估算的设定条件与实验基本相符。

4.4 电容纹波电流分析方法验证

图 10(b)中电容纹波实测值为 38.4 A,本文方法和传统方法估算的电容纹波分别为 42.7 A、18.2 A。据对比显示,采用本文所提电容纹波分析模型得到的电流值与实测值吻合较好,误差比传统方法小,证明了本文所提考虑杂散参数的电容纹波分析方法的有效性。

5 结论

本文针对影响兆瓦级全功率风电并网变流器功率组件运行可靠性的两大问题,提出了精度更高的器件损耗估算方法和电容纹波电流分析方法,并用于 1 MW 功率组件的设计,组件测试和整机实验验证了所提方法有较好的精确性,适用于兆瓦级功率组件设计。

a. 详细分析了器件损耗估算方法的推导过程,指出传统估算方法精度不高的主要原因在于没有考虑交流电流纹波的影响,并进行了改进。

b. 损耗估算方法可以计算各种工况下 IGBT 和二极管的损耗,只需用到器件手册数据,公式简单,具有较强的工程应用价值。

c. 直流电容选型时应考虑电容纹波这一重要因素,而传统选型方法只关注直流电压的稳定性和跟随性。

d. 传统方法认为电容纹波只与调制比、功率因数、输出电流有关,本文指出电容纹波还受杂散参数、电容本身参数的影响较大。采用本文方法可对电容纹波进行较精确的分析,为兆瓦级功率组件直流电容选型提供重要依据。

参考文献:

- [1] BLAABJERG F,LISERRE M,KE Ma. Power electronics converters for wind turbine systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2012,48(2):709-719.
- [2] KROPOSKI B,PINK C,DEBLASIO R,et al. Benefits of power electronic interfaces for distributed energy systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2010,25(3):901-908.
- [3] 杨冬,刘玉田. 中国未来输电网架结构初探[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):1-5.
YANG Dong,LIU Yutian. Preliminary discussion on China transmission backbone in the future[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(8):1-5.
- [4] 袁越,吴博文,李振杰,等. 基于多场景概率的含大型风电场的输电网柔性规划[J]. 电力自动化设备,2009,29(10):12-15.
YUAN Yue,WU Bowen,LI Zhenjie,et al. Planning of transmission system with large wind farm based on multi-scenario probability [J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(10):12-15.
- [5] 关宏亮,赵海翔,刘燕华,等. 风力发电机组对称短路特性分析[J]. 电力自动化设备,2008,28(1):61-64.
GUAN Hongliang,ZHAO Haixiang,LIU Yanhua,et al. Symmetrical short circuit analysis of wind turbine generator[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(1):61-64.
- [6] Global Wind Energy Council(GWEC). Global wind 2012 report[R]. Brussels, Belgium; [s.n.],2013.
- [7] 蔺红,晁勤. 并网型直驱式永磁同步风力发电系统暂态特性仿真分析[J]. 电力自动化设备,2010,30(11):1-5.
LIN Hong,CHAO Qin. Simulation and analysis of transient characteristics of grid-connected direct-drive wind power system [J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(11):1-5.
- [8] LI H,CHEN Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons[J]. IET Renewable Power Generation,2008,2(2):123-138.
- [9] CHEN Zhe,GUERRERO J M,BLAABJERG F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(8):1859-1875.
- [10] NICHOLAS P W S,JOVICIC D. Stability of a variable-speed permanent magnet wind generator with weak AC grids[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2010,25(5):2779-2788.
- [11] 李建林,胡书举,付勋波,等. 大功率直驱型风力发电系统拓扑结构对比分析[J]. 电力自动化设备,2008,28(7):73-76.
LI Jianlin,HU Shuju,FU Xunbo,et al. High-power direct-driven wind power system topologies[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(7):73-76.
- [12] HEFNER A R. A dynamic electro-thermal model for the IGBT [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1994,30(2):394-405.
- [13] MITTER C S,HEFNER A R,CHEN D Y,et al. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) modeling using IG-SPICE[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1994,30(1):24-33.
- [14] AZAR R,UDREA F,de SILVA M,et al. Advanced SPICE modeling of large power IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2004,40(3):710-716.
- [15] RAJAPAKSE A D,GOLE A M,WILSON P L. Electromagnetic transients simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2005,20(1):319-327.
- [16] WONG Chunk. EMTF modeling of IGBT dynamic performance for power dissipation estimation[J]. IEEE Transaction on Industry Applications,1997,33(1):64-71.

- [17] 毛鹏,谢少军,许泽刚. IGBT 模块的开关暂态模型及损耗分析[J]. 中国电机工程学报,2010,30(15):40-47.
MAO Peng,XIE Shaojun,XU Zegang. Switching transients model and loss analysis of IGBT module[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(15):40-47.
- [18] BLAABJERG F,JAEGER U,MUNK N S. Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1995,10(3):358-367.
- [19] BLAABJERG F,PEDERSEN J K,JAEGER U. Evaluation of modern IGBT-modules for hard-switched AC/DC/AC converters [C]// Thirtieth IAS Annual Meeting on Industry Applications. Orlando, FL, USA:IEEE,1995:997-1005.
- [20] KOLAR J W,ZACH F C,CASANELLAS F. Losses in PWM inverters using IGBTs [J]. IEE Proceedings on Electric Power Applications,1995,14(4):285-288.
- [21] 胡建辉,李锦庚,邹继斌,等. 变频器中的 IGBT 模块损耗计算及散热系统设计[J]. 电工技术学报,2009,24(3):159-163.
HU Jianhui,LI Jingeng,ZOU Jibin,et al. Losses calculation of IGBT module and heat dissipation system design of inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(3):159-163.
- [22] 吴锐,温家良,于坤山,等. 不同调制策略下两电平电压源换流器损耗分析[J]. 电网技术,2012,36(10):93-98.
WU Rui,WEN Jiali, YU Kunshan,et al. Analysis on power dissipation in two-level voltage source converters under different modulation strategies [J]. Power System Technology,2012,36(10):93-98.
- [23] 王久和,李华德,王立明. 电压型 PWM 整流器直接功率控制系统[J]. 中国电机工程学报,2006,26(18):54-60.
WANG Jiuhe,LI Huade,WANG Liming. Direct power control system of three phase Boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(18):54-60.
- [24] 易映萍,刘刚,胡四全. 20 kW 三电平并网变流器主电路参数的设计[J]. 电力系统保护与控制,2010,38(20):194-200.
YI Yingping,LIU Gang,HU Siqian. Design of main circuit parameters for 20 kW three-level grid-connected converter [J]. Power System Protection and Control,2010,38(20):194-200.
- [25] KOLAR J W,ROUND S D. Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems [J]. IEE Proceedings on Power Application,2006,153(4):535-543.
- [26] MCGRATH B P,HOLMES D G. A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2009,45(5):1851-1859.
- [27] 曾翔君,张宏韬,李迎,等. 大功率直驱风电系统高效率变流器设计[J]. 中国电机工程学报,2010,30(30):15-21.
ZENG Xiangjun,ZHANG Hongtao,LI Ying,et al. Design of high-efficiency converters for large direct-drive wind turbines [J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(30):15-21.
- [28] 欧开健. STATCOM 直流侧电容值对系统谐波含量和电容电压波动幅值的影响及其选择[J]. 电力自动化设备,2004,24(6):6-9.
OU Kaijian. Effect of STATCOM DC capacitor on harmonic distortion and voltage fluctuation [J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(6):6-9.
- [29] 陈瑶. 直驱型风力发电系统全功率并网变流器技术研究[D]. 北京:北京交通大学,2008.
CHEN Yao. Research on full-scale grid-connected power conversion technology for direct-driven wind generation system [D]. Beijing:Beijing Jiaotong University,2008.

作者简介:

杨捷(1988-),男,贵州安顺人,博士研究生,通讯作者,主要研究方向为新能源发电技术(E-mail:10121777@bjtu.edu.cn);

金新民(1950-),男,浙江临海人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子、交流传动、新能源发电、智能配电网;

吴学智(1975-),男,山西大同人,讲师,主要研究方向为电力电子变换器及可再生能源发电系统。

Power stack design of MW-level full-power grid-connected converter for wind power generation

YANG Jie¹,JIN Xinmin¹,WU Xuezhi¹,LIANG Xiaoguang²,SONG Gaosheng²,YIN Jingyuan¹

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Mitsubishi Electric & Electronic(Shanghai) Co.,Ltd.,Shanghai 200245,China)

Abstract: With the consideration of AC output ripple current,a method of power loss estimation with high accuracy is proposed. As the temperature rise of DC-link capacitor is closely associated with its ripple current,a simplified method is proposed to calculate the ripple current,which considers the influence of the parasitic parameters among power stacks on the ripple current of DC-link capacitor. A prototype of 1 MW power stack consisting of power device,radiator,DC-link capacitor and current sensor etc. is designed and totally tested. Test results show that,the proposed methods are effective,meeting the design requirements of MW-level full-power grid-connected converter for wind power generation.

Key words: wind power; electric converters; power stack; power loss estimation; DC link capacitor ripple current; testing; MW-level; design