37

抑制 IGBT 器件结温的双馈风电变流器 分段 DSVPWM 策略

李 辉」白鹏飞」、李 洋」、胡姚刚」、宋二兵」、王 杰2、季海婷3

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044;

2. 重庆科凯前卫风电设备有限责任公司,重庆 401121;

3. 重庆三峡学院 信号与信息处理重点实验室,重庆 404000)

摘要:针对双馈风电机组机侧变流器绝缘栅双极型晶体管(IGBT)结温波动大的问题,提出了一种抑制 IGBT 结温且不影响机组运行性能的机侧变流器调制策略。首先,基于不连续空间矢量调制(DSVPWM)在一定负 载功率因数角可降低变流器开关损耗的思路,通过推导双馈风电机组机侧变流器功率因数角表达式,详细分 析了机侧变流器功率因数角的变化范围。其次,为了有效抑制 IGBT 结温,针对机侧变流器功率因数角变化 范围大的问题,提出以机侧变流器功率因数角变化范围为依据的分段 DSVPWM 策略。最后,建立了考虑 IGBT 热性能的双馈风电变流器电-热耦合模型,对机组不同出力下的变流器电-热性能进行了仿真分析。结 果表明,与传统连续空间矢量调制(CSVPWM)策略相比,所提出的分段 DSVPWM 策略能有效抑制机侧变流 器 IGBT 结温及结温波动。

关键词:双馈风力发电机组;DSVPWM;风电;变流器;IGBT;结温;功率因数角;分段调制 中图分类号:TM 46;TM 614 文献标识码:A DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.02.006

0 引言

近年来,双馈风电机组已成为我国大容量风电 场风电机组的主要机型之一,机组单机容量的增加 使得双馈风电机组并网变流器的容量随之增大,变 流器作为机组电气系统中的关键部件,不仅成本较高, 也是故障率最高的部件之一^[1]。与双馈风电机组网 侧变流器相比,由于机侧变流器长期运行于低频工作 状态^[2-3],加之风电变流器功率传输具有波动性和间 歇性特点^[4-6],使得其 IGBT 结温频繁地大幅波动,这 种波动所产生的热应力反复作用,加速了 IGBT 模块 的疲劳失效^[5]。因此,为了延长风电变流器的使用寿 命,提高其运行可靠性,IGBT 模块状态监测和热管 理技术已成为国内外学术界和工业界关注的焦点。

目前,已有学者对于提高 IGBT 模块的可靠性进行了一些研究。文献[7]通过在 IGBT 模块封装内部 增设信号检测单元,从而对器件内部电信号实施监测, 并采用查表的方式获得 IGBT 器件的实时健康状态。 文献[8]通过建立 IGBT 结温与栅极阈值电压的函数 关系间接获取结温的变化情况。文献[9]提出利用 模块表壳温升变化对模块内部焊层疲劳实施监测。 文献[10-11]利用模块内部电信号、热阻与 IGBT 结 温的关系对结温进行间接测量,计算 IGBT 模块的剩 余寿命。采用状态监测的方法对提高 IGBT 模块可 靠性有所帮助,但目前实现起来较为困难,如需要改 变模块内部结构与封装、增加额外信号监测电路及 难以直接准确获取器件结温等,这都增加了额外成 本和监测难度:而对 IGBT 模块实施有效热管理则大 多从其控制策略入手,这对提高 IGBT 模块可靠性具 有成本和可行性上的优势。如文献[12]以电压单环 控制逆变器为例,通过改变开关频率减小逆变器结温: 文献[13]针对变频调速系统,采用滞环控制选择 PWM 的调制频率,实现结温控制。通过改变调制频率可 有效降低 IGBT 模块的开关损耗,但调制频率需在较 大范围变化才会对降低结温产生效果,这对大功率变 流器的控制性能及其所在系统的运行性能存在较大 影响。文献[14-16]发现在不改变调制频率的基础 上,和传统七段式连续空间矢量调制(CSVPWM)策略 相比,五段式不连续空间矢量调制(DSVPWM)可在一 个工频周期内将功率模块开关次数减少1/3.能 有效降低逆变器的开关损耗。与改变调制频率相比, 该方法对变流器运行性能影响较小,在对变流器控制 性能要求较高的应用领域更容易被接受和采用。而 当前风电变流器无论是在控制策略还是调制策略设

收稿日期:2016-03-18;修回日期:2016-12-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377184);国际科技 合作专项项目(2013DFG61520);重庆市集成示范计划项目 (CSTC2013JCSF70003);重庆市重点产业共性关键技术创新专 项项目(CSTC2015ZDCY-ZTZX0171)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51377184), the International Science & Technology Cooperation Program of China (2013DFG61520), the Integration and Demonstration Program of Chongqing(CSTC2013JCSF70003) and the Key Technology Innovation Project of Major Industry of Chongqing(CSTC2015ZDCY-ZTZX0171)

计时,未全面深入考虑策略本身对变流器内部器件 热性能的影响。该类方法的提出为降低风电变流器 的开关损耗,抑制其结温提供了可借鉴的研究思路。 尽管利用 DSVPWM 策略可有效减少变流器的开关 损耗,但文献[16-17]指出 DSVPWM 的使用需考虑 变流器的负载功率因数角。普通变流器在实际运 行中的负载功率因数角变化范围较小,采用一种 DSVPWM 策略即可,而双馈风电机组机侧变流器运 行环境与普通逆变器有着较大区别,单一 DSVPWM 策略可能无法满足。因此,为了利用 DSVPWM 策略 对变流器开关损耗的影响,有必要针对双馈风电机组 的运行特性,深入分析其机侧变流器功率因数角的变 化范围,研究有效的 ICBT 结温抑制方案。

基于此,本文详细分析了双馈风电机组机侧变流 器功率因数角的变化范围,并提出一种基于DSVPWM 策略的机侧变流器 IGBT 结温抑制方案。首先,将 双馈风电机组定子看作机侧变流器的"负载",通过 推导机侧变流器功率因数角的表达式,分析其功率因 数角在不同机组出力下的变化范围;然后,针对机侧 变流器功率因数角变化范围大,单一 DSVPWM 策略 无法有效抑制变流器开关损耗的问题,基于其功率 因数角变化范围提出对机侧变流器实施分段调制 的结温抑制方案;最后,建立某 2 MW 双馈风电机组 变流器的电-热耦合模型,对不同定子有功、无功出 力下变流器的电-热性能与机组运行性能进行仿真, 并与 CSVPWM 策略比较,验证本文调制策略的有效性。

1 基于 DSVPWM 策略降低变流器开关损耗的原理

1.1 不同 DSVPWM 策略介绍

按照零电平排列方式划分,目前主要有 DSV-PWMMAX、DSVPWMMIN、DSVPWM0—DSVPWM3 6种 DSVPWM策略^[18]。其中 DSVPWMMAX、DSV-PWMMIN属于 120°不连续调制,由于其 120°不开 关扇区全位于相电压的正半周或负半周,在变流器 运行过程中,会使其每相的上、下桥臂损耗不均、热 应力失衡,这 2种方案不适用于高功率逆变器; 而 DSVPWM0—DSVPWM2、DSVPWM3分别属于 60° 和 30°不连续调制,由于其 120°不开关扇区对称分 布在相电压的正、负半周,可作为降低变流器开关损 耗的可选调制策略。DSVPWM0—DSVPWM3 的不 开关扇区角 α 如图 1 所示。

由图 1 可知,DSVPWM0—DSVPWM3 策略所对 应的 α 分别为 -30°、0°、30°、±45°。

1.2 基于 DSVPWM 策略降低变流器开关损耗的 思路

变流器开关损耗的表达式如下[17]:



图 1 DSVPWM0—DSVPWM3 不开关扇区角示意图 Fig.1 Schematic diagram of non-switching sectors for DSVPWM0-DSVPWM3

$$P_{\rm loss} = U_{\rm dc} f(i) F_{\rm s} K \tag{1}$$

其中, Ploss 为功率器件开关损耗; Uac 为开关电压; f(i) 为开关电流; F_s 为开关频率; K 为常量。

由式(1)可知,当变流器直流侧电压 U_{de} 固定,且 开关频率 F_s恒定时,开关损耗的减小只能通过减小 开关电流来实现。由于不同 DSVPWM 策略的不开关 扇区角 α 不同,使不开关扇区位于负载电流正、负半 周的最大幅值附近,才能有效降低功率模块开关损 耗,故需根据变流器负载功率因数角选择 DSVPWM 策略。而双馈风电机组的运行特性决定了其机侧变 流器功率因数角的变化范围与普通逆变器存在差 别,有必要对此做进一步分析。

2 双馈风电机组机侧变流器功率因数角变 化范围分析及其抑制 IGBT 结温策略

2.1 机侧变流器负载功率因数角分析

对于采用定子磁链定向矢量控制的机侧变流器 而言,当同步速旋转坐标系 d 轴定向于定子磁链矢 量 ψ_s时,其转子电压 d 、q 轴分量可表示为^[19]:

$$\begin{cases} u_{nl} = R_r i_{nl} + \sigma L_r di_{nl} / dt - \omega_{\text{slip}} \psi_{nl} \\ u_m = R_r i_m + \sigma L_r di_m / dt + \omega_{\text{slip}} \psi_{nl} \end{cases}$$
(2)

其中, R_r 为转子电阻; i_{rd} 、 i_{rq} 分别为转子电流 d、q 轴 分量; σ =1- $L_m^2/(L_sL_r)$ 为发电机漏磁系数, L_s 、 L_r 分别 为定、转子漏感, L_m 为激磁电感; $\omega_{sip}=\omega_1-\omega_r$ 为转差 角速度, ω_1 、 ω_r 分别为同步角速度和转子旋转角速 度; ψ_{rd} 、 ψ_m 分别为转子磁链 d、q 轴分量。

将转子磁链用定子磁链和转子电流 d、q 轴分量 表示,则:

$$\psi_{nd} = L_{m} \psi_{s} / L_{s} + \sigma L_{r} i_{nd} = L_{m}^{2} i_{ns} / L_{s} + \sigma L_{r} i_{nd}$$

$$\psi_{nq} = \sigma L_{r} i_{nq}$$

$$(3)$$

其中, ψ_{s} 为定子磁链; i_{ns} 为定子励磁电流。

$$\begin{cases}
 u_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{\mathrm{d}i_{rd}}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{slip}} \sigma L_r i_{rq} \\
 u_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{\mathrm{d}i_{rq}}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{slip}} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_s + \sigma L_r i_{rd} \right)
\end{cases}$$
(4)

通过计算变流器的参考电压与流过变流器的负载电流之间的相位差,即转子电压 *u*_r 与转子电流 *i*_r 之间的相位差,可得机侧变流器的功率因数角为:

$$\varphi_{\mathbf{r}} = \varphi_{u} - \varphi_{i} \tag{5}$$

$$\begin{cases} \varphi_{u} = \arctan(u_{u}/u_{u}) \\ \varphi_{i} = \arctan(i_{u}/i_{u}) \end{cases}$$
(6)

由式(5)可得机侧变流器功率因数角的瞬时值。

由式(4)—(6)可知,转子电流 d、q 轴分量 i_n,i_n 是计算机侧变流器功率因数角的基础。而转子电流 d、q 轴分量直接控制机组定子侧有功、无功出力,可 视为联系机侧变流器与机组定子的"纽带"。因此, 本文将双馈风电机组的定子看作机侧变流器的"负 载",通过不同的定子出力推导机侧变流器功率因数 角的变化范围。

基于定子磁链定向矢量控制下的定子功率表达 式^[20],可反推得转子电流 *d*、*q* 轴分量的表达式如下:

$$\begin{vmatrix} i_{rq} = \frac{2P_s L_s}{3L_m \omega_1 \psi_s} \\ i_{rd} = \frac{2Q_s L_s}{3L_m \omega_1 \psi_s} + \frac{\psi_s}{L_m} \end{cases}$$
(7)

其中,P_s、Q_s分别为定子有功、无功出力。

由式(7)可知,双馈风电机组的定子有功、无功 出力主要受转子侧变流器电流限制^[20-21],转子电流 dq 轴分量则受其最大幅值限制,需满足式(8)。

$$i_{rd}^2 + i_{rg}^2 = i_r^2 \le I_{r\max}^2$$
 (8)

其中, I_{rmax} 为转子电流限值。将式(7)代入式(8),整理可得定子侧无功出力 Q_s 范围如下:

$$Q_{\rm smin} \leqslant Q_{\rm s} \leqslant Q_{\rm smax} \tag{9}$$

$$\begin{cases} Q_{\rm smax} = \sqrt{\left(\frac{3L_{\rm m}\omega_{\rm l}\psi_{\rm s}I_{\rm rmax}}{2L_{\rm s}}\right)^2 - P_{\rm s}^2} - \frac{3\omega_{\rm l}\psi_{\rm s}^2}{2L_{\rm s}} \\ Q_{\rm smin} = -\sqrt{\left(\frac{3L_{\rm m}\omega_{\rm l}\psi_{\rm s}I_{\rm rmax}}{2L_{\rm s}}\right)^2 - P_{\rm s}^2} - \frac{3\omega_{\rm l}\psi_{\rm s}^2}{2L_{\rm s}} \end{cases}$$
(10)

为了分析双馈风电机组机侧变流器在机组不同运行工况下的功率因数角变化情况,本文以某 2 MW 双馈风电机组为例,机组参数如下:双馈风电机组的额定容量为 2 MW,额定电压为 690 V,极对数为 2,同步风速、额定风速分别为 10.6 m/s、11.6 m/s、定子电阻为 0.022 Ω ,定子漏感为 0.00012 H,转子电阻为 0.0018 Ω ,转子漏感为 0.00005 H,激磁电感为 0.0029 H,电网频率为 50 Hz,转子电流限值为 2648.1 A。在常规运行工况下(-0.15 < *s* < 0.15,*s* 为转差率,对应的转子转速 n_r 范围为 1273 ~ 1690 r/min, P_s 范围为 0.96 ~ 1.76 MW, I_{rmax} = 2648.1 A),对机组实施最大功

率点跟踪控制,基于式(10)计算得到如图 2 所示的 该 2 MW 双馈风电机组的定子有功、无功边界。



图 2 某 2 MW 双馈机组定子出力范围(-0.15<s<0.15) Fig.2 Stator output power range of 2 MW doubly-fed unit(-0.15<s<0.15)

在如图 2 所示的机组定子出力范围内,由式(7)、 (4)分别计算出转子电流、电压 dq 轴分量的稳态值, 进一步利用式(5)、(6)计算得到该机组在不同有功、 无功出力下机侧变流器的功率因数角,如图 3 所示。



图 3 2 MW 双馈机组定子有功、无功出力与机侧 变流器功率因数角关系

Fig.3 Relationship among stator active and reactive power outputs of 2 MW doubly-fed unit and power-factor

由图 3 可知,双馈风电机组机侧变流器的功率 因数角不仅与机组定子出力密切相关,且随定子有功、 无功出力变化较普通逆变器变化范围更大。考虑到 双馈风电机组常工作在功率因数为 1 的情况下,将 该 2 MW 机组机侧变流器功率因数角稳态计算结果 按 $Q_s = 0$ 和 $Q_s \neq 0$ 这 2 种工况进行划分:(1)当 $Q_s = 0$ 时,机侧变流器功率因数角的变化范围主要维持在 [25°,30°]、[208°,214°],此时,机侧变流器功率因 数角的变化范围主要由定子有功出力和机组固有参 数决定;(2)当 $Q_s \neq 0$ 时,机侧变流器功率因数角的变 化范围明显增大,且主要受定子有功出力(或转差率 s)和定子无功出力变化的影响,此时,可将功率因数 角变化范围进一步划分为 4 种工况,如表 1 所示。

表 1 无功出力变化下机侧变流器功率因数角变化范围

Table 1 Power-factor angel variation range of rotor-side converter for different reactive power outputs

运行工况	功率因数角变化范围/(°)
$s > 0, Q_s < 0$	[125,190]
$s > 0, Q_s > 0$	[205,250]
$s < 0, Q_s < 0$	[0,15],[310,360]
$s < 0, Q_s > 0$	[25,60]

2.2 机侧变流器 IGBT 结温抑制策略

双馈风电机组在不同定子出力下,其机侧变流器的功率因数角在[0°,360°]内变化。因此,需要根据不同 DSVPWM 策略适用不同范围功率因数角的特点,按照机侧变流器功率因数角的变化范围主动选择 DSVPWM 策略。基于此,本文联合多种 DSVPWM 策略提出对机侧变流器实施分段调制。

由于机侧变流器功率因数角的变化范围超 出[-90°,90°],可以将[-90°,90°]以外的角度通过 ± $k \pi$ 变换到[-90°,90°]范围内,再按照[-90°,90°] 内的调制策略分配原则选择调制策略。参考不同 DSVPWM 策略所对应的逆变器功率因数角范围^[16-18], 选择当 $\varphi_r \epsilon [-45°, -15°], \varphi_r \epsilon [-15°, 15°], \varphi_r \epsilon [15°, 45°]$ 时分别采用 DSVPWM0、DSVPWM1、DSVPWM2 策 略,当 $\varphi_r \epsilon [-90°, -45°] \cup [45°, 90°]$ 时,采用 DSVPWM3 策略。根据以上 DSVPWM 策略分配原则,建立了基 于变流器功率因数角变化范围的分段 DSVPWM 策略控制流程,如图4所示,具体步骤如下:

a. 从机组控制信号中实时提取 $u_{rd}, u_{rg}, i_{rd}, i_{rg}$;

b. 根据式(5)、(6)计算机侧变流器的功率因数 角 φ_r ,得到机侧变流器功率因数角的所属范围;

c. 根据图 4 中 DSVPWM 策略分配方案,选择并 执行当前 φ_r 所对应的开关损耗最优调制策略。





3 仿真分析

3.1 仿真模型

为了实现对风电机组变流器的电-热分析,系统 仿真模型在 Simulink 与电力电子热分析软件 PLECS 平台下联合搭建完成,仿真模型结构如图 5 所示。 图 5 中, P*、Q*分别为定子有功、无功出力参考; I*_{gq} 为网侧参考电流; U^{*}_{de}为直流侧参考电压。

在图 5 中, 变流器控制模块采用如图 6 所示的 IGBT 模块等效热模型(结-壳热阻为 4 阶 Foster 等 效热网络^[5])。图 6 中, $T_{j,T}$ 为 IGBT 节点温度; Z_{jc}, Z_{ch} 分别为 IGBT 的结-壳热阻抗、管壳至散热器热阻抗; T_{H} 为散热器温度。IGBT 模块热网络中变流器直流 母线电压为 905 V, T_{H} 为 25 ℃; IGBT 模块型号为



图 5 系统整体仿真结构图

Fig.5 Simulation model of doubly-fed unit system



图 6 IGBT 等效热网络模型 Fig.6 Equivalent thermal network model of IGBT

ABB/5SNA1600N170100, 开关频率为 5000 Hz; IGBT 模块 Foster 热网络中 IGBT 芯片热阻 IGBT_ R_1 — IGBT_ R_4 分别为 7.59 K/kW、1.8 K/kW、0.743 K/kW、 0.369 K/kW; IGBT 芯片热时间常数 IGBT_ τ_1 — IGBT_ τ_4 分别为 202 ms、20.3 ms、2.01 ms、0.52 ms; 二 极管芯片热阻 Diode_ R_1 — Diode_ R_4 分别为 12.6 K/kW、2.89 K/kW、1.3 K/kW、1.26 K/kW; 二极管芯 片热时间常数 Diode_ τ_1 —Diode_ τ_4 分别为 210 ms、 29.6 ms、7.01 ms、1.49 ms。

3.2 不同运行工况下 IGBT 模块电-热性能仿真

由于不同 P_s, Q_s 直接影响并决定 φ_r 的变化范围,为了体现分段 DSVPWM 策略对机侧变流器结温的抑制效果,本节分别在不同 P_s 和 Q_s 工况下,对机侧变流器的电-热性能进行了仿真分析。

场景 1:假定定子无功出力为零($Q_s=0$),初始风 速为 9.2 m/s($P_s=1.05$ MW、 $n_r=1304$ r/min、 $s \approx 0.13$), 经过 5 s 后风速阶跃为 12 m/s($P_s=1.76$ MW、 $n_r=1690$ r/min、 $s \approx -0.13$)。在该仿真环境下,对机侧 变流器分别采用本文提出的分段 DSVPWM 和传统 CSVPWM 策略,得到如图 7 所示的机组运行性能和 机侧变流器 IGBT 热性能仿真结果。图中,由上至下 依次为 P_s 和 Q_s 、转子转速 n_r 、转子电流 i_r 、IGBT 结温 T、IGBT 开关损耗 P_{loss} 、功率因数角 φ_r 的波形曲线。

对比图 7(a)、7(b)波形可知:当 $Q_s=0, P_s$ 分别为 1.05 MW 和 1.76 MW 时,机侧变流器功率因数角分别 约为 214° 和 26°,满足前文的稳态计算范围[208°,







214°]、[25°,30°];从采用分段 DSVPWM 策略的 IGBT 开关损耗波形可以看出,在每半个工频周期内的波 峰附近存在一段时间的零幅值状态,从 IGBT 结温波 形看,开关损耗为零的状态减缓了结温的持续上升, 且正好位于 CSVPWM 策略下结温波形的峰值附近, 致使 IGBT 结温均值与结温波动幅值较 CSVPWM 策 略显著降低;2种调制策略下的机组定子出力、转子 转速、转子电流波形基本一致,说明分段 DSVPWM 策略对机组及其控制系统的运行性能影响很小。

图 7 中 12 m/s 稳定风速下的 IGBT 结温均值 T_j 和结温波动 ΔT_j 如表 2 所示。可以发现在 12 m/s 稳 态风速下,与采用 CSVPWM 策略相比,采用分段 DSVPWM 策略的机侧变流器 IGBT 结温均值及结温 波动幅值分别降低了 32% 和 39%。

表 2 稳态风速下不同调制策略的机侧变流器 $T_{j} 与 \Delta T_{j}$ 比较

Table 2 Comparison of T_j and ΔT_j between two modulation strategies for steady wind speed

机侧调制策略	$T_{\rm j}$ / °C	$\Delta T_{ m j}$ / °C
CSVPWM 策略	91	11.4
分段 DSVPWM 策略	62	7

此外,表3给出了不同输出频率下,2种调制策略的 IGBT 结温均值 T_j 和结温波动 ΔT_j 。可以发现, 在定子无功出力为零的工况下,随着输出频率降低,IGBT 器件结温波动增大,而分段 DSVPWM 策略可有效抑制低频工况下 IGBT 结温和结温波动。

表 3 变输出频率下不同调制策略的机侧变流器 *T_i* 与 Δ*T_i* 比较

Table 3 Comparison of T_j and ΔT_j between two modulation strategies for different output frequencies

机侧调制	$T_{ m j}$ / °C				$\Delta T_{ m j}$ / °C			
策略	0.5 Hz	3.0 Hz	7.0 Hz	$13.0 \ \mathrm{Hz}$	0.5 Hz	3.0 Hz	7.0 Hz	13.0 Hz
CSVPWM	80.4	74.3	67.5	59.0	25.4	12.1	8.1	5.0
分段 DSVPWM	55.6	53.3	49.3	45.0	13.7	7.1	4.8	3.2

场景 2:机组定子无功出力变化工况。假定机组运行在恒定风速 12 m/s(P_s=1.76 MW、n_r=1690 r/min)环境下,为了体现分段 DSVPWM 策略对 IGBT 结温的抑制效果,在系统稳定后要求机组定子先后于 0~1 s内发出 0.89 Mvar 无功功率,在第 1~2 s 时段内发出 0.15 Mvar 无功功率,在第 2~3 s 时段内吸收 0.95 Mvar 无功。此时,得到分段 DSVPWM 和 CSVPWM 策略下的机侧变流器-电热性能仿真结果如图 8 所示。

从图 8 波形可知: 当 $P_s = 1.76$ MW, O_s 分别为 0.89 Mvar、0.15 Mvar、-0.95 Mvar 时,机侧变流器功率 因数角分别约为49°、31°、357°、与前文的稳态分析范 围([25°,60°]、[310°,360°])一致;与采用CSVPWM策 略的机侧变流器 IGBT 结温相比,采用分段 DSVPWM 策略在 0~3s 内 3 种工况下的 IGBT 结温均有所降低. 其中结温均值分别下降了 20.3℃、23.5℃、25.6℃(降 幅分别为22%、25%、27%),结温波动幅值分别下降 3.7℃、3.6℃、4.2℃(降幅分别为 26%、30%、36%); 从 IGBT 开关损耗波形可以看出,分段 DSVPWM 策 略可在定子无功出力变化时实现不同 DSVPWM 策 略的快速切换,保持不开关扇区位于开关损耗波形 的峰值附近,有效抑制了机侧变流器 IGBT 结温的 持续上升;2种调制策略下的机组定子有功、无功波 形基本一致,说明本文提出的分段 DSVPWM 策略对 变流器的控制性能影响不大。





Fig.8 Comparison of control performance and IGBT thermal performance between two modulation strategies for rotor-side converter

4 结论

本文分析了双馈风电机组机侧变流器功率因数 角的变化范围,并利用 DSVPWM 策略对逆变器开关 损耗的影响,以机侧变流器功率因数角变化范围为 依据,提出了抑制 IGBT 结温的分段 DSVPWM 策略。 最后,利用搭建的双馈风电机组变流器电-热仿真模 型,验证了本文所提调制策略的有效性。本文所得 结论如下:

a. 双馈风电机组机侧变流器功率因数角随机组 出力的变化而发生改变,可将机侧变流器功率因数角 的变化范围按照机组定子无功出力与否进行划分;

b. 在机组出力变化过程中,分段 DSVPWM 策略 可在 φ_r变化时通过不同 DSVPWM 策略的切换,减 少机侧变流器 IGBT 开关损耗,实现对机侧变流器 IGBT 结温及结温波动的有效抑制;

c.采用分段 DSVPWM 策略的定子出力、转子转速、转子电流、变流器功率因数角波形均与采用 CSVPWM 策略一致,说明采用本文所提分段 DSVPWM

策略对机组运行性能及变流器控制性能影响不大。

虽然本文针对结温波动的抑制问题提出了分段 DSVPWM策略,并进行了电-热性能的仿真,但是不 同调制策略也可能对电能质量有不同的影响,下一 步将通过样机实验开展分段 DSVPWM策略下较全 面的比较分析,并进行工程实践方面的验证工作。

参考文献:

- [1] CHEN Z, 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.
- [2] LEI T,BARNES M,SMITH A C. Thermal cycling evaluation for DFIG wind turbine power converter based on joint modelling
 [C] //IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE).
 Washington DC,USA;IEEE,2013;3845-3851.
- [3] BRUNS M,RABELO B,HOFMANN W. Investigation of doublyfed induction generator drives behaviour at synchronous operating point in wind turbines [C] // European Conference on Power Electronics and Applications. Barcelona,Spain:IEEE, 2009:1-10.
- [4] ZHOU D,BLAABJERG F,LAU M,at al. Thermal behavior of doubly-fed induction generator wind turbine system during balanced grid fault[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Fort Worth,USA;IEEE,2014;3076-3083.
- [5] 李辉,秦星,刘盛权,等.双馈风电变流器 IGBT 模块功率循环能 力评估[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):6-12.
 LI Hui,QIN Xing,LIU Shengquan,et al. Assessment of power cycling capability for converter IGBT module of DFIG system [J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(1):6-12.
- [6] 李辉,季海婷,秦星,等. 考虑运行功率变化影响的风电变流器可 靠性评估[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):1-8.
 LI Hui,JI Haiting,QIN Xing,et al. A hybrid LVRT controlscheme for PMSG wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):1-8.
- [7] MORRONI J,DOLGOV A,SHIRAZI M,et al. Online health monitoring in digitally controlled power converters[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando,USA:IEEE,2007:112-118.
- [8] FORSYTH A,YANG S,MAWBY P,et al. Measurement and modelling of power electronic devices at cryogenic temperatures [J].
 IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems, 2006, 153 (5): 407-415.
- [9] XIANG D,RAN L,TAVNER P,et al. Monitoring solder fatigue in a power module using case-above-ambient temperature rise
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47 (6): 2578-2591.
- [10] LEHMANN J,NETZEL M,HERZER R,et al. Method for electrical detection of bond wire lift-off for power semiconductor[C]//IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. [S.I.]:IEEE,2003:333-336.
- [11] SANKARAN V,XU X. Integrated power module diagnostic unit:US5528446[P]. 1996-06-18.
- [12] 吴军科,周雒维,孙鹏菊,等. 功率变流器中 IGBT 模块的结温管 理策略研究[C]//第七届中国高校电力电子与电力传动学术年

会论文集.上海:上海交通大学电力传输与功率变换控制教 育部重点实验室,2013:487-493.

WU Junke, ZHOU Luowei, SUN Pengju, et al. A research of IGBT junction temperature control strategy of power converter [C]//The 7th Symposumon Power Electronics & Electrical Drives(SPEED). Shanghai: Key Laboratory of Power Transmission and Power Transformation Control, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, 2013:487-493.

- [13] MILNE J. Analysis of PWM frequency control to improve the lifetime of PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 47(2):922-929.
- [14] 安少亮,孙向东,陈樱娟,等. 一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(24):59-66.
 AN Shaoliang,SUN Xiangdong,CHEN Yingjuan,et al. A new generalized implementation method of discontinuous PWM[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(24):59-66.
- [15] 于飞,张晓峰,王素华,等. 空间矢量 PWM 的比较分析[J]. 武 汉理工大学学报(交通科学与工程版),2006,30(1):52-55.
 YU Fei,ZHANG Xiaofeng,WANG Suhua, et al. A comparison of space vector PWM[J]. Journal of Wuhan University of Technology(Transportation Science & Engineering),2006,30(1): 52-55.
- [16] 张桂斌,徐政. 最小开关损耗 VSVPWM 技术的研究与仿真[J]. 电工技术学报,2001,16(2):34-40.

ZHANG Guibin, XU Zheng. Study and simulation of minimum switching losses VSVPWM technique[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(2); 34-40.

[17] 李峰. 矢量控制系统中优化 PWM 控制策略的研究[D]. 天津: 天津大学,2003. LI Feng. Study on optimal control strategy of PWM in vector control system[D]. Tianjin:Tianjin University, 2003.

- [18] GRAHAME H D, THOMAS A L. Pulse width modulation for power converters: principles and practice [M]. New York, USA: IEEE Press, 2010:195-217.
- [19] 贺益康,胡家兵,徐烈. 并网双馈异步风力发电机运行控制[M]. 北京:中国电力出版社,2011;52-93.
- [20] 栗然,唐凡,刘英培,等.双馈风电场新型无功补偿与电压控制 方案[J]. 中国电机工程学报,2012,32(19):16-23.
 LI Ran,TANG Fan,LIU Yingpei,et al. A new scheme of reactive power compensation and voltage control for DFIG based wind farm[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(19): 16-23.
- [21] 许伯强,张舒怡. 定子故障下的双馈风力发电机组建模与稳定 性分析[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):93-99.
 XU Boqiang,ZHANG Shuyi. Modeling and stability analysis of DFIG with stator fault[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016,36(9):93-99.

作者简介:

李 辉



李 辉(1973—),男,浙江金华人,教 授,博士研究生导师,博士,研究方向为风力 发电技术、新型电机及其系统分析(E-mail: cqulh@163.com);

白鵰飞(1992—),男,山西大同人,硕士 研究生,研究方向为风电机组变流器可靠性 评估。

Segmented DSVPWM strategy to depress IGBT junction temperature of wind-power converter

LI Hui¹, BAI Pengfei¹, LI Yang¹, HU Yaogang¹, SONG Erbing¹, WANG Jie², JI Haiting³ (1. State Key Laboratory of Equipment and System Safety of Power Transmission and Distribution & New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China; 2. Chongqing KK-QIANWEI Wind Power Equipment Co., Ltd., Chongqing 401121, China; 3. Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing Three Gorges University, Chongqing 404000, China)

Abstract: Aiming at the large IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) junction temperature fluctuation of the rotor-side converter of doubly-fed wind turbine-generator, a modulation strategy is proposed to depress the IGBT junction temperature without affecting the operation performance of system. A power-factor angle expression of rotor-side converter is derived based on the concept that the DSVPWM(Discontinuous Space Vector Pulse Width Modulation) at a certain load power-factor angle can reduce the switching loss of converter and its variation range is analyzed. Since the variation range is quite large, a segmented DSVPWM strategy according to the power-factor angle variation range of rotor-side converter is proposed to depress its IGBT junction temperature. An electric-thermal coupling model considering the thermal performance of converter IGBT is established for a 2 MW doubly-fed turbine-generator system, and the electric-thermal performance of converter is simulated and analyzed for different power outputs, which show that, compared with the continuous space vector pulse width modulation, the proposed segmented DSVPWM strategy can effectively depress the IGBT junction temperature of the rotor-side converter and its fluctuation.

Key words: doubly-fed wind turbine-generator; DSVPWM; wind power; electric converters; Insulated Gate Bipolar Transistors(IGBT); junction temperature; power-factor angle; segmented modulation